



■ Unión Internacional de Telecomunicaciones



# ***Manual DTTB***

## ***Radiodifusión de televisión terrenal digital en las bandas de ondas métricas/decimétricas***

**Edición 2002**

## EL SECTOR DE RADIOCOMUNICACIONES DE LA UIT

El Sector de Radiocomunicaciones tiene como cometido garantizar la utilización racional, equitativa, eficaz y económica del espectro de frecuencias radioeléctricas por todos los servicios de radiocomunicaciones, incluidos los servicios por satélite, y realizar, sin limitación de gamas de frecuencias, estudios que sirvan de base para la adopción de las Recomendaciones UIT-R.

Las Conferencias Mundiales y Regionales de Radiocomunicaciones y las Asambleas de Radiocomunicaciones, con la colaboración de las Comisiones de Estudio, cumplen las funciones reglamentarias y políticas del Sector de Radiocomunicaciones.

### **Para toda información sobre asuntos de radiocomunicaciones**

*Póngase en contacto con:*

UIT  
Oficina de Radiocomunicaciones  
Place des Nations  
CH-1211 Ginebra 20  
Suiza

Teléfono: +41 22 730 5800  
Telefax: +41 22 730 5785  
E-mail: [brmail@itu.int](mailto:brmail@itu.int)  
Web: [www.itu.int/itu-r](http://www.itu.int/itu-r)

### **Para solicitar las publicaciones de la UIT**

*No se admiten pedidos por teléfono. Sírvanse enviarlos por telefax o correo electrónico (E-mail).*

UIT  
División de Ventas y Comercialización  
Place des Nations  
CH-1211 Ginebra 20  
Suiza

Teléfono: +41 22 730 6141 inglés  
Teléfono: +41 22 730 6142 francés  
Teléfono: +41 22 730 6143 español  
**Telefax: +41 22 730 5194**  
Télex: 421 000 uit ch  
Telegrama: ITU GENEVE  
**E-mail: [sales@itu.int](mailto:sales@itu.int)**

**La Librería electrónica de la UIT: [www.itu.int/publications](http://www.itu.int/publications)**



Unión Internacional de Telecomunicaciones

# ***Manual DTTB***

## ***Radiodifusión de televisión terrenal digital en las bandas de ondas métricas/decimétricas***



## INTRODUCCIÓN GENERAL

En razón de sus diversas ventajas, los sistemas de televisión digital están destinados a reemplazar a los sistemas de televisión analógica, que han sido utilizados durante más de medio siglo para prestar servicios de imagen y sonido a una enorme cantidad de personas en todo el mundo. El UIT-R ha decidido proporcionar directrices a los ingenieros responsables de la implantación de sistemas de radiodifusión de televisión terrenal digital (DTTB, *digital terrestrial television broadcasting*) en la forma de un Manual singular que trata de sistemas y aspectos de planificación de este nuevo tema tan interesante y complejo. Esto ha dado como resultado la elaboración de una amplia gama de información que podrá ser útil a toda persona interesada.

No se prevé que los servicios de televisión analógica existentes sean reemplazados por servicios digitales en forma instantánea. Por el contrario, este proceso requerirá muchos años para llevarse a cabo. Se espera que este Manual continúe proporcionando la información y ayuda necesarias en los años venideros.

---



**PARTE 1**

**SISTEMAS**



## PARTE 1

### ÍNDICE

	Página
CAPÍTULO 1 – Introducción .....	7
1.1 Alcance .....	7
1.2 Antecedentes .....	7
CAPÍTULO 2 – Panorama general del modelo DTTB.....	9
2.1 El desafío .....	9
2.2 El modelo DTTB de la UIT .....	10
CAPÍTULO 3 – Codificación de la fuente de vídeo y audio.....	13
3.1 Definiciones .....	13
3.1.1 Codificación de la fuente y del canal.....	13
3.1.2 Codificación en la fuente .....	13
3.1.3 Barrido progresivo .....	13
3.1.4 Píxels cuadrados.....	13
3.2 Ventajas.....	13
3.3 Codificación de vídeo a baja velocidad binaria y calidad de servicio .....	14
3.4 Ejemplos de normas de exploración de vídeo.....	14
3.5 Compresión y codificación de vídeo [1] [2] [3].....	14
3.5.1 Introducción.....	14
3.5.2 Introducción al MPEG .....	14
3.5.3 Técnicas de compresión digital.....	16
3.5.4 Codificación de predicción entre cuadros y compensación de movimiento.....	16
3.5.5 Codificación entre cuadros .....	18
3.5.6 Codificación de la transformada de coseno discreto (DCT).....	18
3.5.7 Coeficiente de cuantificación.....	19
3.5.8 Codificación de la longitud de ejecución.....	21
3.5.9 Codificación de longitud variable.....	21
3.5.10 Codificador de vídeo MPEG.....	22
3.5.11 Cuadros I, B y P.....	23
3.6 Tren de bits de vídeo MPEG-2 .....	24

	Página
3.7	Compresión y codificación de audio..... 29
3.7.1	Introducción..... 29
3.7.2	Características de un sistema de audio DTTB ..... 30
3.7.3	Panorama general del sistema de audio DTTB..... 32
3.7.4	Panorama general y bases fundamentales de la compresión de audio..... 33
3.8	El sistema ISO/CEI IS 13818-3 (MPEG-2) de Capa II ..... 34
3.8.1	Introducción..... 34
3.8.2	Principales características del usuario de la Norma ISO/CEI 13818-3 de Capa II ..... 35
3.8.3	Detalles técnicos de MPEG-2 de Capa II ..... 44
3.8.4	Conclusión ..... 47
3.9	Descripción del Sistema AC-3..... 47
3.9.1	Introducción..... 47
3.9.2	Detalles técnicos del Sistema AC-3 ..... 48
3.9.3	Sintaxis del tren de bits ..... 51
3.9.4	Sonoridad y gama dinámica..... 53
3.9.5	Servicios principal, asociado y multilingüe..... 56
3.9.6	Conclusión ..... 60
3.10	Datos auxiliares..... 61
3.10.1	Teletexto ..... 61
3.10.2	Subtitulado de programas ..... 61
3.10.3	Servicios multimedios de radiodifusión..... 61
3.11	Estructura de multiplexación de la Norma MPEG-2 ..... 61
3.11.1	Tren elemental empaquetado ..... 63
CAPÍTULO 4 – Múltiplex y transporte de servicio..... 67	
4.1	Estructuras disponibles ..... 67
4.1.1	ATM..... 67
4.1.2	MPEG-2 ..... 67
4.1.3	RDSI ..... 68
4.2	Multiplexación de vídeo, audio y datos ..... 68
4.2.1	Introducción..... 68
4.2.2	Multiplexación del tren de programa y tren de transporte..... 69
4.2.3	Ventajas del método de empaquetado de longitud fija ..... 70
4.2.4	Panorama general del subsistema de transporte..... 71

	Página
4.3	Funcionalidad de multiplexación de nivel superior ..... 72
4.3.1	Múltiplex de transporte de programa único ..... 72
4.3.2	Múltiplex del sistema ..... 73
4.4	Formato de paquete PES ..... 74
4.5	Métodos de empaquetamiento y funcionalidad ..... 82
4.5.1	Panorama general ..... 82
4.5.2	Capa de enlace ..... 83
4.5.3	Capa de adaptación ..... 86
4.5.4	PSI y el campo pointer_field ..... 89
4.6	Características y servicios ..... 93
4.6.1	Introducción ..... 93
4.6.2	Tipos de compresión de audio e identificación de idioma ..... 94
4.6.3	Información de programa ..... 94
4.6.4	Subtitulado ..... 94
4.6.5	Subtitulado cerrado ..... 94
4.6.6	Origen e identificación del programa ..... 94
4.6.7	Identificación de acceso condicional ..... 95
4.6.8	Información de la estructura de imagen ..... 95
4.6.9	Colorimetría ..... 95
4.6.10	Identificación del campo color ..... 95
4.6.11	Cambios de escenas y puntos de inserción sin perturbaciones ..... 95
4.6.12	Frecuencia de campo/cuadro y arrastre de la película ..... 96
4.6.13	Toma panorámica y barrido ..... 96
4.6.14	Inserción aleatoria en el tren de bits comprimidos ..... 96
4.6.15	Inserción de programas locales ..... 96
4.6.16	Identificación de programas individuales ..... 97
4.6.17	Otra información de canal ..... 97
<b>CAPÍTULO 5 – Capa física – Codificación y modulación de canal ..... 99</b>	
5.1	Introducción ..... 99
5.2	Eficacia espectral ..... 99
5.3	Técnicas de modulación ..... 100
5.3.1	Consideraciones generales ..... 100
5.3.2	Modulación de portadora única ..... 100
5.3.3	Modulación de múltiples portadoras ..... 101

	Página
5.4	Codificación de canal (codificación de corrección de errores)..... 107
5.5	Comparación de las primeras aplicaciones de sistemas de portadora única y portadoras múltiples..... 108
5.5.1	Interferencia de impulsos..... 109
5.5.2	Distorsión por trayectos múltiples ..... 109
5.5.3	Interferencia cocanal de la televisión analógica ..... 111
5.5.4	Cuestiones sobre la relación potencia de cresta/potencia media ..... 112
5.6	Cuestiones de cobertura ..... 112
5.6.1	Transmisión jerárquica..... 113
5.6.2	Sistemas de múltiples transmisores ..... 114
CAPÍTULO 6 – Características generales de los sistemas ..... 115	
6.1	Sistema ATSC..... 115
6.2	Sistema DVB-T..... 115
6.3	Sistema RDSI-T ..... 117
6.3.1	Transmisión de anchura de banda de RDSI-T ..... 118
6.3.2	Transmisión jerárquica..... 118
6.3.3	Recepción parcial..... 118
6.3.4	Multiplex para transmisión jerárquica ..... 118
6.3.5	Diagrama de bloques funcional del sistema RDSI-T..... 118
6.3.6	Parámetros de transmisión ..... 120
CAPÍTULO 7 – Lista de Recomendaciones UIT-R relacionadas con la radiodifusión de televisión terrenal digital (DTTB)..... 127	

## PARTE 2

(Véase la página 129)

# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 Alcance

Esta parte del Manual proporciona información didáctica y una visión general sobre los sistemas de radiodifusión de televisión terrenal digital (DTTB). Describe un sistema diseñado para transmitir servicios de audio y vídeo de alta calidad a través de un solo canal de radiodifusión en 6, 7 u 8 MHz, y proporciona instrucciones sobre las tecnologías que soportan las Recomendaciones elaboradas por el antiguo Grupo de Tareas Especiales 11/3 durante el periodo 1992-1996. Asimismo, suministra un resumen del estado de elaboración de las especificaciones y planes de sistemas para la implantación del servicio hasta finales de 1998.

### 1.2 Antecedentes

La mayor parte de los organismos de radiodifusión establecidos utilizan sistemas de emisión terrenales que funcionan en las bandas de frecuencias de ondas métricas y decimétricas. El asunto de la entrega de señales de imagen en televisión de alta definición (TVAD) y los servicios sonoros asociados por un solo canal de ondas métricas y decimétricas en 6, 7 u 8 MHz, dio por resultado la revisión de la aplicación de técnicas de codificación digitales en transmisión terrenal.

Durante los últimos treinta años se ha venido produciendo el desplazamiento de un servicio de televisión que depende principalmente de la aplicación de tecnologías analógicas a otro basado en tecnologías digitales. Esta migración del servicio de televisión es parte del crecimiento natural de la convergencia de la televisión, las telecomunicaciones, y las artes y ciencias informáticas a través del uso compartido de tecnología digital.

Las señales de entrada y salida de los sistemas de televisión en la cámara y en el receptor, respectivamente, son inherentemente analógicas. Por consiguiente, «¿por qué digital?» es una pregunta lógica.

Mientras que las degradaciones de la señal en la señal analógica son acumulativas y las características de las degradaciones las hacen difíciles de distinguir de la señal de vídeo, la capacidad de regenerar exactamente un tren de impulsos digital hace que las señales digitales sean teóricamente inmunes a degradaciones procedentes de fuentes externas. Los trenes de bits digitales se pueden intercalar dentro de un canal simple. Este procedimiento de intercalación permite la emisión, transmisión, almacenamiento o procesamiento de señales auxiliares junto con la señal de vídeo y de audio asociadas. Además, se pueden aplicar técnicas de compresión basadas en la reducción de redundancia a los servicios de vídeo y audio para permitir la posibilidad de transmitir un servicio de TVAD o servicios normales múltiples en un canal de radiodifusión existente.

La llegada de componentes de segunda y tercera generación y de videograbadoras digitales compuestos, conmutadores, gráficos animados y máquinas de efectos especiales y el acuerdo sobre una interfaz de señal digital en serie en 1990, aceleraron el movimiento hacia la implantación de prestaciones de producción totalmente digitales. La producción digital y la utilización de grabadores digitales de cinta magnética modificó la práctica de los organismos de radiodifusión sobre edición multigeneracional, de cinco generaciones de edición postproducción con utilización de tecnología analógica a decenas de generaciones con utilización de la tecnología digital. La aplicación de las técnicas digitales ha reducido considerablemente el tiempo de establecimiento de la cámara: de horas a un tiempo casi instantáneo. Los sistemas de biblioteca digital permiten que la ubicación de los medios de grabación sea transparente al usuario. El proceso total gobernado por computadora penetró profundamente en la generación de programas y facilidad de distribución llevando consigo el control preciso y la repetición de la función. [1]

Los únicos dominios en radiodifusión que permanecían en la esfera de la tecnología analógica habían sido la transmisión entre plantas y la transmisión final al consumidor. Estos últimos

obstáculos para la tecnología digital fueron superados a comienzos de la década de 1990 con la aplicación de la tecnología de compresión digital, estructurada generalmente mediante la aplicación de codificadores basados en la transformada de coseno discreto (DCT) la utilización de la modulación de amplitud en cuadratura (MAQ) y las técnicas de modulación niveles multinivel conexas. [2]

En 1990, los estudios realizados en América del Norte para hallar un medio de transmisión de la imagen de TVAD dentro de la anchura de banda de 6 MHz existente, permitieron que el canal de televisión en ondas decimétricas se centrara en la utilización de la compresión de datos digitales y esquemas de modulación para satisfacer los requisitos del sistema. Las demostraciones prácticas de viabilidad de los diversos sistemas en América del Norte fueron inmediatamente seguidas por demostraciones similares en Europa y en la región Asia-Pacífico.

A mediados de 1991, los informes de los trabajos efectuados en Estados Unidos de América, en los Países Nórdicos, en el Reino Unido, Francia, Italia, Japón y en otras partes del mundo, mostraron que podían aplicarse satisfactoriamente esquemas de reducción de velocidad binaria del orden de 60:1 a las imágenes de TVAD y de televisión convencional. Los resultados indicaron que las imágenes de TVAD podrían transmitirse en un canal de anchura de banda relativamente estrecha en la gama de 15-25 Mbit/s y que los servicios de televisión convencional se podían ofrecer a velocidades entre 1,5 Mbit/s a 12 Mbit/s, dependiendo de los objetivos de calidad del servicio. Mediante la utilización de técnicas de modulación normales será posible transmitir un solo programa de TVAD o múltiples programas de televisión convencional dentro de los canales de anchura de banda existentes de 6, 7 u 8 MHz dispuestos en las bandas de televisión de ondas métricas y decimétricas.

En el periodo entre 1991 y 1995, se efectuó en el mundo entero la elaboración de normas conexas con elementos de sistemas comunes para la radiodifusión digital de satélite, cable y terrena. Las Recomendaciones UIT-R elaboradas por el antiguo Grupo de Tareas Especiales 11/3 abordaron los elementos comunes del sistema de radiodifusión de televisión terrenal digital. Las especificaciones para los servicios de radiodifusión digital por satélite y cable estuvieron entonces en las etapas finales de aprobación en diversas áreas del mundo y fueron reflejadas en Recomendaciones UIT-R y normas regionales. Los servicios de radiodifusión que cumplían con esas normas estaban también en operación en diversas partes del mundo. Las especificaciones para radiodifusión de televisión terrenal digital que tenían elementos de sistema comunes con los utilizados en satélite y cable estuvieron también en un estado avanzado y su elaboración estaba prevista en 1996.

En 1996, los planes para la introducción de servicios de radiodifusión de televisión terrenal digital estaban en un estado avanzado en una diversidad de países.

Estos avances en la tecnología de la comunicación condujeron a la transmisión digital de los servicios de televisión a una realidad práctica la opinión más generalizada es que la aplicación de la tecnología digital en ciencias de la televisión proporciona una calidad de imagen y sonido superior que la transmisión de televisión terrenal analógica convencional que, al mismo tiempo, aumenta la eficacia de la utilización del espectro al permitir la difusión de servicios de programas múltiples en canales corrientes de un solo programa.

Para que los servicios de televisión digital sean satisfactorios, debe haber un consenso sobre normas en las áreas de codificación de la fuente y del canal, métodos de modulación, identificación de contenido, protección y corrección de errores. Asimismo, es importante considerar la armonización con otros medios.

### **Referencias Bibliográficas**

- [1] BARON, S. An Overview of the DTTB Model. ITU/SMPTE Tutorial on Digital Terrestrial Television Broadcasting. SMPTE 1994, ISBN 0-940690-24-1, p. 1-5.
- [2] Recomendación UIT-R BT.798 – Radiodifusión de televisión terrenal digital en las bandas de ondas métricas y decimétricas.

## CAPÍTULO 2

### PANORAMA GENERAL DEL MODELO DTTB

#### 2.1 El desafío

La aplicación de la tecnología digital a la radiodifusión proporciona tres ventajas fundamentales:

- calidad de servicio compatible con mejora de la inmunidad frente al ruido y libre de cuasi error, propagación de imagen y sonido perfecta dentro de la gama de calidad de funcionamiento;
- bajos costos de operación a través de la utilización de la tecnología de compresión y fiabilidad mejorada del sistema; y
- diversidad de programa aumentado, es decir capacidad de proporcionar múltiples servicios en un solo canal de radiodifusión existente.

La aplicación de la tecnología digital en los sistemas de televisión abarca una serie de disciplinas y procedimientos técnicos separados:

- el desarrollo de esquemas de compresión de imagen, sonido y datos que sean compatibles con las necesidades de un sistema de emisión digital y que proporciona los niveles apropiados de calidad de funcionamiento del sistema;
- la identificación de la modulación de imagen, sonido y multiplexación de datos, así como de las características de codificación que satisfacen los requisitos del sistema;
- la interpretación de los aspectos de planificación y de espectro de los servicios digitales incluido el cubrimiento de zona a diversas condiciones de recepción y medio ambiente; y
- la capacidad de proporcionar un sistema de emisión digital en las bandas métricas y decimétricas terrenales que permita la posible transmisión simultánea con servicios de televisión analógica existentes.

El proceso de conversión digital de las imágenes de televisión de 525 líneas o 625 líneas convencionales producen un tren de datos de vídeo del orden de los 270 Mbit/s [1] [2] [3]. El procedimiento de conversión digital de las imágenes de la TVAD es un tren de datos de vídeo del orden de 1 200 Mbit/s [4]. La tecnología que se disponía en 1992 era lo suficientemente apta para soportar el transporte de trenes de datos digitales en canales de televisión terrenales o para utilizar eficazmente el espaciado de datos en un transpondedor de satélites a la velocidad aproximada de 3,5 a 4,0 bits/Hz de anchura de banda de canal. Por consiguiente se podría prever un canal de 6, 7 u 8 MHz para soportar un tren de datos de 20 Mbit/s aproximadamente a una velocidad tan elevada como 60:1 para satisfacer la necesidad de proporcionar servicios TVAD. El tren de datos también debe proporcionar el transporte de los servicios de audio asociados y datos auxiliares tales como subtítulo, identificación de programa, etc.

## 2.2 El modelo DTTB de la UIT

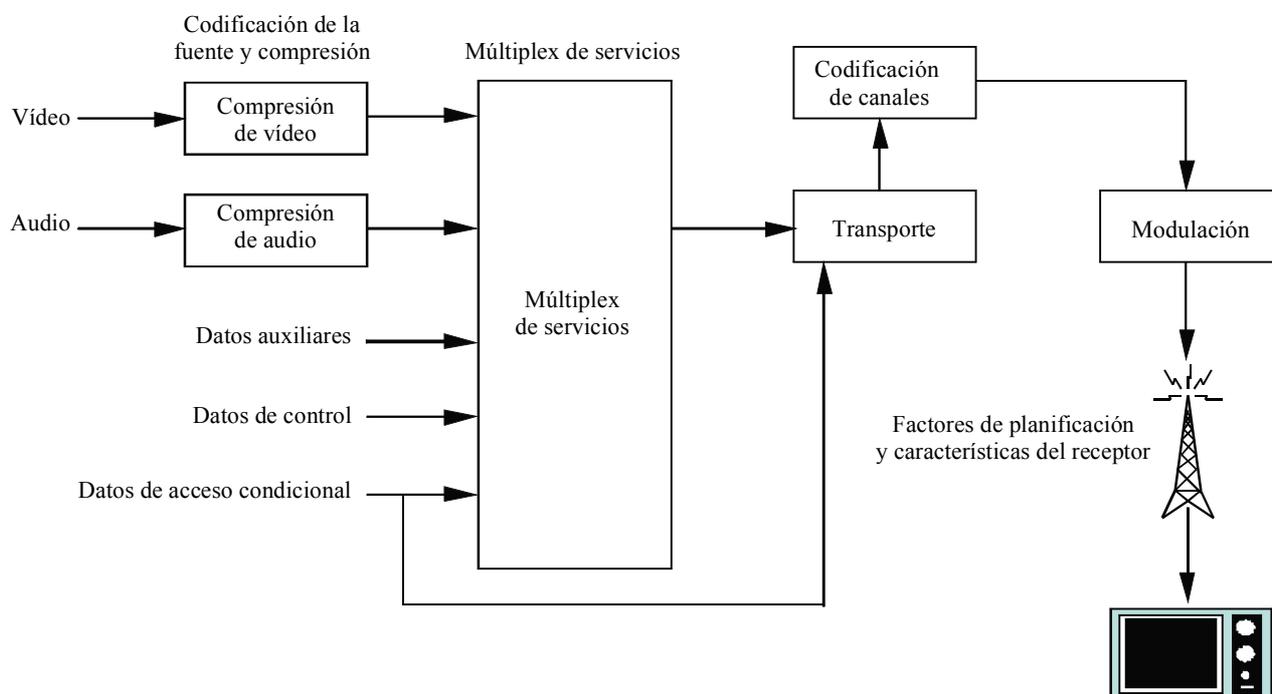


FIGURA 2.1

Modelo del sistema DTTB

DTTB-02.1

El Sector de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-R), creó el antiguo Grupo de Tareas Especiales 11/3 cuyo mandato en enero de 1992 fue responder a la cuestión urgente sobre la radiodifusión de televisión terrenal digital [5]. El antiguo Grupo de Tareas Especiales 11/3 estableció un modelo de sistema de radiodifusión de televisión digital y utilizó el modelo como base de sus investigaciones. El modelo se dividió en cuatro subsistemas (véase la Fig. 2.1):

- codificación de la fuente y compresión;
- múltiplex de servicios y transporte;
- capa física (esquema de modulación); y
- factores de planificación (incluidos los factores de planificación de transmisión y receptor) y estrategias de implantación.

La «codificación de la fuente» se refiere a los métodos de reducción de la velocidad binaria conocidos también como técnicas de compresión de datos y protección contra errores que son apropiados para la aplicación de los trenes de datos digitales de vídeo, audio y auxiliares. El término «datos auxiliares» comprende los datos de control, incluido el control de acceso condicional, y los datos asociados con los servicios de programas de audio y vídeo tales como subtítulo cerrado. El término «datos auxiliares» también se puede referir a servicios independientes de programas y datos.

El «múltiplex de servicios y transporte» se refiere al medio de dividir el tren de datos digitales en «paquetes» de información, el medio de identificar unívocamente cada paquete o tipo de paquete y los medios apropiados de multiplexación de los paquetes del tren de datos de vídeo, tren de datos de audio, y tren de datos auxiliares en un solo tren de datos. El interfuncionamiento o armonización entre medios digitales tales como radiodifusión terrenal, distribución por cable, distribución por satélite, medios de grabación e interfaces de computador ha de ser un tema de especial importancia para el desarrollo de un mecanismo de transporte apropiado.

El término «capa física» se refiere al medio de utilización de la información sobre el tren de datos digitales para modular la señal transmitida. El estudio de las técnicas de modulación incluye las técnicas de comunicación de canal y protección de errores que utilizan esquemas de portadora única y múltiples portadoras.

El término «factores de planificación y estrategias de aplicación» incluye el estudio de estrategias apropiadas para la introducción y aplicación del servicio de radiodifusión de televisión terrenal digital que tiene en cuenta los servicios de radiodifusión existentes. Los planes para cualquiera de las estrategias deben reconocer las características de interferencias de los medios a través del aire y las limitaciones prácticas impuestas en el receptor.

### **Referencias Bibliográficas**

- [1] Recomendación UIT-R BT.601 – Parámetros de codificación de televisión digital para estudios con formatos de imagen normal 4:3 y de pantalla ancha 16:9.
- [2] Recomendación UIT-R BT.656 – Interfaces para las señales de vídeo con componentes digitales en sistemas de televisión de 525 líneas y 625 líneas que funcionan en el nivel 4:2:2 de la Recomendación UIT-R BT.601 [Parte A].
- [3] Recomendación UIT-R BT.1200 - Norma objetivo para los sistemas de vídeo digitales destinados a los estudios de intercambio internacional de programas.
- [4] Recomendación UIT-R BT.709 – Valores de los parámetros de la norma TVAD para la producción y el intercambio internacional de programas.
- [5] Cuestión UIT-R 121/11 – Radiodifusión de televisión terrenal digital.



## CAPÍTULO 3

### CODIFICACIÓN DE LA FUENTE DE VÍDEO Y AUDIO

#### 3.1 Definiciones

##### 3.1.1 Codificación de la fuente y del canal

La teoría de la comunicación clásica (es decir, basada en los trabajos de Shannon) indica que, en determinadas circunstancias, es posible separar las operaciones en las que intervienen compresión de datos y generación de señales de transmisión de modo tal que se puedan abordar y optimizar independientemente. Es aquí donde surgen los conceptos de codificación en la fuente y codificación de canal separados.

##### 3.1.2 Codificación en la fuente

La codificación en la fuente abarca solamente características de la fuente. Es decir, las características del canal de comunicaciones no tienen influencia sobre la codificación en la fuente. En esta codificación se aprovecha la redundancia inherente en la señal de la fuente para reducir la cantidad de datos que se han de transmitir. Esta etapa de compresión de datos debe estar libre de pérdidas o, en el caso de señales de vídeo y audio, podría introducir alguna degradación de la señal. Cualquier operación que considera las características de la señal de la fuente y toma ventaja de ellas a los fines de reducir datos está codificada en la fuente.

##### 3.1.3 Barrido progresivo

El barrido progresivo en una secuencia de imágenes basada en tramas de exploración simplifica, en cierta medida, el filtrado de interpolación utilizado para la conversión de formatos con diferentes números de líneas de exploración, diferentes números de muestras por línea, y diferentes muestras temporales (es decir, velocidad de imagen). Teniendo en cuenta que el algoritmo MPEG-2 puede procesar imágenes completas se pueden utilizar fuentes de exploración progresiva y suministrar el modo película de 24 cuadros/s.

##### 3.1.4 Píxeles cuadrados

Para gráficos por computadora, es conveniente disponer de igual separación geométrica entre muestras horizontales sobre una línea y entre muestras desplegadas verticalmente para la presentación simple de objetos que puedan ser transformados después de su creación. Los elementos de imagen (píxeles) que presentan igual separación geométrica horizontal y vertical se denominan píxeles cuadrados.

#### 3.2 Ventajas

La televisión digital presenta muchas ventajas en términos de calidad y flexibilidad pero tiene el inconveniente una anchura de banda mucho mayor que las señales analógicas actuales. Un servicio DTTB debe ofrecer formato de imagen normal 4:3 y de pantalla ancha 16:9 y tener la capacidad de tratar, como mínimo, una resolución de la fuente de 720(h) × 480(v) muestras por cuadro (véase la Recomendación UIT-R BT.601) como figura en la Recomendación UIT-R BT.1208.

En ausencia de errores de transmisión, la calidad de la imagen sería la ofrecida por la codificación de reducción de datos redundantes de baja velocidad binaria. Esta calidad no es constante, pero es altamente dependiente del contenido particular del material de imagen que se codifica. Los trabajos, a finales de 1995, continuaron con métodos para evaluar críticamente la secuencia de imágenes con el objeto de establecer técnicas para determinar la calidad de servicio de imágenes codificadas a baja velocidad binaria.

### 3.3 Codificación de vídeo a baja velocidad binaria y calidad de servicio

Se comprime una señal de estudio convencional y de TVAD con codificación de imagen para una velocidad de transmisión de datos más baja y transmitida con modulación digital a través de un canal de ondas métricas/decimétricas convencional con una anchura de banda de 6, 7 u 8 MHz.

Aparte de la información de imagen, también se requiere capacidad para servicios de audio, de datos como teletexto y codificación de corrección de errores en recepción sin canal de retorno (FEC). A continuación se da un ejemplo de velocidades binarias para diversos servicios:

Vídeo	24 Mbit/s	(codificación DCT híbrido de movimiento compensado)
Audio	400 kbit/s aprox.	(5 canales monofónicos de audio)
Datos	64 kbit/s	(contenido indefinido)
FEC	2 Mbit/s	(Reed-Solomon, tal como RS (224,208) o RS (227,207)).

### 3.4 Ejemplos de normas de exploración de vídeo

- a) Formatos espaciales (muestras/línea  $\times$  líneas/cuadro)  
1920  $\times$  1152, 1920  $\times$  1080, 1920  $\times$  1035, 1440  $\times$  1152, 1280  $\times$  720, 960  $\times$  576, 720  $\times$  576, 720  $\times$  480, 704  $\times$  480, 640  $\times$  480, 352  $\times$  240.
- b) Formatos temporales (cuadros/s)  
23,98, 24, 25, 29,97, 30, 50, 59,94, 60.

Imágenes entrelazadas o de exploración progresiva.

### 3.5 Compresión y codificación de vídeo [1] [2] [3]

#### 3.5.1 Introducción

El sistema de radiodifusión de televisión terrenal digital (DTTB) está diseñado para transmitir señales de vídeo y audio de alta calidad por un solo canal terrenal de 6, 7, u 8 MHz. Las modernas tecnologías de transmisión digital pueden entregar un máximo de 17 Mbit/s y 20 Mbit/s para codificar datos de vídeo por un solo canal terrenal de 6,7 u 8 MHz. Esto significa que codificando una fuente vídeo de TVAD cuya resolución es 5 veces la correspondiente a la televisión convencional (NTSC, PAL o SECAM) requiere una reducción de la velocidad binaria en un factor de 50 o más. Para obtener esta reducción de la velocidad binaria, existe un consenso mundial sobre la utilización de la codificación vídeo MPEG-2. A fin de satisfacer los requisitos de las diversas aplicaciones y servicios previstos, el sistema DTTB deber dar cabida a las imágenes exploradas y progresivas entrelazadas a través de una amplia gama de resoluciones espaciales y temporales. La compresión de vídeo puede constituir el parámetro más crítico para el sistema DTTB.

#### 3.5.2 Introducción al MPEG

El Grupo de Expertos en Imágenes en Movimiento (MPEG) es un grupo internacional formado bajo los auspicios de la ISO y la CEI. Formalmente se lo conoce como ISO/CEI JTC 1/SC 29/WG 11.

El mandato original del MPEG era el de proporcionar un «método de codificación genérico de imágenes en movimiento y de sonidos asociados para medios de almacenamiento digital que posean un caudal de hasta unos 10 Mbit/s. Se espera que el método de codificación que se ha de definir tenga aplicaciones en otras diversas áreas como distribución y comunicación».

La elaboración de normas se dividió en dos fases: MPEG-1 y MPEG-2.

El MPEG-2 se amplió más tarde para abarcar la TVAD (algunas veces denominado también MPEG-3). El grupo MPEG-1 se inició en 1988 y su tema de estudio fue vídeo comprimido a velocidades binarias alrededor de 1,5 Mbit/s. Esto fue apropiado para dispositivos de almacenamiento en gran cantidad tales como CD-ROM y transmisión en canales digitales de jerarquía digital plesiócrona en 1,554 y 2,048 Mbit/s. El MPEG ha registrado el documento de esta Norma como ISO/CEI 11172.

La elaboración de la Norma MPEG-2 comenzó en julio de 1990. Su objetivo era definir una norma para la representación codificada de información audiovisual que proporciona calidad de radiodifusión a velocidades de datos de hasta 15 Mbit/s, basada en la norma de televisión digital conforme a la Recomendación UIT-R BT.601. En noviembre de 1991 el MPEG llevó a cabo un programa de pruebas subjetivas formales sobre un total de 32 algoritmos de codificación de vídeo procedentes de Europa, América del Norte y Extremo Oriente. De acuerdo con esta evaluación se definió un algoritmo modelo de prueba que utiliza un método DCT híbrido (véase la sección sobre técnicas de compresión digital) y proporciona flexibilidad para mayor desarrollo.

En marzo de 1993 el MPEG se reunió en Sydney y ya en la reunión de julio celebrada en Nueva York las especificaciones sobre «Perfiles» y «Niveles» estaban prácticamente finalizadas. En el Cuadro 3.1 figura una breve definición de cinco perfiles y enumera las resoluciones de elementos de imagen que caracterizan los cuatro niveles. Indica también las máximas velocidades binarias aplicables a las combinaciones perfil/nivel válidas. Desde el punto de vista de un organismo de radiodifusión, la norma dará cabida a:

- imágenes entrelazadas exploradas progresivamente;
- esquemas de muestreo de imagen 4:2:0 y 4:2:2;
- una diversidad de resoluciones de imagen (hasta teóricamente 16 000 píxels × 16 000 líneas), incluidas todas las velocidades de campo/cuadro comúnmente utilizadas en aplicaciones de radiodifusión;
- «ajustabilidad por escalón» codificada. Esta característica permite disponer de un decodificador de definición normalizada o de definición limitada para extraer la información que requiere de un tren de bits de TVAD de alto nivel. Por consiguiente, una transmisión puede servir a todos los decodificadores de definición diferente.

Se prevé que la mayoría de los requisitos de vídeo serán satisfechos mediante la especificación de perfil principal/nivel principal. Se debe señalar que esto no se proporciona en muestras de 4:2:2.

En la reunión de Nueva York se decidió iniciar la elaboración de una Norma MPEG-4 para codificación de vídeo-audio de muy baja velocidad binaria con el objetivo de presentar un proyecto de especificación en 1997.

El MPEG trabajó en estrecho vínculo con otros organismos de normalización, en particular el UIT-T, el UIT-R y la SMPTE. El antiguo Grupo de Tareas Especiales 11/3 de Radiocomunicaciones sobre radiodifusión de televisión terrenal digital tomó un interés activo en las Normas MPEG.

El punto más significativo que se ha de destacar es que las Normas MPEG no son especificaciones precisas sobre la implantación del soporte físico sino más bien descripciones genéricas de cómo será multiplexado el conjunto comprimido de señales de vídeo, audio y datos en un tren de paquetes digitales para transmisión. Esta normalización de la codificación permitirá, a su vez, la normalización de la función del decodificador. En este sentido la norma «prevé» la utilización de determinadas funciones de soporte físico del codificador. Por consiguiente, es muy posible para las diversas realizaciones de fabricantes de codificadores MPEG presentar distintas calidades de imagen.

### 3.5.3 Técnicas de compresión digital

Todos los sistemas de televisión corrientes contienen información redundante, es decir información que no se requiere para transmitir fielmente la imagen entre dos puntos de una red. Se puede obtener un grado de compresión medurado extrayendo simplemente esta información antes de efectuar la transmisión. Como esto no afecta la calidad de la imagen esta técnica se denomina compresión libre de pérdida. Por ejemplo, la mayor parte de la información de sincronización se puede extraer de una señal de vídeo PAL/NTSC.

Sin embargo, para obtener relaciones de compresión más elevadas, se han de emplear técnicas que afectan la calidad de la imagen si bien en un grado muy pequeño. Éstos están caracterizados como métodos «con pérdida». En este punto se describen los métodos con pérdidas que se utilizan en la Norma MPEG y tipos similares en temas de compresión. Las descripciones se relacionan con imágenes de exploración progresiva, si bien se debe señalar que la Norma MPEG-2 permite la codificación de imágenes progresivas y entrelazadas.

CUADRO 3.1  
Perfiles y niveles MPEG-2

Niveles	Perfiles				
	Simple Principal sin Cuadros B 4:2:0	Principal Cuadros B 4:2:0	Relación señal/ruido Ajustabilidad por escalón 4:2:0	Espacial Ajustabilidad por escalón 4:2:0	Profesional 4:2:2
<b>Elevado</b> 1920 x 1152	x	80 Mbit/s	x	x	100 Mbit/s
<b>Elevado-1440</b> 1440 x 1152	x	60 Mbit/s	x	60 Mbit/s	80 Mbit/s
<b>Principal</b> 720 x 576	15 Mbit/s	15 Mbit/s 90% de usuarios	15 Mbit/s	x	20 Mbit/s
<b>Bajo</b> 352 x 288	x	4 Mbit/s	4 Mbit/s	x	x

x: combinación no válida.

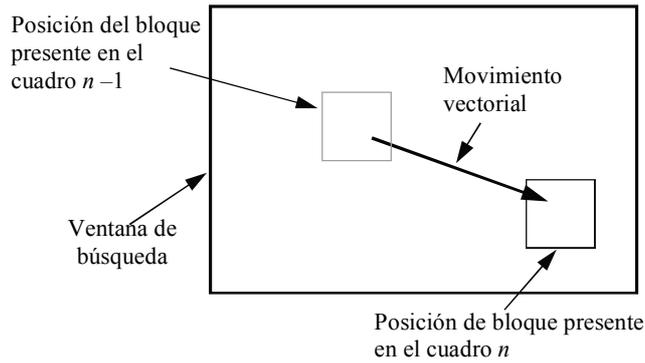
### 3.5.4 Codificación de predicción entre cuadros y compensación de movimiento

Un método eficaz para reducir la velocidad binaria de información es establecer una predicción de elementos de imagen (píxeles) en cuestión de la imagen del cuadro anterior. Se transmite entonces la diferencia entre el valor píxeles de la imagen real y su valor previsto.

En la mayor parte de las imágenes el valor diferencia (error) será pequeño pues hay un grado de semejanza significativo (redundancia temporal) entre cuadros sucesivos. Como se explicará más adelante la transmisión de una gama pequeña de valores durante la mayor parte de tiempo permite que la velocidad binaria sea marcadamente reducida. En el decodificador el mismo proceso o algoritmo de predicción recrea el valor de predicción y el valor de diferencia transmitido se añade a éste para obtener la amplitud original del píxel.

Para mejorar el procedimiento de predicción, se compara un macro bloque de  $16 \times 16$  píxels en la imagen presente con todos los bloques de  $16 \times 16$  en un área de exploración definida en la imagen previa. Se selecciona entonces el bloque que presenta la mejor semejanza y se sustrae del bloque presente.

El proceso de armonización minimiza los valores diferencia transmitidos y, en particular, compensa el movimiento de objetos dentro de la imagen. Esto se conoce como compensación de movimiento. El valor vector que define la relación espacial relativa del bloque «mejor adaptado» al bloque presente (véase la Fig. 3.1) se codifica y transmite al decodificador.



DTTB-03.1

FIGURA 3.1  
Compensación de movimiento

El diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 3.2 proporciona los elementos funcionales esenciales necesarios para la codificación predictiva.

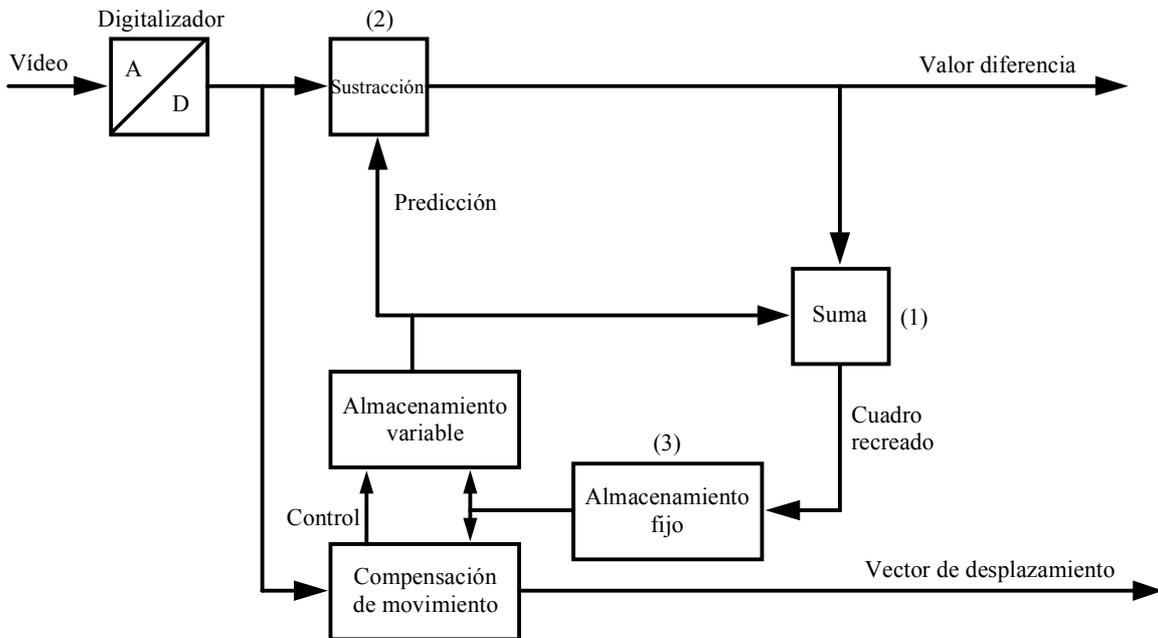


FIGURA 3.2

Codificación predictiva entre cuadros

DTTB-03.2

El almacenamiento fijo retiene el cuadro previo y el almacenamiento variable se utiliza para concordancia de bloques. La unidad de suma (1) replica la acción inversa del decodificador, es decir la acción inversa de la unidad de resta (2). Al incluirla en el bucle de realimentación del codificador, este último puede seguir y corregir la discrepancia de imagen entre las funciones de codificación y de decodificación.

Si bien esta descripción supone que la predicción se elabora a partir del cuadro inmediatamente pasado, las Normas MPEG-1 y MPEG-2 permiten que la predicción se base en un cuadro que tiene lugar en el tiempo varios cuadros antes del actual (véase el § 3.5.11).

### 3.5.5 Codificación entre cuadros

Para iniciar el procedimiento de codificación el almacenamiento fijo (3) se llena inicialmente con valores «nulos». El cuadro actual se codifica entonces directamente sin referencia a un cuadro previsto. Esto establece una referencia para el decodificador. Es de práctica normal transmitir ocasionalmente al decodificador un cuadro de referencia intracodificado para evitar la posible acumulación de cualquier predicción o errores de transmisión.

### 3.5.6 Codificación de la transformada de coseno discreto (DCT)

El método utilizado en el decodificador MPEG para transformar la codificación de vídeo es el método de la transformada de coseno discreto (DCT) que convierte un bloque de  $8 \times 8$  píxels típico que procede del dominio espacial de dos dimensiones al dominio de la frecuencia, de ahí el término transformación de codificación.

En la Fig. 3.3 una escala de gris a) se representa por sus valores de amplitud b) y se transforma luego en coeficientes de frecuencia c). Los términos de frecuencia horizontal aumentan de izquierda a derecha y los términos de frecuencia vertical de arriba hacia abajo. Por lo tanto, el ángulo superior izquierdo representa la frecuencia 0 o CC (promedio) y el lado inferior derecho el término de frecuencia más elevado.

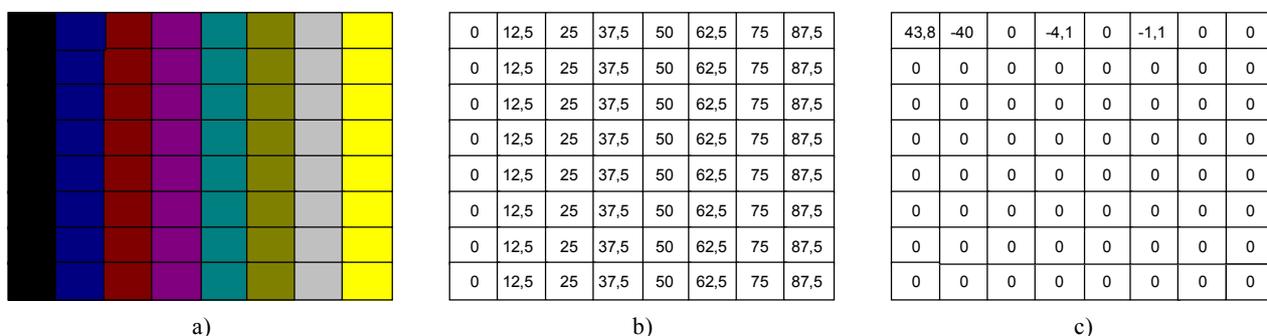


FIGURA 3.3  
Codificación DCT

Cabe señalar que el proceso de transformación propiamente dicho no produce reducción binaria alguna pues se requiere el mismo número de bits por coeficiente para el bloque transformado que para el bloque original. La clave del procedimiento es que los coeficientes de frecuencias transformadas son más adecuados para técnicas de reducción de velocidad binaria subsiguiente. En particular se pueden utilizar con ventaja bloques de imágenes transformadas que contengan valores de coeficiente cero o cercanos a cero -en el ejemplo de escalas de gris hay 60 valores «0».

En la práctica, en el codificador de vídeo MPEG la DCT se aplica al cuadro de imagen luego que ha sido sometida a la codificación de predicción entre cuadros. Por lo tanto, los valores de amplitud antes de la transformación son por lo general pequeños y esto aumenta aún la tendencia del bloque transformado para contener coeficientes pequeños. Como una ulterior generalización el procedimiento de armonización de bloques (compensación de velocidad) es más cercana al contenido de imagen de baja frecuencia que al detalle de alta frecuencia. Por consiguiente, se puede esperar que los coeficientes DCT de alta frecuencia sean mayores en amplitud pues representan la diferencia debida a la concordancia inexacta. El mismo comentario no se aplica cuando la entrada a la DCT es una imagen codificada dentro del cuadro pues no se emplea compensación de movimiento. La codificación se efectúa en bloques de  $8 \times 8$  píxels.

### 3.5.7 Coeficiente de cuantificación

En cualquier procedimiento de modulación por impulsos codificados (MIC) la señal de entrada se muestrea en una base repetitiva y a los valores muestreados se les asignan valores de código correspondientes a sus respectivas amplitudes. Para reducir al mínimo cualquier distorsión, el paso de cuantificación, es decir el cambio de amplitud de la señal de entrada para pasar de un valor de código al siguiente, debe ser pequeño. Por ejemplo, en señales de audio de alta calidad se utiliza comúnmente codificación de 16 bits (65 536 pasos). Si se puede tolerar distorsión mayor el número de pasos puede ser, entonces, reducido.

En vídeo, se sabe que el ojo es menos sensible a detalles de alta frecuencia y, por lo tanto, los coeficientes DCT de alta frecuencia pueden ser codificados con menor precisión, es decir menos pasos de cuantificación, que los coeficientes de baja frecuencia sin ninguna pérdida perceptible de la calidad de imagen. Esto se lleva a cabo dividiendo los coeficientes por un valor « $n$ », mayor que uno y redondeando el resultado al entero más próximo (en un sentido digital). El factor de ponderación,  $n$ , varía conforme a la posición del coeficiente en el bloque con coeficientes de frecuencia elevada que atraen valores de  $n$  mayores.

El cálculo de la «matriz de cuantificación» que contiene los valores de  $n$  para un determinado bloque de imagen tiene también en cuenta:

- si la información de luminancia o crominancia está bien procesada la respuesta del ojo varía entre las dos;
- si el bloque proviene de una imagen codificada entre cuadros o dentro del cuadro – como se indica en el § 3.5.6, la distribución de los coeficientes de amplitudes difiere entre los dos;
- la ubicación del bloque dentro de la imagen y el contenido de la imagen – algunos bloques necesitan estar codificados con mayor exactitud que otros; esto es así en bloques que corresponden a gradientes muy suaves en las pequeñas inexactitudes se hacen perceptibles.

Además de esta cuantificación dependiente de la frecuencia es posible reducir aún el número de partes de cuantificación necesarios para describir la gama de valores de coeficientes DCT utilizando una ley de cuantificación no lineal, es decir dependiente de la amplitud. Con referencia a la Fig. 3.4

se observa que los coeficientes de valores más grandes se codifican con menor precisión que los de valores pequeños. La longitud de la palabra clave de salida del cuantificador se reduce así con respecto a la entrada. Asimismo, todos los valores dentro de la zona muerta se fijan en cero.

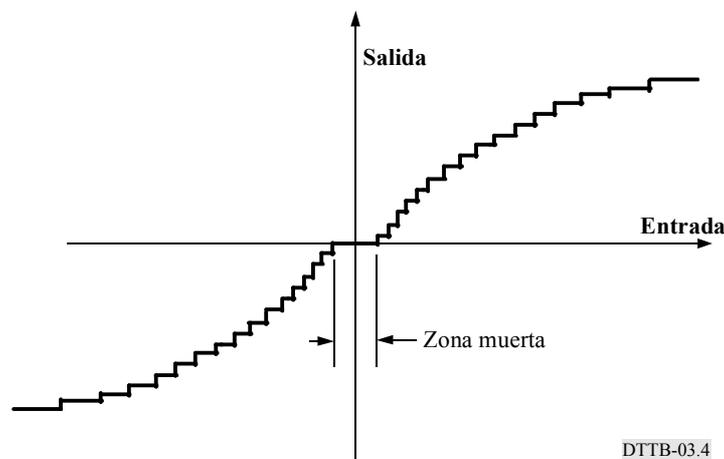


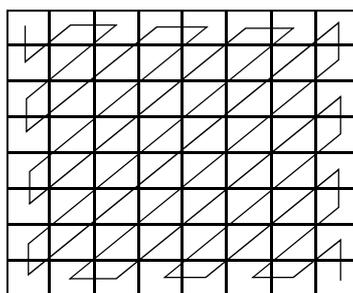
FIGURA 3.4  
Características del cuantificador no lineal

Cuando se codifican imágenes complejas puede ser necesario modificar los valores de la matriz de cuantificación por cada bloque DCT y las Normas MPEG permiten efectuar esta operación. Obviamente para que el decodificador efectúe el seguimiento de la operación que realiza el codificador, se debe transmitir al mismo cualquier modificación efectuada en la matriz.

En resumen, la estrategia de cuantificación aplicada en un codificador de vídeo MPEG típico puede ser muy compleja; sin embargo, es una de las claves para obtener calidad de imagen a velocidades binarias moderadas. Los diferentes métodos aplicados por los fabricantes para la estrategia de cuantificación podría dar como resultado diversos niveles de calidad de funcionamiento.

### 3.5.8 Codificación de la longitud de ejecución

Como ya se indicó, el efecto de las diversas técnicas de codificación es el de reducir la mayoría de los valores codificados de ser transmitidos a un valor de cero o cercano a cero. En la práctica cuando los coeficientes DCT procesados se presentan en forma sucesiva se puede prever que el tren de bits de salida contenga cadenas de ceros. La probabilidad de que esto ocurra se puede aumentar leyendo la memoria en zigzag como se ilustra en la Fig. 3.5.



DTTB-03.5

FIGURA 3.5

Exploración del bloque de 8 × 8 píxeles

Este procedimiento agrupa los coeficientes de media y baja frecuencia (que tienen más probabilidad de presentar valores cero) junto con la lectura de la memoria en términos de coeficientes de frecuencia ascendentes. Además de esta exploración en zigzag el MPEG-2 permite un método de alternativa.

En lugar de transmitir la cadena ceros contiguos que típicamente resulta cuando se lee la memoria, el codificador de longitud de ejecución envía una palabra clave única en lugar de la cadena. Como esta palabra clave es más corta que la ejecución de los ceros que representa, la velocidad binaria de codificación se reduce.

### 3.5.9 Codificación de longitud variable

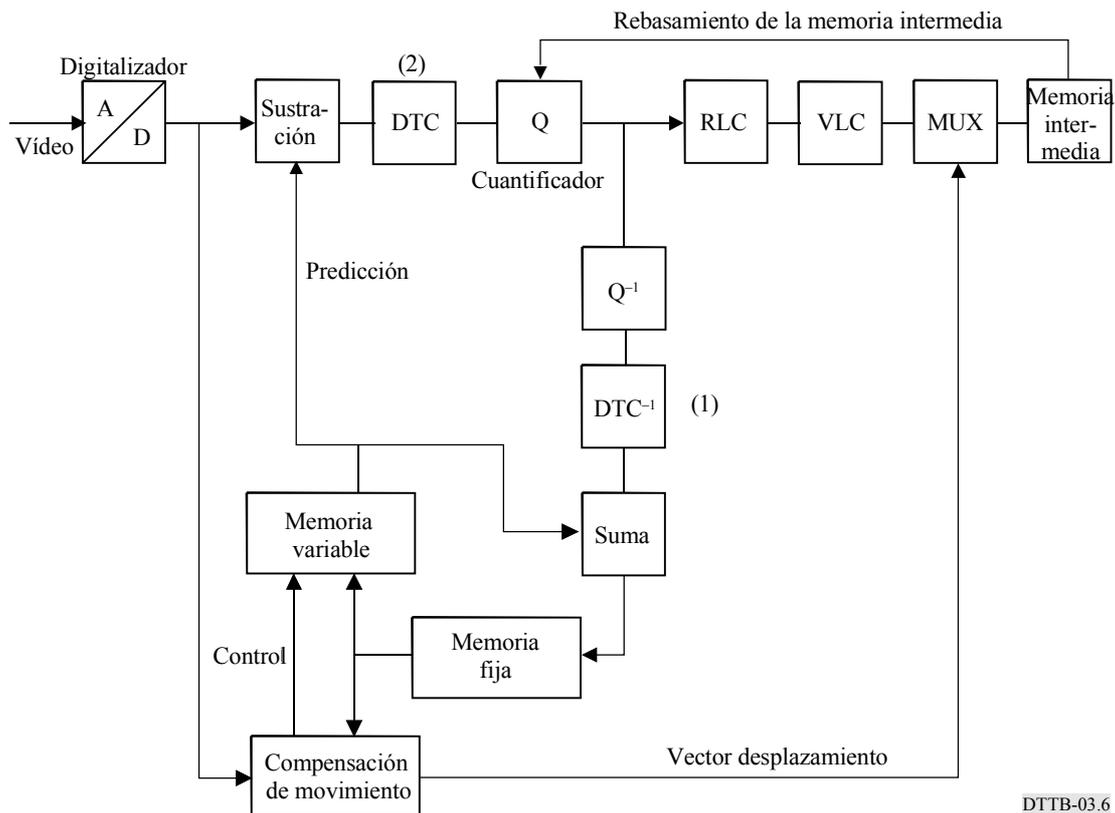
La codificación de longitud variable (VLC, *variable length coding*) aprovecha el hecho que determinados valores codificados se van a producir más a menudo que otros después que el cuadro de imagen haya sido sometido a codificación de cuantificación, transformación y predicción. En particular estos procesos darán lugar a una predominancia de coeficientes DCT cercanos a cero (después del procedimiento de cuantificación). Si a los valores que se producen frecuentemente se les asignan palabras clave de corta longitud y a los valores que no ocurren frecuentemente se transmiten utilizando palabras clave más extensas se obtendrá una reducción de velocidad binaria efectiva.

A título de ejemplo, si se ha de transmitir un texto en inglés, las letras «a, e, i» se enviarán con códigos de longitud corta, mientras «z» se enviará utilizando una palabra clave larga. Un buen ejemplo de esto es el código Morse.

VLC también es conocida como codificación de entropía. Cabe señalar que la VLC en sí misma es una técnica de codificación sin pérdidas.

### 3.5.10 Codificador de vídeo MPEG

En la Fig. 3.6 se puede ver que el bucle de realimentación que simula el decodificador incluye ahora los procesos del DCT y del cuantificador inverso. A continuación de las unidades RLC y VLC la información del vector compensación de movimientos se multiplexa en el tren de bits. Como las palabras clave son de longitud variable se debe emplear una memoria intermedia para permitir que el tren de bits se transmita a una unidad uniforme. Para evitar el rebasamiento o la descarga de la memoria intermedia, actúa un bucle de realimentación que proporciona una entrada de control adicional al cuantificador. Si la memoria intermedia está cercana a su capacidad se ordena al cuantificador codificar los valores de coeficiente con menor exactitud, es decir, reducir el número de bits necesarios para describir la gama de valores. Por el contrario si el cuantificador está casi vacío éste puede agregar palabras clave ficticias.

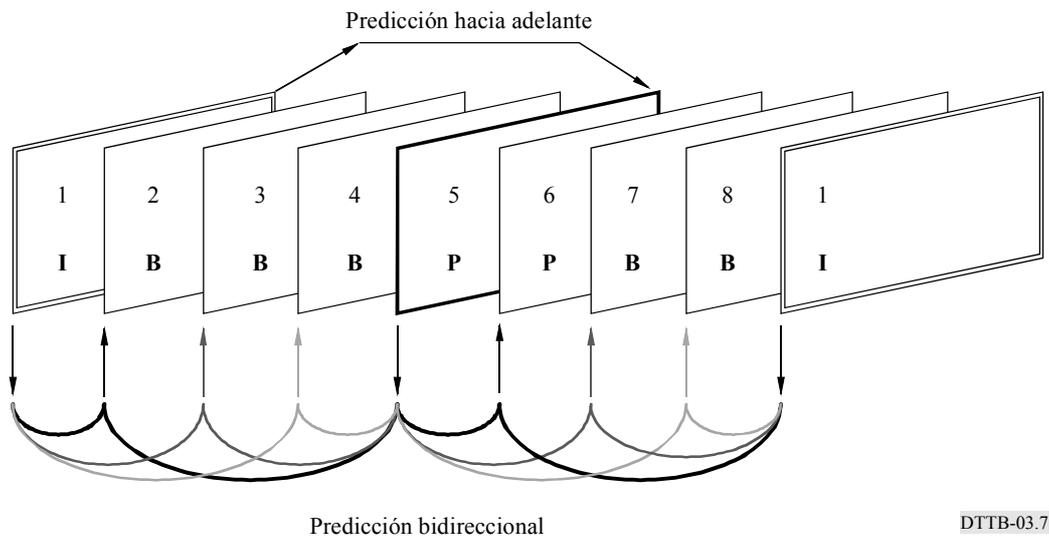


DTTB-03.6

FIGURA 3.6  
Codificador de vídeo MPEG básico

### 3.5.11 Cuadros I, B y P

En el sistema de Normas MPEG las imágenes codificadas dentro del cuadro (véase el § 3.2) cuando se transmiten están referidas como cuadros I y las imágenes previstas dentro del cuadro (véase el § 3.1) vienen referidas como cuadros P. Como ya se indicó se envía siempre un cuadro I para proporcionar una referencia para el decodificador con cuadros P enviados subsiguientemente. Además, el MPEG proporciona cuadros «bidireccionales previstos» que han de ser enviados intercalados entre los cuadros I y P. Estos cuadros señalados como cuadros B se ilustran en la Fig. 3.7.



DTTB-03.7

FIGURA 3.7  
Cuadros I, B y P

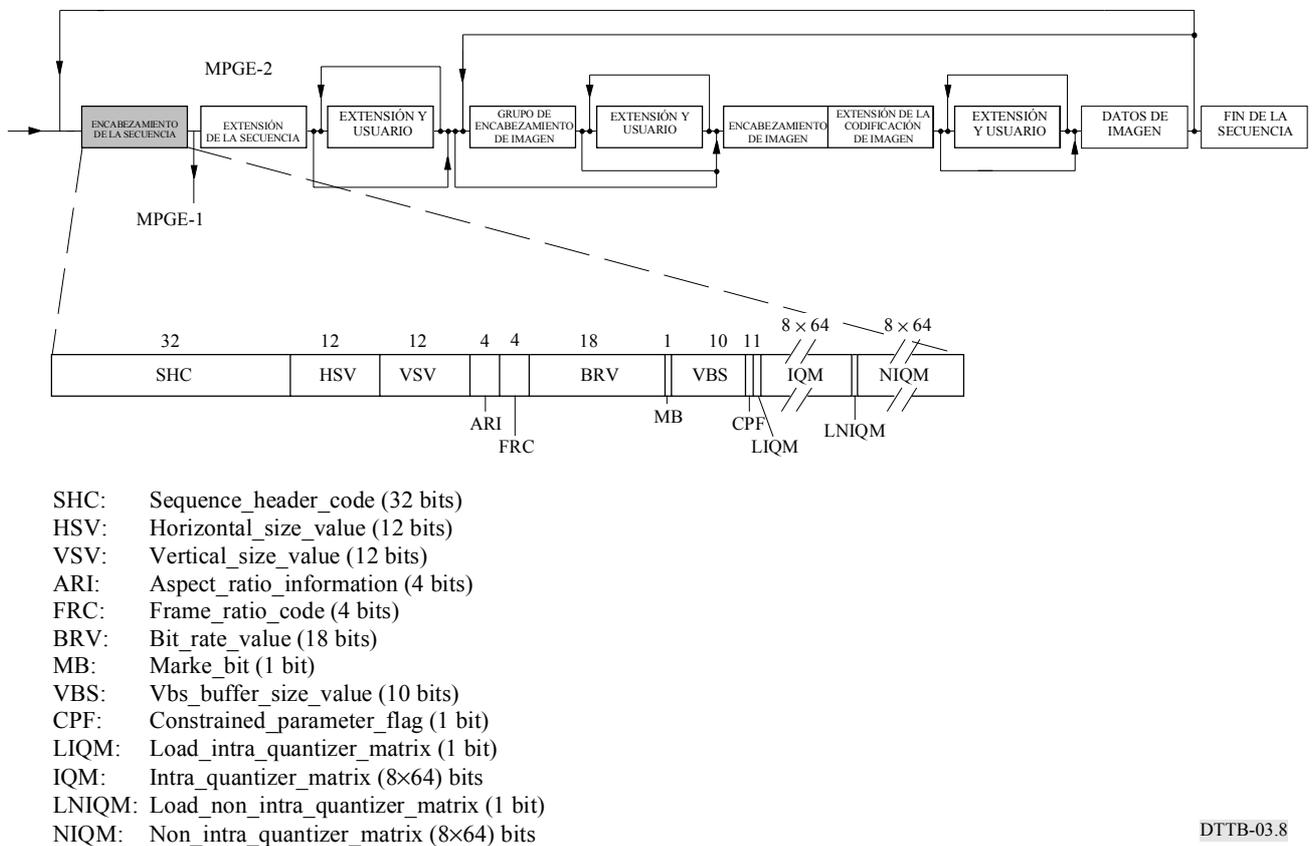
El cuadro previsto (5) se obtiene a partir del cuadro (1) inicialmente enviado, es decir el cuadro (1) se transforma en «cuadro previo» y el cuadro (5) en «cuadro actual» en la descripción que figura en el § 3.5.4.

En este ejemplo se envían tres cuadros B entre los cuadros I y P. Los cuadros (2), (3), y (4) están interpolados entre el cuadro pasado (1) y el cuadro futuro (5). (Examinar el «futuro» se puede efectuar ingresando todos los cuadros en la memoria antes de su procesamiento.) La armonización de bloques (compensación de velocidad) se produce utilizando información de imagen de ambos cuadros (1) y (5). Una de las ventajas de la interpolación bidireccional es que el cuadro futuro puede proporcionar información acerca de un cambio de escena que puede no estar presente en el cuadro pasado. En razón que los cuadros B se pueden obtener en el decodificador sin que el cuadro como tal sea enviado por el codificador, la velocidad de información se reduce (mayor compresión). El inconveniente de utilizar cuadros B es la complejidad de procesamiento adicional y requisitos de memoria necesarios, que se reflejan en particular en el costo del decodificador.

Los cuadros I, B y P también se denominan imágenes I, B y P.

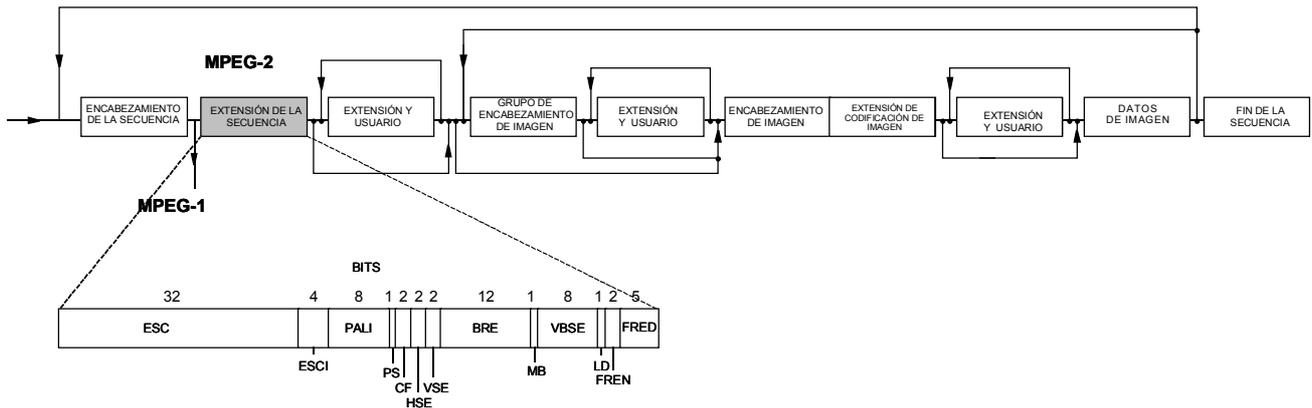
### 3.6 Tren de bits de vídeo MPEG-2

Este punto y las Figs. 3.8 a 3.13 proporcionan información detallada acerca de la estructura y contenido del tren de bits de vídeo MPEG-2.



DTTB-03.8

FIGURA 3.8  
Encabezamiento de la secuencia



- ESC: Extension\_start\_code (32 bits)
- ESCI: Extension\_start\_code\_identifier (4 bits)
- PALI: Profil\_and\_level\_indication (8 bits)
- PS: Progressive\_sequence (bit)
- CF: Chroma\_format (2 bits)
- HSE: Horizontal\_size\_extension (2 bits)
- VSE: Vertical\_size\_extension (2 bits)
- BRE: Bite\_rate\_extension (12 bits)
- MB: Marker\_bit (1 bit)
- VBSE: Vbv\_buffer\_size\_extension (8 bits)
- LD: Low\_delay (1 bit)
- FREN: Frame\_rate\_extension\_n (2 bits)
- FRED: Frame\_rate\_extension\_d (5 bits)

DTTB-03.9

FIGURA 3.9  
Extensión de la secuencia

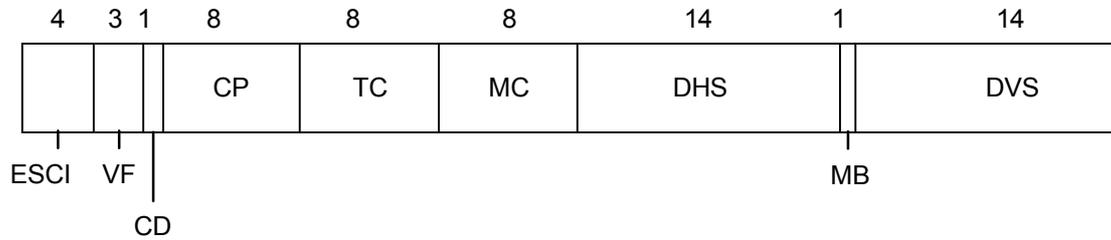
### Datos de extensión y de usuario

Esta descripción corresponde al primer bloque «datos de extensión y de usuario» que aparece en el tren de bits.

### Datos de extensión

- Código de inicio de extensión (32 bits)
- Extensión de presentación de secuencia
- Extensión de la secuencia ajustable por pasos
- Extensión de la matriz de cuantificación
- Extensión de derechos de autor
- Extensión de presentación de imagen
- Extensión espacial de imagen ajustable por pasos
- Extensión temporal de imagen ajustable por pasos

**Datos de usuario**

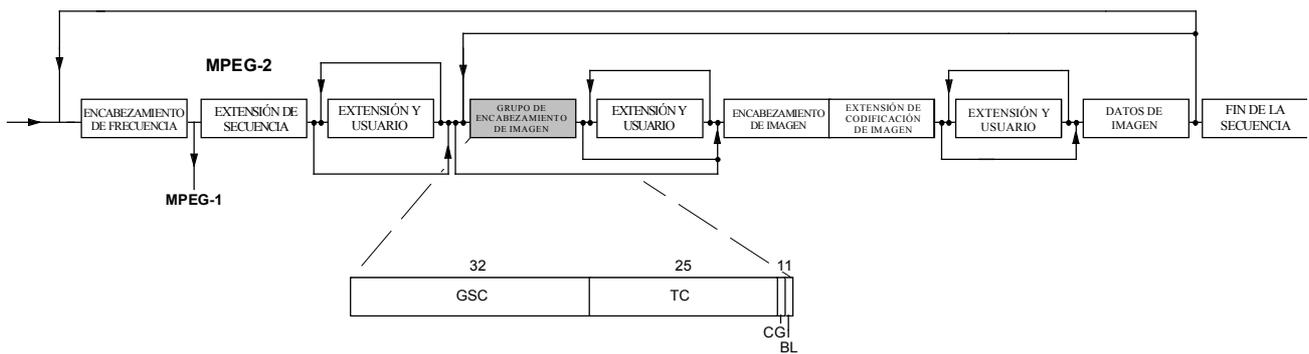


- ESCI: Extension\_start\_code\_identifier (4 bits)
- VF: Video\_format (3 bits)
- CD: Colour\_description (1 bit)
- CP: Colour primaries (8 bits)
- TC: Transfer\_characteristics (8 bits)
- MC: Matrix\_coefficients (8 bits)
- DHS: Display\_horizontal\_size (14 bits)
- MB: Marker\_bit (1 bit)
- DVS: Display\_vertical\_size (14 bits)

DTTB-03.10

FIGURA 3.10

**Extensión de presentación de secuencia**

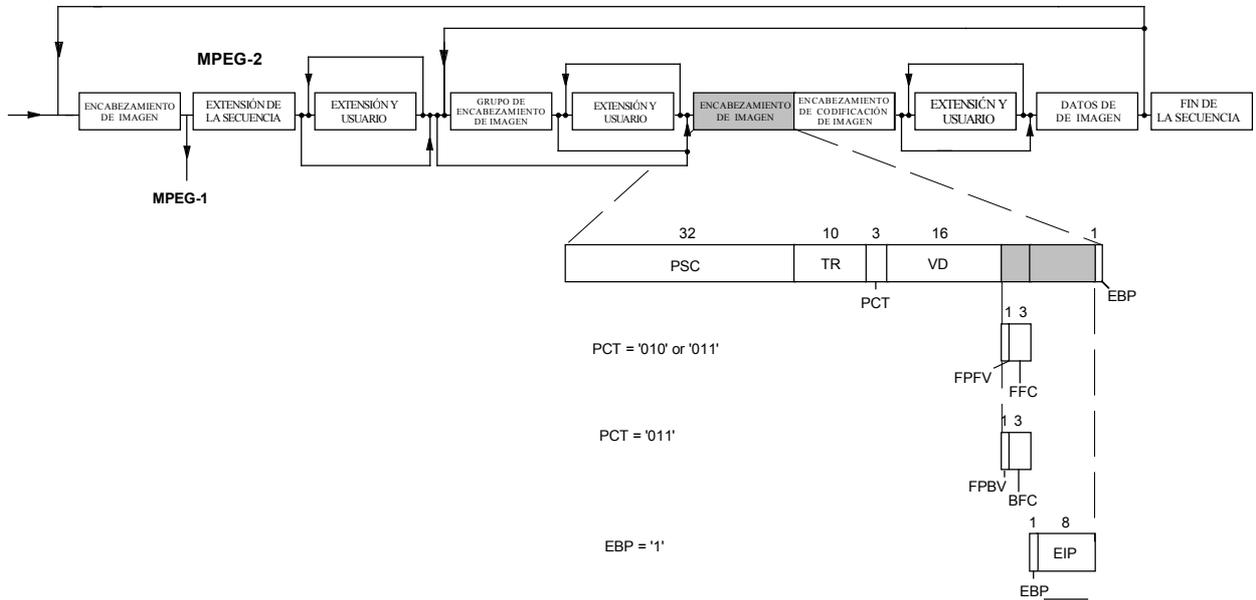


- GSC: Group\_start\_code (32 bits)
- TC: Time\_code (25 bits)
- CG: Closed\_gop (1 bit)
- BL: Broken\_link (1 bit)

DTTB-03.11

FIGURA 3.11

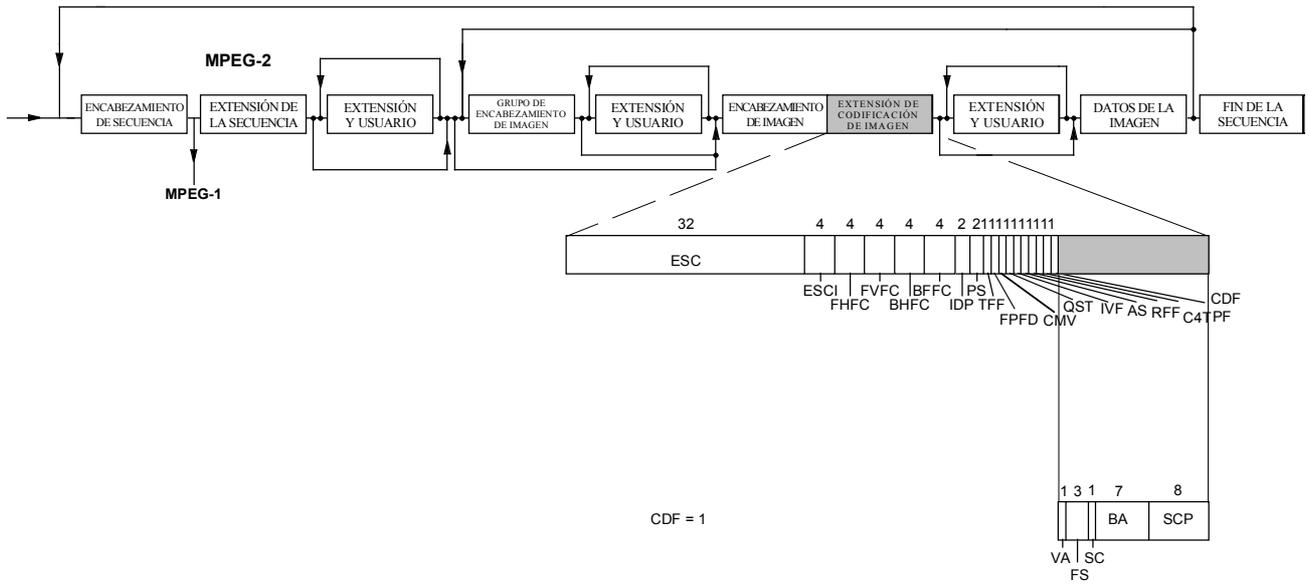
**Grupo de encabezamiento de imágenes**



- PSC: Picture\_start\_code (32 bits)
- TR: Temporal\_reference (10 bits)
- PCT: Picture\_coding\_type (3 bits)
- VD: Vbv\_delay (16 bits)
- FPFV: Full\_pel\_forward\_vector (1 bit)
- FFC: Forward\_f\_code (3 bits)
- FPBV: Full\_pel\_backward\_vector (1 bit)
- BFC: Backward\_f\_code (3 bits)
- EPB: Extra\_bit\_picture (1 bit)
- EIP: Extra\_information\_picture (8 bits)

DTTB-03.12

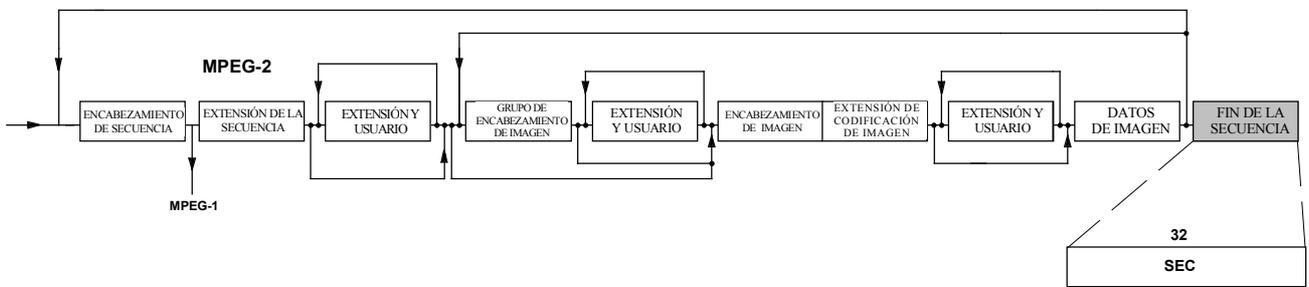
FIGURA 3.12  
Encabezamiento de imagen



- ESC: Extension\_start\_code (32 bits)
- ESCI: Extension\_start\_code\_identifier (4 bits)
- FHFC: Forward\_horizontal\_F\_code (4 bits)
- FVFC: Forward\_vertical\_f\_code (4 bits)
- BHFC: Backward\_horizontal\_f\_code (4 bits)
- BVFC: Backward\_vertical\_f\_code (4 bits)
- IDP: Intra\_dc\_precision (2 bits)
- PS: Picture\_structure (2 bits)
- TFF: Top\_field\_first (1 bit)
- FPFD: Frame\_pred\_frame\_dct (1 bit)
- CMV: Concealment\_motion\_vectors (1 bit)
- QST: Q\_scale\_type (1 bit)
- IVF: Intra\_vlc\_format (1 bit)
- AS: Alternate\_scan (1 bit)
- RFF: Repeat\_first\_field (1 bit)
- C4T: Chroma\_420\_type (1bit)
- PF: Progressive\_frame (1 bit)
- CDF: Composite\_display\_flag (1 bit)
- VA: V\_axis (1 bit)
- FS: Field\_sequence (1 bit)
- SCBA: Sub\_carrier\_burst\_amplitude (1 + 7 bits)
- SCP: Sub\_carrier\_phase (8 bits)

DTTB-03.13

FIGURA 3.13  
Extensión de codificación de imágenes



- SEC: Sequence\_end\_code (32 bits)

DTTB-03.14

FIGURA 3.14  
Final de secuencia

## 3.7 Compresión y codificación de audio

### 3.7.1 Introducción

El disco compacto ha popularizado la señal de audio digital. Su formato MIC de 16 bits es una norma de representación de audio aceptada aunque su velocidad binaria de 706 kbit/s por canal monofónico es un poco elevada. En producciones de audio se utilizan resoluciones MIC de hasta 24 bits. Las especificaciones de la interfaz UER/AES permiten una resolución de 16/24 bits y una frecuencia de muestreo de 32; 44,1 ó 48 kHz. Las velocidades binarias bajas son obligatorias si las señales de audio se han de transmitir por canales de capacidad limitada o se deben reservar en medios de almacenamiento de capacidad limitada. Las primeras propuestas para reducir las velocidades de MIC se basaron en técnicas de codificación de la palabra. Sin embargo las diferencias entre señales de audio y señales de la palabra son diversas pues la codificación de audio implica valores elevados de velocidad de muestreo, resolución de amplitud y gama dinámica, variaciones más amplias en el espectro de densidad de potencia, diferencias en la percepción humana y mayores expectativas de calidad del oyente. A diferencia de la palabra, se deben tratar además presentaciones con señales de audio estéreo y multicanal.

Las nuevas técnicas de codificación para señales de audio de alta calidad utilizan las propiedades de percepción del sonido humano explotando los efectos de enmascaramiento espectral y temporal del oído. La calidad del sonido reproducido debe ser tan bueno como el obtenido por una señal MIC de 16 bits con velocidad de muestreo de 44,1 ó 48 kHz. Si, para una velocidad binaria mínima con complejidad razonable del códec, no existe diferencia perceptible entre el sonido original y la reproducción de la señal de audio decodificada, se debe obtener la señal óptima. Los sistemas de codificación de la fuente han mostrado permitir una reducción de la velocidad binaria de 768 kbit/s (16 bits a 48 kHz) a unos 100 kbit/s por canal monofónico, mientras que se mantiene la calidad subjetiva de la señal de estudio digital para señales críticas. Esta alta ganancia en la codificación es posible debido a que el ruido de cuantificación se adapta a los umbrales de enmascaramiento y solo se transmite los detalles de la señal que serán percibidos por el oyente.

La Recomendación UIT-R BS.1115 trata de la codificación de audio de dos canales de baja velocidad binaria que se han de utilizar para aplicaciones de radiodifusión sonora digital. Para aplicaciones de emisión, se recomienda la Norma ISO/CEI 11172-3 (MPEG-1) de Capa II a 128 kbit/s para canal simple, y a 256 kbit/s para configuración de dos canales. Para enlaces de contribución y de distribución, el UIT-R recomienda la utilización de la Norma MPEG-1 de Capa II a velocidades de datos de 180 kbit/s por canal, ó 120 kbit/s si no se utiliza una ulterior configuración en cascada.

Las señales de audio multicanal son de interés para el sistema DTTB. En la actualidad, las señales de audio multicanal se conocen fundamentalmente por el cine. Pero aún en aplicaciones del consumidor, el multicanal ha sido utilizado durante los últimos años, por ejemplo Dolby-Surround con TV de hogar y magnetoscopios. Con la introducción de la televisión de definición avanzada o de alta definición, (TVDA, TVAD) con su resolución mejorada y mayor tamaño de imagen dando una impresión similar a la de un cine, es deseable una mejor calidad de audio. Una manera de mejorar el realismo es utilizar más de dos canales de audio. La evaluación subjetiva [4] indica que la conmutación de señales monofónicas (1/0) a señales estereofónicas (2/0) permite la mejora de un grado en la escala de graduación de calidad de 5 puntos del UIT-R; de la señal estéreo (2/0) a la señal de tres canales (3/0) un grado de mejora adicional; de la señal de tres canales (3/0) al sonido circundante (3/2) una mejora de medio grado adicional.

En la Recomendación UIT-R BS.775 – Sistema de sonido estereofónico multicanal con y sin acompañamiento de imagen, se especifica la utilización del sistema de audio multicanal 3/2 (izquierda, centro, derecha; izquierda circundante, derecha circundante). La ventaja de este sistema es una zona de escucha amplia pero tiene como inconveniente la necesidad de una velocidad binaria de transmisión superior. La Recomendación UIT-R BS.1196 recomienda que los sistemas de DTTB deben utilizar para la codificación de audio la Norma Internacional especificada en ISO/CEI IS 13818-3 o la Norma Norteamericana especificada en ATSC A/52. Con la aplicación de los sistemas de codificación recomendados por el UIT-R, se dispone de un medio económico de almacenamiento o la transmisión de audio multicanal. Además de las aplicaciones con TVDA y TVAD un conjunto de aplicaciones multimedios, que se torna cada vez más popular para los consumidores, introducirá señales de audio multicanal si las velocidades de datos se pueden tratar en un medio económico.

### 3.7.2 Características de un sistema de audio DTTB

Un sistema de sonido adecuado para radiodifusión de televisión debe satisfacer diversos requisitos básicos y proporcionar una serie de características técnicas y operativas.

#### 3.7.2.1 Presentación estéreo 3/2

Con referencia a la presentación estereofónica, la Recomendación UIT-R BS.775 identifica un canal central C y dos canales periféricos Ls, Rs, además de los canales estéreo básicos izquierdo y derecho, L, R, como referencia de formato de sonido. Se lo conoce como «estéreo 3/2» (3 canales frontales/2 canales periféricos) y viene ilustrado en la Fig. 3.15. Requiere el tratamiento de cinco canales en el estudio medio de almacenamiento, enlaces de contribución, distribución, emisión y en el hogar.

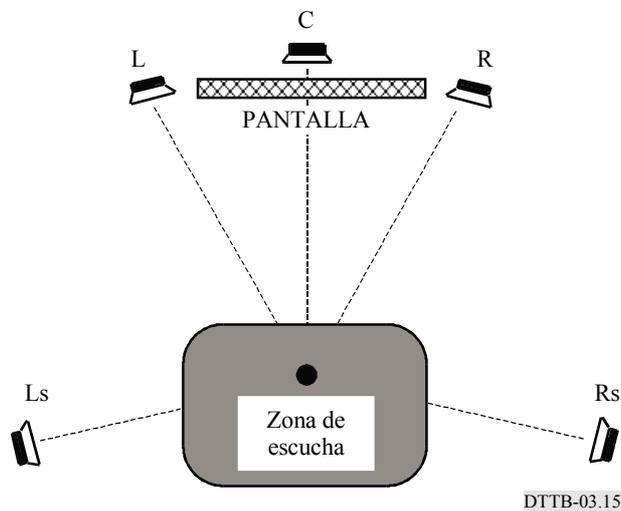


FIGURA 3.15

Disposición de los parlantes de referencia en la configuración estéreo 3/2

Para aplicaciones sonoras con imagen acompañando al sonido, los tres canales frontales aseguran la estabilidad y claridad direccional suficiente de las imágenes televisadas frontales conforme a la práctica común en cinematografía. Asimismo, se ha descubierto que el formato de estéreo 3/2 es el compromiso óptimo para aplicaciones de audio únicamente y una mejora de la estereofonía de dos canales. El agregado de un par de canales circundantes a los tres canales frontales permiten mejorar el realismo de ambiente en auditorio.

### 3.7.2.2 Canal de intensificación de bajas frecuencias

Conforme a la Recomendación UIT-R BS.775 el formato de sonido estéreo 3/2 debe proporcionar un canal opcional de intensificación de bajas frecuencias (LFE) además de los canales principales de gama completa con el canal LFE capaz de transportar señales en la gama de frecuencias de 20 Hz a 120 Hz. El propósito de este canal es permitir a los oyentes aumentar el contenido de bajas frecuencias en términos de frecuencia y nivel. En este sentido se comporta igual que el subcanal de sonidos graves utilizado en el formato digital de sonido en película asegurando en este aspecto la óptima compatibilidad con el material sonoro en película.

### 3.7.2.3 Compatibilidad descendente

En la Recomendación UIT-R BS.775 figura una jerarquía de formatos de sonido que proporcionan un número bajo de canales y característica de presentación estereofónica reducida (hasta un canal estereofónico 2/0 o un canal monofónico) conjunto correspondiente de ecuaciones de mezcla descendente para proporcionar compatibilidad descendente. En la Fig. 3.16 se muestra la jerarquía y los coeficientes recomendados para la configuración 3/2. Los formatos útiles de sonido de nivel inferior alternativos son 3/1, 3/0, 2/2, 2/1, 2/0, 1/0. Estos formatos se pueden utilizar en circunstancias que la capacidad económica o de canal impide la aplicación en el enlace de transmisión o cuando solo se desea una cantidad baja de canales de reproducción.

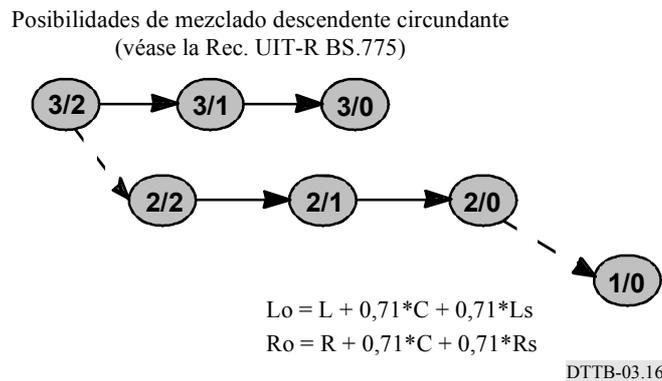


FIGURA 3.16

Mezcla descendente desde 3/2 a 1/0 para un sistema de audio multicanal futuro

### 3.7.2.4 Compatibilidad hacia atrás

En el caso en que un servicio DTTB de dos canales existente se amplíe a un servicio multicanal y se requiere compatibilidad con los receptores de dos canales existentes, se debe consultar la Recomendación UIT-R BS.775 en la que se identifican dos métodos por los que se podría realizar esta compatibilidad hacia atrás. El servicio multicanal se puede suministrar simultáneamente con el servicio de dos canales (emisión simultánea) la alternativa es que los canales izquierdo y derecho transmitidos emiten señales compatibles, de mezcla descendente de las señales multicanal. Además de los canales estereofónicos, se pueden transmitir canales adicionales que transportan señales apropiadas las que permiten extraer el conjunto de señales multicanal original mediante la operación matricial inversa. La ventaja de este último método es que requiere menos capacidad de datos adicionales para agregar el servicio multicanal.

### 3.7.2.5 Configurabilidad y servicios asociados

Además del servicio multicanal principal, se puede requerir servicios asociados.

En algunas regiones puede ser conveniente disponer de servicios multilingües. Esto se puede llevar a cabo de diversas maneras. Por ejemplo, se puede transmitir para cada idioma mezclas multicanal completas. Como alternativa, se puede transmitir un canal de diálogo individual para cada lengua añadido a una mezcla de música y efectos multicanal comunes.

Se pueden incluir servicios sonoros adicionales para quienes tengan problemas auditivos o visuales. Para quien tenga problemas auditivos es ventajoso un canal de diálogo puro (es decir, un canal sin música ni efectos). Para quien tenga problemas visuales sería necesario un canal descriptivo.

La explotación óptima de la velocidad binaria disponible para prestaciones estereofónicas multicanal y calidad sonora por una parte y programas bilingües o servicios asociados por la otra, depende de la aplicación, del tipo de programa, etc. Por esta razón, es conveniente disponer de una serie de configuraciones de nivel de calidad/servicio/canal de sonido alternativos.

### 3.7.3 Panorama general del sistema de audio DTTB

Como se muestra en la Fig. 3.17, el subsistema de audio DTTB comprende la función de codificación/decodificación de audio y se encuentra entre las entradas/salidas de audio y el subsistema de transporte. El codificador o codificadores de audio son responsables de la generación del tren o trenes elementales de audio que son representaciones codificadas de las señales de entrada de audio de banda de base. La flexibilidad del sistema de transporte permite que se entregue al receptor múltiples trenes elementales de audio. En el receptor, el subsistema de transporte es responsable de seleccionar qué tren o trenes de audio se entrega al subsistema de audio. Este último es responsable de la decodificación del tren o trenes elementales de audio en la banda base de audio.

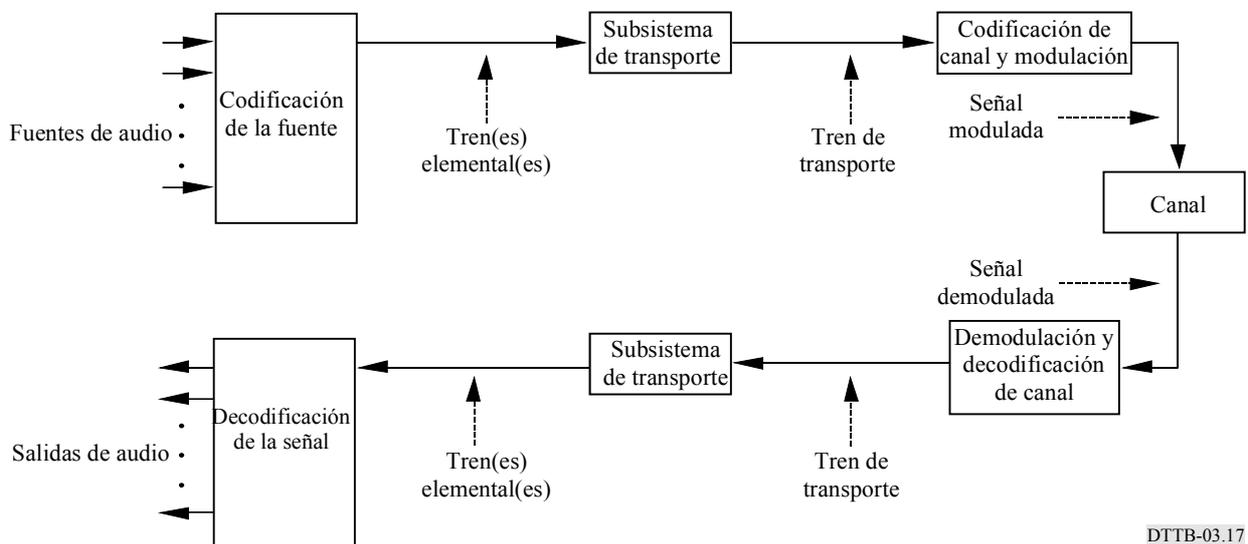


FIGURA 3.17

Subsistema de audio dentro del sistema de televisión digital

La fuente de programa de audio se codifica mediante un codificador de audio de televisión digital. La salida del codificador de audio es una cadena de bits que representa la fuente de audio, y se denomina *tren elemental de audio*. El subsistema de transporte introduce los datos de audio en paquetes PES, que son ulteriormente empaquetados en un tren de transporte. El subsistema de transmisión convierte los paquetes de transporte en una señal de radiofrecuencia modulada para ser

transmitida al receptor. En el extremo receptor, la señal recibida es demodulada por el subsistema de transmisión del receptor. El subsistema de transporte del receptor convierte nuevamente los paquetes de transporte referidos en un tren elemental de audio que es decodificado por el decodificador de audio de televisión digital. La subdivisión mostrada es conceptual, y las realizaciones prácticas pueden diferir. Por ejemplo, el procedimiento de transporte se puede dividir en dos bloques: uno para efectuar el empaquetado PES y otro para efectuar el empaquetado de transporte. Por otra parte, se puede incluir alguna funcionalidad de transporte en el codificador de audio o en el subsistema de transmisión.

Las fuentes adicionales de audio, tales como canales multilingüe se incorporan en el tren elemental de audio principal en codificación ISO/MPEG-2 y se transmiten mediante trenes elementales en codificación AC-3.

### **Interfaz del codificador de audio**

El sistema de audio acepta entradas de audio de banda base con canalización conforme a la Recomendación UIT-R BS.775 – Sistema de sonido estereofónico multicanal con y sin acompañamiento de imagen.

### **Frecuencia de muestreo**

El sistema emite muestras de señales de audio digital en la frecuencia de 48 kHz, enclavadas al reloj del sistema de 27 MHz. Se pueden soportar también frecuencias de muestreo de 44,1 y 32 kHz. En el sistema MPEG-2 se pueden admitir también servicios auxiliares a la mitad de esas frecuencias.

### **Resolución**

En general, las señales de entrada han de ser cuantificadas a una resolución de 16 bits como mínimo. El sistema de compresión de audio puede emitir señales de audio con una resolución mayor que 16 bits.

### **3.7.4 Panorama general y bases fundamentales de la compresión de audio**

El objetivo principal de la compresión de audio es representar una fuente de audio con la menor cantidad de bits posible, preservando a la vez el nivel de calidad requerido para la aplicación dada. El desafío de proporcionar un servicio sonoro de velocidad binaria reducida es codificar la señal de manera tal que los errores que se introducen sean inaudibles al ser humano. Los sistemas ISO/CEI MPEG-2 de Capa II y AC-3 utilizan una subbanda de representación de la señal de audio con el objeto de aprovechar las propiedades de enmascaramiento de frecuencia del sistema auditivo humano. El espectro de frecuencia de la señal de audio es separado en subbandas mediante la utilización de una subbanda o banco de filtro de transformación. Esto da por resultado una representación de la señal de audio por muestras de subbandas (MPEG-2) y por coeficientes de frecuencia (AC-3).

Las señales de las subbandas pueden ser cuantificadas a causa de que el ruido de cuantificación resultante se encuentre en una frecuencia similar y sólo se aceptarán relaciones  $S/N$  relativamente bajas debido al fenómeno psicoacústico de enmascaramiento. Un modelo psicoacústico de la audición humana determina qué relación  $S/N$  real es aceptable en cada subbanda. Una operación de atribución de bits distribuye los bits disponibles entre la subbanda de acuerdo con la relación  $S/N$  requerida. Los valores de subbanda se cuantifican a la precisión indicada por la operación de atribución de bits y formateada en el tren elemental de audio. La unidad básica de audio codificado es la unidad (o trama) de acceso de audio que consta de un número fijo de muestras de subbanda. Cada trama de audio es una entidad con decodificación independiente. El conocimiento de la atribución de bits permite al decodificador despaquetizar y descuantificar las señales de subbanda. El banco de filtro de síntesis es la inversa del banco de filtro de análisis, y vuelve a reconstruir las señales de subbanda en señales MIC lineales.

## **3.8 El sistema ISO/CEI IS 13818-3 (MPEG-2) de Capa II**

### **3.8.1 Introducción**

La selección de un esquema de codificación de la fuente de audio apropiado para utilizar en televisión digital es de vital importancia y se debe estudiar muy cuidadosamente con relación a una serie de consideraciones. La elección del sistema de codificación tiene una repercusión importante en la calidad obtenida, la velocidad binaria requerida y las complejidades de los codificadores y decodificadores.

La Norma ISO/CEI IS 13818-3 describe en la Capa II un sistema sonoro circundante digital generalmente conocido como MPEG-2 audio, y ha sido adoptado en la Recomendación UIT-R BS.1196 para la codificación de señales de audio multicanal. Está basado y es compatible con el sistema de codificación de dos canales descrito en la Norma ISO/CEI 11172-3, conocida como MPEG-1 audio, la que figura en la Recomendación UIT-R BS.1115 para fines de contribución, distribución y emisión de sonido en dos canales. La Capa II («Layer II») es, de las tres capas definidas en MPEG-1, la utilizada más ampliamente debido a su combinación óptima de ganancia de codificación y complejidad codificador/decodificador.

El sistema de audio MPEG-2 es una extensión compatible de MPEG-1 que amplía y mejora sus capacidades técnicas y de operación mediante la inclusión de frecuencias de muestreo adicionales y la capacidad de codificación multicanal. Puede transportar hasta cinco canales (además de siete canales de comentario como máximo) más un canal adicional de intensificación de baja frecuencia (generalmente conocido como «canal 5.1»). En el codificador MPEG-2 se genera una mezcla descendente de dos canales de la señal de audio multicanal, y se la transporta por el tren de bits MPEG-2. La señal de audio multicanal se obtiene mediante la decodificación del tren de bits MPEG-2 con un decodificador MPEG-2. En lo concerniente a la decodificación de dos canales de un tren de bits multicanal MPEG-2, hay dos opciones conforme a la flexibilidad del mezclado descendente de dos canales:

- se puede utilizar un decodificador MPEG-1; se obtiene entonces la mezcla descendente según se seleccione y genere en el codificador;
- un decodificador multicanal MPEG-2 simplificado que incorpora una etapa de mezclado descendente, permite la generación de cualquier mezcla descendente adecuada a las necesidades particulares del usuario, independientemente de la mezcla descendente empleada en el codificador.

La segunda opción tiene una complejidad moderadamente superior que la primera la flexibilidad está relacionada directamente con la complejidad.

Características del sistema de audio multicanal MPEG-2:

- el sistema de audio MPEG-2 ha sido probado completamente y comprobado conforme con los procedimientos de prueba de la Recomendación UIT-R BS.1116;
- el sistema de audio MPEG-2 ha sido diseñado como parte del sistema de multiplexación MPEG-2 completos, incluidos trenes de bits de vídeo, audio y datos, con requisitos de sincronización y memoria intermedia definidos para trenes de vídeo codificados ISO/CEI 13818-2 y audio codificado ISO/CEI 13818-3;
- cuando se envía en el tren de bits de transporte MPEG-2, el sistema de audio MPEG-2 proporciona referencias recíprocas eficaces entre las características del sistema (tales como anuncios, tipos de programas, tipos de lenguaje, control de entrega de programa, etc.);
- el tren de audio MPEG-2 es resistente a errores en los bits y puede proporcionar ocultación de error en el receptor con el objeto de mejorar la calidad subjetiva de audio en condiciones de recepción adversas permitiendo así un diseño de sistema en el que el punto de fallo

estará después que otros componentes de la señal (vídeo, datos) que comparten el mismo múltiplex;

- se puede aplicar protección desigual de error que puede mejorar la calidad del funcionamiento del sistema bajo algunas condiciones de error;
- el sistema de audio MPEG-2 se diseña para ser compatible con los decodificadores Dolby ProLogic analógicos existentes.

Mediante el uso del sistema de codificación MPEG-2, se puede superponer un servicio multicanal sobre un servicio MPEG-1 de dos canales que funciona conforme a la Recomendación UIT-R BS.1115. En comparación con la transmisión simultánea de los servicios multicanal y de dos canales separados, este sistema puede conducir a una capacidad de datos total requerida inferior y mejorar la facilidad de operación.

### **3.8.2 Principales características del usuario de la Norma ISO/CEI 13818-3 de Capa II**

En esta sección se resumen las características de la codificación de audio multicanal conforme a la Norma ISO/CEI 13818-3 de Capa II. Estos puntos están dirigidos en particular a proveedores de servicios, organismos de radiodifusión, operadores de red y consumidores de sistemas de radiodifusión de televisión terrenal digital.

#### **3.8.2.1 Diseño coherente del sistema MPEG-2**

Las Normas MPEG-1 audio y MPEG-2 audio forman parte integral de un conjunto de Normas MPEG-1 y MPEG-2, respectivamente. Las Normas MPEG-1 y MPEG-2 contienen, junto con las partes que definen la codificación de audio y la codificación de vídeo, las partes «sistemas», «conformidad» e «informe técnico».

La parte «sistemas» define, entre otras cosas, cómo se puede multiplexar los trenes de audio MPEG y de vídeo MPEG múltiples en un solo tren de bits, y cómo se puede efectuar la reproducción sincrónica. Esto incluye la definición de un mecanismo fechador y un modelo de codificador separador. El tren multiplexado también contiene información adicional sobre los trenes de vídeo y audio cuyo objetivo es el de permitir la accesibilidad a nivel del sistema tal como tipo de lenguaje y de audio (dificultad de audición, de visión, etc.), si la señal de audio y de vídeo están enclavadas exactamente y si se ha utilizado velocidad binaria variable para la señal de audio.

La parte «conformidad» define procedimientos para comprobar la validez de los trenes de bits MPEG y procedimientos para verificar la conformidad de la realización de un decodificador a la norma. Define, asimismo, los requisitos de exactitud mínimos de la aplicación para un decodificador de audio MPEG.

Se está elaborando el Informe Técnico 13818-S que contiene el código de fuente de un codificador y decodificador de soporte lógico escrito en lenguaje C. Esto tiene por objeto ayudar a las partes interesadas a habituarse a la Norma MPEG vídeo y MPEG audio, acelerar los trabajos relativos a la implantación, y facilitar las pruebas de las realizaciones.

Las Normas MPEG también contienen una lista de las compañías e instituciones que alegan poseer derechos de propiedad intelectual relativos a dichas normas.

Para resumir, MPEG audio es parte integral de un conjunto de normas que no sólo definen la codificación sino también están dirigidas a otros asuntos pertinentes para la implantación de un sistema completo.

#### **3.8.2.2 Sistema de codificación multicanal genérico**

El sistema de MPEG-2 audio de Capa II proporciona una jerarquía de formatos sonoros desde sonido periférico digital 5.1 a un número inferior de canales de audio y calidad de funcionamiento de presentación estereofónica reducida, o sin canales multilingües/comentarios adicionales. Hay dos

medios para considerar los formatos sonoros alternativos: sea en el emplazamiento del transmisor que significa que solo será codificado y transmitido un formato sonoro reducido, o bien en el emplazamiento del receptor que significa que los formatos sonoros de jerarquía inferior se obtienen mediante una mezcla descendente apropiada en el de codificador MPEG-2 de Capa II.

La Norma MPEG-2 audio de Capa II admite cualquier frecuencia de muestreo común, es decir 32; 44,1 y 48 kHz, y una longitud de palabra de hasta 24 bits para una señal entrada/salida de audio MIC. Los canales multilingües/comentarios pueden funcionar en la misma frecuencia de muestreo o bien en la mitad de la frecuencia del programa sonoro periférico principal.

### **3.8.2.3 Interfuncionamiento y compatibilidad**

El organismo de radiodifusión puede desear considerar la compatibilidad a sistemas existentes para reducir al mínimo el número de etapas de transcodificación o grabación. Esto podría, por ejemplo, ser pertinente en la selección del esquema de codificación que se ha de utilizar para enlaces de contribución, distribución o comentarios, para servicios de radiodifusión simultáneos de audio y televisión, en el uso de material de fuente precodificado o para archivo. En este aspecto, se informa que tanto la Norma ISO/CEI 11172-3 de Capa II (que siempre puede ser mejorada para codificación multicanal ISO/CEI 13818-3 en un modo compatible) como la Norma ISO/CEI 13818-3 de Capa II pueden ser ampliamente empleadas por una diversidad de aplicaciones.

Las aplicaciones existentes pueden requerir compatibilidad hacia delante y hacia atrás con MPEG-1 audio. Además, la existencia de decodificadores Dolby ProLogic, que permiten sonido periférico analógico, requieren compatibilidad con los decodificadores ProLogic.

La codificación multicanal MPEG-2 de Capa II se elaboró para que sea compatible con:

- aplicaciones de canal simple y doble/estéreo existentes que utilizan la Norma MPEG-1 de Capa II;
- sistema multicanal que utilizan el sistema Dolby Surround.

Además, para las aplicaciones en que no se requiere compatibilidad hacia atrás, MPEG-2 de Capa II, permite la modalidad no matricizada. Esto proporciona una ganancia de codificación aún mayor debido al hecho que, de este modo, se pueden suprimir ciertas limitaciones.

El concepto de matriz flexible de la Norma MPEG-2 de Capa II permite efectuar esas elecciones diferentes. Una señal de control que se transporta en el encabezamiento multicanal del tren de bits MPEG-2 de Capa II indica al decodificador qué proceso de dematrización debe aplicar para reconstruir la señal de audio completa, que consta típicamente de cinco canales de audio discretos en el decodificador.

### **Compatibilidad con MPEG-1 audio**

Una de las características de las normas de codificación MPEG-2 audio es la compatibilidad hacia adelante/hacia atrás con el formato sonoro existente. La compatibilidad hacia atrás con el sonido estéreo de dos canales puede ser un requisito riguroso para muchos proveedores de servicio que pueden proporcionar sonido periférico digital de alta calidad en el futuro. Conforme a la Recomendación UIT-R BS 1115, existe ya una utilización amplia de decodificadores MPEG-1 audio de Capa II que soportan sonidos mono y estéreo.

La compatibilidad hacia atrás de MPEG-2 audio de Capa II significa que un decodificador MPEG-1 audio Capa II de dos canales existente, debe decodificar adecuadamente la información 2/0 estéreo básica a partir del tren de bits multicanal.

La compatibilidad hacia delante de MPEG-2 audio de Capa II significa que un decodificador multicanal puede decodificar adecuadamente un tren de bits MPEG-1 de Capa II en el modo canal simple, canal doble, estéreo o estéreo mixto.

Un tren de bits multicanal ISO/CEI 13818-3 puede ser decodificado por un decodificador ISO/CEI 11172-3 o bien por un decodificador ISO/CEI 13818-3, conforme con las propiedades de reproducción requeridas. Esto es conveniente no sólo con respecto al acrecentamiento multicanal de los servicios existentes sino con respecto al precio: MPEG ofrece el servicio de dos canales básico con complejidad mínima utilizando uno de los IC del decodificador ISO/CEI 11172-3 simple para extraer la mezcla descendente codificada.

### **Funcionamiento con Dolby ProLogic**

La compatibilidad con el decodificador Dolby ProLogic es una característica importante del MPEG-2 audio de Capa II. Los decodificadores Dolby ProLogic se utilizan ampliamente en particular para aplicaciones de vídeo/audio tales como televisión estéreo, CD-i, CD vídeo, multimedia informáticos, y DVD, así como aplicaciones de audio solamente, por ejemplo radiodifusión de audio digital (DAB).

Una señal Lt/Rt Dolby Surround de dos canales se puede enviar satisfactoriamente utilizando MPEG-1 de Capa II. Esto ya se usa, por ejemplo en CD vídeo.

Gracias a su técnica matricial flexible, MPEG-2 de Capa II proporciona compatibilidad a un decodificador Dolby ProLogic, es decir se puede obtener una señal Dolby Surround mediante la decodificación del tren de bits MPEG-2 de Capa II que utiliza un decodificador MPEG-1 que se conecta un decodificador ProLogic. Todos los canales discretos 5.1 se pueden reconstruir mediante un decodificador multicanal MPEG-2, que debe utilizar un procedimiento de desmatrizado especial que es inverso a la codificación Dolby Surround en el codificador.

Se puede utilizar un decodificador MPEG-2 simplificado, que incorpora una etapa de mezclado descendente seguida de un banco de filtro de síntesis de dos canales para reconstruir una señal Dolby Surround por mezcla descendente compatible a partir de un tren de bits multicanal MPEG-2, sin tener en cuenta la mezcla descendente seleccionada y empleada en el decodificador MPEG-2.

#### **3.8.2.4 Velocidades binarias**

El sistema MPEG-2 audio de Capa II admite una amplia gama de velocidades binarias que se extienden desde 32 kbit/s hasta 1 066 kbit/s, incluidas las 15 velocidades binarias hasta 384 kbit/s definidas en la Norma MPEG-1. La compatibilidad con MPEG-1 se realiza dividiendo opcionalmente la trama de audio MPEG-2 en dos partes:

*Parte A:* El tren de bits primario es MPEG-1 compatible y contiene el comienzo de la información específica de MPEG-2 en un área en que el decodificador MPEG-1 es considerado como dato auxiliar.

*Parte B:* El tren de bits de extensión contiene el resto de la información específica de MPEG-2. El tamaño del tren de bits de extensión puede variar en cantidades de bytes con una longitud máxima de 2 047 bytes.

Si la velocidad binaria total no excede de 384 kbit/s, la totalidad de la información específica MPEG-2 se puede incluir en el tren de bits primario; el tren de bits extensión no se requiere. En la Norma ISO/CEI 13818-3 y en la Recomendación UIT-R BS.1196, Anexo 1, § 3.1.2, se pueden obtener mayores detalles incluidas las Figuras correspondientes.

La amplia gama de velocidades binarias permite la aplicación que requiere una velocidad binaria baja y calidad de audio elevada, por ejemplo, si sólo se ha de considerar un proceso de codificación y la disposición en cascada se debe evitar. Esto también permite aplicaciones en las que las velocidades de datos superiores, es decir hasta unos 180 kbit/s por canal, podrían ser convenientes si se ha de tener en cuenta el procesamiento en cascada o post procesamiento.

### **Velocidades binarias variables**

El MPEG-2 permite velocidad binaria variable. Esto puede ser de interés en transmisión de modo de transferencia asíncrono (ATM) o aplicaciones de almacenamiento, como por ejemplo DVD. Asimismo, en un entorno de radiodifusión puede ser útil cuando los trenes de audio y vídeo múltiples independientes comparten la misma capacidad de canal constante. En razón que el empleo de una velocidad binaria inadecuada puede originar diversas perturbaciones audibles, el material más crítico puede aun ser transmitido al nivel deseado de calidad de audio.

La codificación de velocidad binaria variable utiliza el hecho que algunas secuencias de audio contienen información menos pertinente que otras y que la demanda de velocidad binaria instantánea puede variar considerablemente. Para material de televisión típico, la relación entre la velocidad binaria más elevada y la media requerida puede ser considerable: por ejemplo se ha observado que la relación está cercana a un factor de dos para la mayoría del material de película. Como resultado, la utilización de una variable en lugar de una codificación de velocidades binarias constantes puede conducir a una reducción importante de la capacidad requerida.

#### **3.8.2.5 Codificación en cascada**

Los experimentos llevados a cabo por un grupo de especialistas del UIT-R mostraron que un proceso de codificación se puede repetir nueve veces con MPEG-1 de Capa II sin ninguna degradación subjetiva seria, si la velocidad binaria es suficientemente elevada por ejemplo 180 kbit/s por canal. Sin embargo, si la velocidad binaria es de sólo 120 kbit/s, se pueden producir hasta tres procesos de codificación (véase la Recomendación ITU-R BS.1115).

Debido a la naturaleza similar de la codificación, se espera que la codificación multicanal se comporte de manera similar con la codificación en cascada múltiple (contribución y distribución no matricada con emisión matricada).

#### **3.8.2.6 Elasticidad al error**

La característica de degradación de la información de audio debida a las pérdidas de transmisión debe asegurar que la calidad de audio ha de ser siempre mayor que la calidad de vídeo en cualquier nivel de degradación del canal. La insensibilidad inherente a errores en los bits y la estructura del tren codificado de MPEG-2 audio de Capa II permiten que las técnicas eficaces de codificación de canal proporcionen una elevada elasticidad al error utilizando una baja magnitud de redundancia para la protección del error.

La aplicación DAB de MPEG-1 audio de Capa II demuestra que una adecuada codificación de canal con velocidades binarias de canal mínimas combinadas con técnicas de ocultamiento de error pueden proporcionar:

- suave degradación en el borde marginal de la zona de cubrimiento para errores simples y ráfaga de errores;
- mejora de la calidad sonora para recepción móvil o portátil en zonas de recepción pobre;
- inteligibilidad del diálogo en el caso de pérdida de la imagen debido a la elevada tasa de errores en los bits.

Para detalles técnicos véase el § 3.8.3.7 y la especificación DAB.

### **3.8.2.7 Edición**

El material de audio digital se puede almacenar (pregrabado, archivado, etc.) y editar en forma codificada. Los trenes de bits de audio codificados ISO/CEI 13818-3 de Capa II son fácilmente accesibles en unidades de tramas de audio. La edición puede ser efectuada mejor en los límites de la trama. Debido al efecto de borrosidad del filtrado de subbanda empleado en el decodificador (véase el § 3.8.3.3), los puntos de edición presentarán una transición suave en la señal de audio decodificada. De esta manera, se evitan los chasquidos molestos.

La resolución y el tiempo de edición depende de la duración de la trama. Para ISO/CEI 13818-3 de Capa II, la duración de la trama se fija para una determinada frecuencia de muestreo de audio. Esto permite efectuar un método determinístico bien definido para el cálculo del punto de edición más adecuado.

### **3.8.2.8 Canal de intensificación de bajas frecuencias (LFE)**

El sistema de audio MPEG-2 proporciona un canal LFE, conforme a la Recomendación UIT-R BS.775. Su objetivo es permitir al oyente ampliar el contenido de bajas frecuencias del programa reproducido en términos de frecuencia y de nivel. Es el mismo que se utiliza para sistemas sonoros de películas digitales. Transporta efectos sonoros de alto nivel y baja frecuencia que se aplican a altavoces para sonidos subgraves especiales. De esta manera la magnitud del contenido de bajas frecuencias de los canales principales esta restringido de modo tal que no se requiere a los altavoces principales emitir esas señales de efectos especiales.

El canal LFE no se utiliza para todo el contenido de bajas frecuencias de la presentación sonora multicanal, sino que es una opción en el extremo de reproducción y transporta únicamente la información LFE adicional. Los canales principales transportan sonidos normales de frecuencias bajas y son suficientes por si solos si el usuario no desea oír señales de efectos especiales.

### **3.8.2.9 Gama dinámica y sonoridad**

#### **Control de la gama dinámica (DRC)**

La gama dinámica de una señal de programación de audio es la escala comprendida entre el nivel de señal de programa útil más alto y más bajo. La Norma MPEG-2 audio permite a las señales de audio asociadas con programas de televisión que sean codificadas con una amplia gama dinámica; generalmente la gama dinámica completa del material de programa de la fuente. Esto significa que el espectador puede reproducir el sonido que acompaña a la imagen con una gama dinámica realista libre de perturbaciones, asociada a los sistemas de compresión dinámicos de acción rápida.

En muchos casos la gama de dinámica de programa de la fuente puede ser mucho mayor que la que se requiere en entornos hogareños, por ejemplo si hay un nivel elevado de ruido de fondo, si el espectador desea escuchar la componente de audio del programa como música de fondo o simplemente si prefiere una gama dinámica reducida. El medio para reducir la gama dinámica en el receptor es, por tanto, una prestación útil.

El sistema de codificación de audio MPEG-2 de Capa II puede proporcionar un sistema de control de gama dinámica incorporado que permite a un tren de bits codificado común suministrar la programación con una gama dinámica apropiada para cada oyente individual. Los ajustes de ganancia necesarios para el control de gama dinámica se pueden efectuar no inclusivamente si el organismo de radiodifusión utiliza un controlador de gama dinámica avanzado, tal como el que se emplea para el sistema DAB. En las instalaciones del organismo de radiodifusión se genera una señal DRC, que describe la regulación de la ganancia de audio que se ha de aplicar en el receptor

como una sucesión de valores. Estos datos DRC se transmiten en forma codificada junto con la señal de audio. Es importante:

- que la señal se transmita con su programa original dinámico, sin ninguna precompresión, a fin de proporcionar la calidad máxima si es deseada por el usuario;
- que se apliquen los mismos ajustes de ganancia a todos los canales de una presentación sonora multicanal, a fin de evitar desplazamientos no deseados de fuentes sonoras fantasmas debido a cambios de ganancias DRC.

Los datos DRC se pueden incorporar en el campo de datos auxiliares MPEG-2 de Capa II como datos asociados de programa. En el receptor, los datos DRC regenerados se pueden utilizar para controlar la ganancia de audio a fin de adaptar la gama dinámica a los requisitos del oyente y mejorar la audibilidad en condiciones difíciles.

Asimismo, el sistema de control de gama dinámica autocontenido se puede aplicar al decodificador MPEG-2 de Capa II que no necesita datos DRC del codificador. Esto asegura que el control de gama dinámica se proporciona en cada caso, por ejemplo, si el proveedor de programa no envía datos DRC. El sistema se basa en la ponderación del factor de escala. Los factores de escala recibidos se utilizan como información de nivel sonoro y se ponderan conforme a las características de compresión estáticas y dinámicas deseadas. Se obtienen resultados satisfactorios sin incrementar significativamente la complejidad del decodificador y sin retardo adicional.

### **Normalización de la sonorización**

Es importante para el sistema de televisión digital proporcionar sonoridad subjetiva uniforme para todos los programas de audio. Es muy molesto para el usuario cuando los niveles de audio fluctúan entre canales de radiodifusión (observado en saltos de canal), o entre segmentos de programa en un canal particular (comerciales de intensidad sonora más fuerte que el programa).

La normalización de la sonoridad no necesita ser tratada en forma diferente que para las señales analógicas o para audio digital MIC lineal.

La Recomendación UIT-R BS.645 define el término «nivel de señal máximo permitido» y «nivel de alineación». La señal de programa sonora se debe controlar de manera tal que el nivel indicado en el voltímetro de cresta no debe rebasar el nivel de señal máximo permitido; los valores de cresta instantáneos serán mayores. El nivel de alineación es de 9 dB por debajo del nivel de señal máximo permitido.

La Recomendación Técnica R68–1992 de la UER especifica que en el equipo de producción de audio digital, el nivel de alineación será de 18 dB por debajo del nivel de codificación de señal máximo.

La entrada al codificador de audio es audio digital MIC lineal y debe estar de acuerdo con las recomendaciones precedentes.

### **3.8.2.10 Capacidad multilingüe**

La Norma MPEG-2 audio suministra una diversidad de configuraciones para servicios multilingües. Estos servicios se pueden prestar utilizando la sintaxis de un tren de audio MPEG-2 simple (que incluye el tren de bits de extensión para velocidades binarias superiores a 384 kbit/s). Un modo simple de ofrecer un programa principal en dos o tres canales con un programa de idioma alternativo en dos canales es utilizar la «segunda configuración de programa estéreo». Esto se indica en el campo circundante MC\_header en la trama de audio MPEG-2 de Capa II.

Además de un programa principal (que puede ser multicanal 5.1), hay hasta siete «canales multilingüe» disponibles. Estos pueden ser canales simples de diálogos o comentarios, presentaciones estéreo de dos canales alternativo, o una presentación multicanal alternativa. Los canales multilingües se pueden enviar a la misma tasa de muestreo que el programa principal, o la mitad de la tasa de muestreo. La tasa de muestreo inferior es útil cuando se acepta anchura de banda de audio reducida, por ejemplo, en el caso de canales de comentarios para eventos deportivos.

Como alternativa, se puede enviar más de un tren de audio en el tren de transporte MPEG-2. Cada tren de audio puede tener su idioma indicado en un descriptor de idiomas ISO 639 ISO\_639\_language\_descriptor. El campo audio\_type en este descriptor puede indicar «efectos de limpieza», es decir independientemente del idioma.

### **3.8.2.11 Datos asociados al programa**

La Norma ISO/CEI 13818-3 de Capa II ofrece la capacidad de transportar datos auxiliares dentro de un tren de bits codificado. El canal de datos se utiliza para la transmisión de los denominados datos asociados al programa (PAD), a fin de habilitar un número de servicios relacionados con la señal de audio. Por ejemplo, el canal PAD puede comprender indicaciones de servicios asociados (véase el § 3.8.2.12), música/palabra, sonido de fondo/primer plano, información de texto relacionada con el audio para la presentación visual, etc.

La capacidad del canal PAD se puede atribuir a voluntad, y puede variar aun con el tiempo. La operación de un decodificador de audio ISO/CEI 13818-3 no depende de los contenidos de PAD. Asimismo, la Norma ISO/CEI 13818-3 no prescribe el formato del canal PAD. Como resultado un sistema de datos apropiados puede ser adaptado a cada aplicación, independientemente de la capacidad de codificación de audio básica.

Los PAD se transportan en un bloque por cuadro. La sincronización resultante del canal PAD y los datos de audio se pueden explotar para proporcionar servicios relacionados con la señal de audio y críticos en el tiempo. Un ejemplo es la información de control de gama dinámica que se puede utilizar en un decodificador adecuado para ajustar la ganancia a fin de variar la gama dinámica de la señal de audio decodificada (véase también el § 3.8.2.9).

### **3.8.2.12 Servicios asociados y configurabilidad**

El sistema de audio DTTB ofrece configurabilidad del canal de sonido. Proporciona la capacidad para decodificar simultáneamente una serie de canales que pueden ser asignados a diversos servicios sonoros que utilizan distintos formatos de sonido. El comportamiento de la presentación sonora óptima, por una parte, para el servicio de audio principal y el número máximo de servicios asociados por la otra, se puede efectuar económicamente proporcionando configuraciones de canales sonoros alternativos.

La Norma MPEG-2 de Capa II soporta plenamente la utilización flexible de canales sonoros. El descriptor de idiomas ISO 639 (ISO\_639\_language\_descriptor) indica el idioma así como el tipo de servicio asociado (música/texto, diálogo, audición disminuida, visión disminuida, comentarios, otros) para cada tren de audio MPEG en el múltiplex.

El sistema es capaz de combinar servicios individuales. Por ejemplo, puede haber servicios asociados (opcionales) que están previstos ser combinados con el servicio de audio principal, tal como dificultades auditivas, dificultades visuales, comentarios. Puede haber otros servicios asociados que tienen la intención de formar el servicio de audio principal, en particular el mezclado final del servicio música/efectos con el idioma específico del servicio de diálogo.

## Servicios multilingües

Hay dos conceptos básicos para la provisión para la modalidad bilingüe o multilingüe para las capacidades principales.

### 1. *Mezcla final antes de la transmisión*

Para cada idioma o servicio, se proporciona un tren de bits diferente. Este método deja plena libertad artística. Se puede mezclar cualquier tipo de música, efectos y diálogo en un determinado idioma, plenamente independiente de las limitaciones operativas. La configuración (canal 5.1, estéreo de dos canales, conforme a la Recomendación UIT-R BS.775) y/o velocidad binaria puede ser diferente para cada idioma. No obstante la desventaja para  $N$  idiomas será necesario  $N$  veces la velocidad binaria para un idioma. En algunos casos la velocidad binaria se podría reducir, por ejemplo transmitiendo sólo el servicio principal en canal 5.1, e idiomas alternativos en estéreo de dos canales.

### 2. *Mezcla final en el receptor*

Se pueden transmitir música/efectos premezclados (servicio de música/efectos sin diálogo) en un canal 5.1 digital completo acompañado por un canal de diálogo como mínimo por idioma. La mezcla final de ambos se realiza en el receptor.

La velocidad binaria adicional requerida para cada idioma sólo es necesaria para un canal de diálogo. El inconveniente es, por supuesto, la limitación artística: esto no permite la ubicación irrestricta del diálogo y la inclusión de la reverberación del diálogo en otros canales. Sin embargo, para ciertos tipos de programas (por ejemplo deportivos) la combinación final del diálogo y servicios musicales/efectos es atractivo debido a la reserva de velocidad binaria.

Los diversos métodos para emitir servicios multilingües están generalmente bien soportados por la Norma MPEG audio y MPEG Systems. La transmisión de trenes de datos independientes para cada idioma está ampliamente soportada por la capa de sistemas MPEG. El descriptor de idiomas ISO 639 indica el idioma y el formato para cada tren MPEG de audio en el múltiplex. La preferencia del usuario para un determinado idioma y/o tipo de audio, almacenado en la memoria del receptor, junto con la información en el descriptor de idiomas, se puede utilizar para seleccionar automáticamente uno de los trenes de audio disponibles en el múltiplex MPEG.

El diálogo típicamente se puede mezclar en el canal central pero alternativamente un receptor podría ofrecer al usuario la posibilidad de intercalar el diálogo en cualquier canal. Asimismo, el servicio de diálogo se podría ejecutar no en formato monofónico sino alternativamente en formato estereofónico (estéreo 2/0, o estéreo 3/0), ofreciendo un realismo aumentado a expensas de una velocidad binaria. El diálogo puede ser incorporado y su reverberación distribuida a través de los canales frontales.

La provisión del servicio música/efectos especiales junto con el servicio de diálogo, se puede efectuar con mucha eficacia. Cada tren de audio MPEG puede llevar hasta siete idiomas (monofónicos) adicionales en el mismo tren de bits. Las ventajas de este método es que sólo se requiere un decodificador de audio (no es necesario tener acceso a diferentes trenes de bits para distintos idiomas) y que el diálogo es inherentemente sincronizado con la porción música/efectos especiales correspondientes. Una ventaja adicional importante es que la transmisión de diversos canales de diálogo en un tren de bits junto con la música/efectos tiene un efecto promedio en la demanda de velocidad binaria: la probabilidad que todos los canales de audio tengan una demanda

máxima de velocidad binaria al mismo tiempo es baja y, por lo tanto, la velocidad binaria total requerida para los canales de sonido básico y diálogo  $N$  será menor que la velocidad binaria para el sonido básico más  $N$  veces la velocidad binaria para un canal de diálogo. Por ejemplo, durante el tiempo en que el diálogo no está presente, el servicio de diálogo solo requiere una velocidad binaria muy baja, y puede ser utilizada para otros fines.

### **Servicio para dificultades auditivas**

Se puede proporcionar un programa sonoro especial para personas con dificultades auditivas como parte de un servicio DTTB. Algunos oyentes pueden encontrar difícil comprender el diálogo cuando la música o efectos también están presente en la mezcla de programas a un nivel significativo. El servicio para dificultades auditivas tiene por objeto proporcionar un diálogo más inteligible. En resumen, este servicio comprende un solo canal de diálogo únicamente (que puede haber sido procesado por ejemplo para reducir su gama dinámica). Esta señal se podría utilizar para sí mismo o junto con el programa sonoro principal con el balance entre los dos ajustados por el oyente para efecto óptimo.

La señal del servicio para dificultades auditivas, se mezclará típicamente en el canal central o se entregará a una salida discreta (la cual, por ejemplo, podría alimentar un par de auriculares telefónicos sin cordón utilizado sólo por el oyente con dificultades auditivas).

Como alternativa, el servicio para dificultades auditivas podría ser un programa separado completo en estéreo de dos canales o estéreo multicanal. En este caso, consistiría en un nuevo mezclado del programa original con mayor acentuación en el diálogo y la supresión de sonidos innecesarios y perturbadores.

El servicio para dificultades auditivas se puede suministrar mediante uno o más «canales multilingüe» de MPEG-2 audio. De esta manera el servicio se lleva a cabo en el mismo tren de audio como el sonido del programa principal. En este caso, el campo `audio_type` correspondiente en el MPEG-2 Transport tendría el valor `0x02` para indicar un servicio para dificultades auditivas.

### **Servicio para dificultades visuales**

Una parte del servicio DTTB puede suministrar comentarios especiales para personas con dificultades visuales. En este tipo de servicio, un relator describe el contenido visual de la escena de modo tal que la persona no vidente o que tiene dificultades visuales pueda disfrutar mejor del programa. Con cuidado, esta clase de narración, se puede efectuar para adaptarse al diálogo existente del programa. Este servicio estaría generalmente provisto como un canal de audio simple que se ha de añadir al programa sonoro existente.

Una alternativa sería proporcionar un programa separado completo en estéreo de dos canales o estéreo multicanal para la persona con deficiencias visuales. Esto sería necesario si el programa sonoro existente necesita modificaciones para que siga incluida la narración.

El servicio para dificultades visuales se puede proporcionar utilizando uno o más «canales multilingüe» de MPEG-2 audio. De esta manera, el servicio se transporta en el mismo tren de audio como el programa sonoro principal. Como alternativa el servicio se puede suministrar como un tren de audio separado. En este caso el campo `audio_type` correspondiente en el MPEG-2 Transport tendrá el valor `0x03` para indicar un servicio para dificultades visuales.

### **Servicio de comentarios**

Este servicio transporta comentarios de programas opcionales que pueden ser añadidos a cualquier canal de altavoz por el oyente. El empleo típico de este servicio es el de comentarios añadidos opcionales durante un evento deportivo o diferentes tipos o niveles de comentarios disponibles para acompañar a una programación educativa o documental.

Cuando se proporcionan servicios de comentarios, el receptor puede notificar al oyente de su presencia. El oyente podrá requerir información (probablemente sobre pantalla) sobre los diversos servicios de comentarios disponibles y solicitar, opcionalmente, la decodificación de uno de ellos junto con el servicio principal.

### **Servicio de emergencia**

El servicio de emergencia tiene por objeto permitir la inserción de anuncios de emergencia. Los servicios de audio normales, no tienen necesariamente que ser reemplazados para que se reciba el mensaje de alta prioridad. El demultiplexor de transporte dará primera prioridad a este tipo de servicio de audio. Cuando el decodificador de audio recibe un servicio de emergencia, puede dejar de reproducir cualquier servicio principal que se está recibiendo y sólo reproduce el servicio de emergencia. Este servicio puede ser operado particularmente utilizando el descriptor de idiomas ISO 639 ISO\_639\_language\_disuiptr) proporcionado en el sistema ISO/CEI 13818-3 de Capa II.

### **3.8.3 Detalles técnicos de MPEG-2 de Capa II**

Este punto resume los elementos técnicos principales de la codificación de audio multicanal ISO/CEI 13818-3 de Capa II. En el «Informe Técnico» de la ISO/CEI correspondiente y en el Anexo 1 de la Recomendación UIT-R BS.1196 figura una guía más amplia sobre los detalles técnicos de la Norma de Codificación Internacional de Audio ISO/CEI.

#### **3.8.3.1 Compatibilidad Matricial**

La compatibilidad hacia atrás implica la provisión de matrices de compatibilidad en el decodificador multicanal que utiliza coeficientes de mezclado descendente apropiados para crear las señales estéreo compatible Lo y Ro. La matriz inversa para recuperar los cinco canales de audio separados se debe aplicar al decodificador multicanal MPEG-2. Las ecuaciones de la matriz básica utilizada en el codificador para convertir las cinco señales de entrada L, R, C, Ls y Rs, en los cinco canales de transporte T0, T1, T2, T3 y T4 satisfacen la Recomendación UIT-R BS.775.

Referente a la sintaxis, la compatibilidad se realiza aprovechando el campo de datos auxiliares de la trama de audio ISO/CEI 11172-3 para la provisión de canales adicionales La «longitud variable» del campo datos auxiliares permite la posibilidad de transportar información sobre ampliación multicanal completa. El decodificador MPEG-1 Audio de dos canales normal ignora esta parte del campo datos auxiliares.

En la Recomendación UIT-R BS.1196, Anexo 1, se explican los detalles.

#### **3.8.3.2 Formación de tramas**

La señal de audio multicanal codificada está estructurada en tramas que corresponden a 1152 muestras de entrada de audio MIC. De esta manera la longitud de la trama depende de la frecuencia de muestreo:

Frecuencia de muestreo	32 kHz	44,1 kHz	48 kHz
Longitud de la trama	36 ms	26,1 ms	24 ms

La trama de MPEG-2 Audio consta de dos partes: la primera parte y la parte de ampliación opcional. Si la velocidad binaria total para la señal de audio multicanal no rebasa de 384 kbit/s, la información completa de la señal codificada se debe mantener dentro del tren de bits primario.

La señal estereofónica compatible está ubicada en la parte de audio de la trama compatible MPEG-1. Los canales de ampliación (centro, periférico, mejoramiento de alta frecuencia, multilingüe, etc.) están ubicados dentro del campo datos auxiliares de MPEG-1. Este campo se inicia con el encabezamiento multicanal que proporciona información de audio multicanal

específica. El encabezamiento viene seguido del campo CRC multicanal. Es una palabra CRC de 16 bits obligatoria para la detección de errores que comienza con el primer bit del encabezamiento multicanal y finaliza con el último bit del campo de información de selección del factor de escala. El campo de verificación por redundancia cíclica (VRC) multicanal está seguido por el campo estado de codificación compuesta multicanal que proporciona información sobre diafonía dinámica, predicción de multicanal y conmutación de canal de transmisión. Éste viene seguido del campo datos de audio multicanal (información de asignación de bits, información de selección del factor de escala, coeficientes del predictor, compensación de retardo para predicción, factores de escala, muestras de subbanda).

La trama de ampliación, que lleva parte de los datos de audio multicanal puede ser añadida a la trama primaria, permitiendo que la velocidad binaria total rebase el límite superior de 384 kbit/s de MPEG-1. La trama de extensión comienza con una palabra de sincronismo, seguida de una palabra CRC de 16 bits y un campo que indica el número de bytes en la trama de ampliación. A continuación siguen los datos de audio multicanal que rebasan de la parte primaria; opcionalmente, los datos auxiliares, se pueden transportar al final de la trama MPEG-2 audio. En el § 3.1.2 del Anexo 1 a la Recomendación UIT-R BS.1196 aparecen figuras detalladas que presentan la estructura MPEG-2 audio.

### **3.8.3.3 Filtrado de subbanda**

Para reducir la cantidad de información inherente a una señal de audio MIC, la técnica MPEG de Capa II efectúa una conformación de la frecuencia de percepción del ruido resultante de los procedimientos de cuantificación y codificación, que comprende una transformación de tiempo/frecuencia basada en una división de subbanda de la señal de audio MIC de entrada por medio de un banco de filtro polifásico. El espectro de la señal de audio de banda ancha se divide en 32 subbandas de igual anchura de banda y se produce una muestra por subbanda para cada conjunto de 32 de muestras de entrada MIC. Este análisis de sub-banda altamente optimizado utiliza un filtro prototipo de 512 derivaciones que es modulado en el dominio de la frecuencia de modo de obtener los 32 filtros sub-banda deseados. Este método descrito en la Norma ISO/CEI 11172-3, permite una estructura equivalente que utiliza un filtro polifásico y una transformada de coseno discreto. La Norma MPEG ha sido estudiada por diversos autores que han propuesto implantaciones muy rápidas del banco de filtros.

El banco de filtro, optimizado en carga de retardo y cómputo, presenta una buena solución intermedia entre resolución temporal y resolución de frecuencia, permitiendo naturalmente un tratamiento fiable de cualquier clase de señales de audio, sean estacionarias o transitorias (no se encontraron distorsiones denominadas «de eco previo»).

### **3.8.3.4 Asignación de bits**

Cada canal de la señal de audio se divide en tramas de 1 152 muestras, que son transformadas en 1 152 muestras de subbanda (36 por subbanda).

Esta señal pasa simultáneamente por un modelo psicoacústico que determina para cada trama una curva de enmascaramiento dinámico en el dominio de la frecuencia. Esta curva se utiliza para calcular el límite superior (denominado también umbral de enmascaramiento) para la energía del ruido que puede ser aplicado en cada una de las subbandas de los canales de audio durante el procedimiento de reducción de la información (cuantificación de las muestras de las subbandas) sin producir ninguna degradación audible.

El número de bits asignado a un bloque de 36 muestras de subbanda está directamente relacionado al umbral de enmascaramiento de esa subbanda para el canal en estudio. Un medio directo de producir esta curva es analizar cada componente de audio por uno de los modelos psicoacústicos que figuran en la Norma ISO/CEI 11172-3. Esto asegura el alto nivel de calidad que ya ha sido

evaluado muchas veces durante los procedimientos de normalización de las Normas ISO/MPEG internacionales.

Las Normas ISO/CEI 11172-3 e ISO/CEI 13818-3 permiten la utilización y asignación de modelos psicoacústicos más complejos. Esto permite mejorar la eficacia de la codificación, gracias al progreso efectuado en los campos de investigación de modelado psicoacústico sin perder compatibilidad con decodificadores existentes.

La información descriptiva sobre asignación de bits se transmite a cada trama del decodificador. La codificación de esta información se optimizó conforme a la distribución estadística de largo plazo de los cuantificadores a través de las subbandas.

### **3.8.3.5 Cuantificación y escalonamiento**

El número de pasos utilizado para cuantificar las muestras en una determinada subbanda (expresada por la atribución del bit) se calcula dinámicamente conforme a las relaciones señal/máscara, relativas a la velocidad binaria deseada y a las tablas normalizadas de cuantificación posible por subbanda. Este proceso se efectúa en cada trama.

Las muestras de subbanda se codifican mediante un cuantificador uniforme de bloques simple. Se calcula un factor de escala para cada conjunto de 12 muestras de subbanda. Estas muestras están normalizadas para que se ajusten a las características de los cuantificadores. Los factores de escala y el número codificado de pasos utilizados para una determinada subbanda se transmiten al decodificador. El número de niveles de cuantificación puede abarcar una gama de 3 a 65 535, con la posibilidad de no transmitir una señal de subbanda.

### **3.8.3.6 Codificación de estereofonía mixta**

Conforme a los modelos bioauditivos es posible determinar ampliamente la porción de señal estereofónica que no es pertinente con respecto a la percepción espacial de la presentación estereofónica. Los componentes de la señal estereofónica no pertinentes no están enmascarados; sin embargo, no contribuyen a la localización de las fuentes sonoras. De esta manera, los componentes estereofónicos no pertinentes de cualquier canal se pueden reproducir a través de cualquier altavoz sin disminuir el efecto estereofónico, y en determinados intervalos de tiempo y regiones del espectro puede ser admisible la diafonía.

Las modalidades «estéreo de intensidad» y «diafonía dinámica» aprovechan este efecto. Si se permite alguna de estas dos modalidades para un determinado grupo de subbanda, la asignación de bits y las muestras de subbanda codificadas no están contenidas en el tren de bits, y deben ser copiadas de las muestras de subbanda transmitidas del canal de transmisión correspondiente. La información de selección de factor de escala y los factores de escala propiamente dichos que se utilizará para el escalonamiento de las muestras de subbanda están contenidos, por tanto, en el tren de bits.

### **3.8.3.7 Ocultación de error**

La estructura de la trama de audio de la Norma MPEG-2 audio de Capa II está estrechamente relacionada con la estructura MPEG-1 audio de Capa II que se utiliza para DAB. Se han tomado las siguientes medidas en el codificador para proporcionar las estrategias de ocultación adecuadas:

#### **VRC de trama (Primer código de redundancia cíclica, especificado en la Norma ISO/CEI 13818-3)**

- Se puede utilizar una palabra de comprobación de paridad de 16 bits para la detección de error de la información de audio principal dentro del tren de bits codificado, es decir, encabezamiento, asignación de bits e información de selección del factor de escala de la

ISO. Si la trama viene indicada como no fiable o no codificable, es posible efectuar una serie de medidas en el decodificador.

- Enmudecimiento simple de la trama completa de audio que produce mejoras en la recepción frente a un desmejoramiento muy molesto debido a la recepción incorrecta de la información de audio principal.
- Si sólo se produce error sustancial en el encabezamiento o información lateral de los canales de ampliación (canales central y periférico), se puede aplicar enmudecimiento simple o reemplazar la señal estereofónica compatible. Este reemplazo asegura un grado mínimo de molestia.
- El reemplazo de la trama por tramas previas decodificadas correctamente produce una mejora de la calidad de audio. Para la mayoría de las señales esta mejoría es muy superior comparada con el silenciamiento simple.

### **VRC del factor de escala (segundo código de redundancia cíclica)**

Además de la palabra de comprobación del VRC definida por la Norma MPEG-2 audio, que se utiliza para detectar errores de la información lateral significativa de una trama MPEG-2 audio de Capa II, se puede aplicar otra comprobación del VRC para la detección de errores dentro de los tres bits más significativos de los factores de escala. Las cuatro palabras de comprobación (típicas) CRC se insertan en el tren de bits MPEG-2 audio de Capa II justo frente a los dos últimos bytes del campo datos auxiliares. Cada palabra de comprobación está asociada con un grupo de subbandas adyacentes.

Los bits incluidos en la verificación del VRC son los tres bits más significativos de todos los factores de escala del grupo de subbanda conforme a su orden en el tren de bits. El método de cálculo para las palabras VRC es el mismo que para las palabras VRC definidas en la Norma ISO/CEI 11172-3 para la información lateral de una trama MPEG audio de Capa II.

### **Información sobre viabilidad**

Si para la protección de error se utilizan códigos de convolución o perforados se obtiene una información de viabilidad adicional en el decodificador del canal. Esto permitirá obtener mayor información sobre los datos perturbados y soportará la adaptación de la ocultación a la situación de error.

### **3.8.4 Conclusión**

El sistema de codificación de audio ISO/CEI 13818-3 (MPEG-2) de Capa II conjuntamente con la Norma ISO/CEI 13818-1 (MPEG-2) de capa de sistema, proporciona un servicio de audio eficaz y muy flexible para la radiodifusión de televisión terrenal digital. Asimismo, proporciona compatibilidad para receptores conforme a la Recomendación UIT-R BS.1115 para radiodifusión sonora de dos canales.

## **3.9 Descripción del Sistema AC-3**

### **3.9.1 Introducción**

La primera realización del sistema AC-3 se elaboró en la industria cinematográfica para la copia de películas de imágenes en movimiento de 35 mm. Este sistema se introdujo en el mercado en 1991. Poco tiempo después este sistema se propuso para ser utilizado para ser utilizado como sistema de televisión sonora digital. El sistema continuó evolucionando hasta su normalización final, efectuada en 1994 por el Comité para Sistemas de Televisión Avanzados (ATSC) de Estados Unidos de América. En estas normas se estudiaron los requisitos para servicios de audio DTTB. La combinación de la Norma AC-3 (ATSC A/52) y la Norma de Televisión Digital (ATSC A/53)

especificaron todas las características de audio para un servicio DTTB completo. Tras haber sido verificado por el Comité Asesor de la FCC, el Sistema AC-3 fue incluido en el sistema DTTB recomendado a la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) para su utilización en Estados Unidos de América.

En 1955, la Norma AC-3 se transformó en un sistema de codificación recomendado por el UIT-R para la aplicación de DTTB (véase la Recomendación UIT-R BS.1196). El sistema AC-3 normalizado es incompatible con el sistema de codificación sonora (estrechamente relacionada) utilizado en cinematografía. (Se mantienen diferencias como para formar una barrera de protección contra la violación de la propiedad intelectual de imágenes en movimiento.) La experiencia obtenida en aplicaciones en la industria cinematográfica de la codificación de sonido digital multicanal ha sido de gran utilidad para la elaboración final del codificador AC-3 normalizado.

La filosofía aplicada al codificador AC-3 es la de efectuar una codificación directa de cada uno de los canales de audio. A fin de obtener la ganancia de codificación más elevada, el sistema no utiliza ninguna forma de matrizado. La transmisión de una versión de mezclado descendente de las señales sonoras multicanal se considera que es una función adecuada del decodificador, que en lugar de reproducir un solo mezclado descendente de dos canales predefinidos, puede producir un mezclado descendente adecuado para un oyente con equipo de reproducción monofónico, estereofónico o circuito matricial. Esta filosofía tiene como inconveniente una mayor complejidad en el decodificador, pero permite que el mezclado descendente se pueda ajustar a las necesidades particulares de cada usuario. El decodificador AC-3 de mezclado descendente de dos canales es de menor complejidad que el decodificador AC-3 multicanal.

### **3.9.2 Detalles técnicos del Sistema AC-3**

#### **3.9.2.1 Formación de bloques de audio**

El procedimiento para convertir la señal de audio del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia requiere que la señal sea bloqueada en bloques superpuestos de 512 muestras. Por cada 256 nuevas muestras de audio, se forma un bloque de 512 muestras a partir de las 256 muestras nuevas y las 256 muestras anteriores. Cada muestra de audio se representa en dos bloques de audio y, por consiguiente, la cantidad de muestras que ha de ser procesada inicialmente, está duplicada. La superposición de bloques es necesaria para evitar efectos parásitos de bloqueo audibles. Los nuevos bloques de audio se forman cada 5,33 ms. Un grupo de 6 bloques se codifica en una trama de sincronismo AC-3.

#### **3.9.2.2 Función selección de ventana**

El bloque de 512 muestras en el tiempo se pone en operación ventana antes de ser transformado al dominio de la frecuencia. La operación de selección de ventana presenta un vector multiplicación del bloque de 512 puntos con una función de ventana de 512 puntos. La función de ventana tiene un valor de 1,0 en su centro y disminuye progresivamente hasta casi 0 en sus extremos. La conformación de la función de ventana es tal que el procedimiento de superposición/adición en el decodificador producirá una reconstrucción libre de perturbaciones de bloqueo. La conformación de la función de ventana determina también la forma de cada uno de los bancos de filtro.

#### **3.9.2.3 Transformada de cancelación de repliegue del espectro por división en el tiempo**

El banco de filtros de análisis se basa en la transformada rápida de Fourier. La transformación particular empleada es la transformada de cancelación de repliegue del espectro en el dominio del tiempo (TDAC, *time domain aliasing cancellation*) apilada. Esta transformación peculiar es ventajosa pues permite eliminar el 100% de redundancia que fue introducido en el procedimiento de bloqueo. La entrada a la transformada TDAC es de 512 puntos con ventanas en el dominio del tiempo, y la salida es 256 coeficientes en el dominio de la frecuencia. La resolución de frecuencia del banco de filtros es de 93,75 Hz.

### 3.9.2.4 Tratamiento de las perturbaciones transitorias

Cuando existen perturbaciones transitorias en el dominio del tiempo (tales como impulsos o chasquidos), hay una posibilidad que el error de cuantificación, incurrido al establecer valores aproximados de los coeficientes de frecuencias de los transitorios, se torne audible debido a la perturbación en el tiempo pues el error de cuantificación dentro de un bloque de audio codificado se reproduce en todo el bloque. Es posible que la porción del error de cuantificación que se reproduce antes del impulso sea audible. La perturbación en el tiempo del ruido de cuantificación se puede reducir modificando la longitud de la transformada que se efectúa. En vez de una sola transformada de 512 puntos se puede efectuar un par de transformadas de 256 puntos, uno en las primeras 256 muestras con ventana, y otro en las últimas 256 muestras con ventana. Un detector de fenómenos transitorios en el codificador determina cuándo modificar la longitud de transformación. La reducción de la longitud de transformación impide que el error de cuantificación se extienda en más de algunos milisegundos, lo que reduce su audibilidad.

### 3.9.2.5 Representación de audio codificada

Los coeficientes de frecuencias resultantes de la transformación se convierten en una notación binaria de comas flotantes. La graduación de la transformación es tal que todos los valores son más pequeños que 1,0. Un ejemplo en notación binaria (base 2) con una precisión de 16 bits sería:

$$0,0000\ 0000\ 1010\ 1100_2$$

El número de ceros no significativos en el coeficiente, ocho en este ejemplo, se convierte en el exponente «en bruto». El valor es sustituido por el exponente, y el correspondiente a la derecha de la coma decimal (1010 1100) se transforma en la mantisa normalizada que ha de ser cuantificada con valores aproximativos. Los exponentes y las mantisas cuantificadas con valores aproximativos se codifican en el tren de bits. La gama dinámica de los exponentes es suficiente para tratar las señales de audio MIC de 24 bits.

#### 3.9.2.5.1 Codificación de los exponentes

Los exponentes no evaluados tienen aplicado algún procesamiento para reducir la cantidad de datos requeridos para codificarlos. En primer lugar, se examinan los exponentes no evaluados de los seis bloques que han de ser incluidos en una trama de sincronismo AC-3 para encontrar diferencias entre bloques. Si las diferencias son pequeñas, se genera un solo conjunto de exponentes que sea utilizable por los seis bloques, reduciendo así la cantidad de datos que han de ser utilizados por un factor de seis. Si los exponentes experimentan cambios significativos dentro de la trama, los conjuntos de exponentes se forman sobre los bloques donde las modificaciones no son significativas. Debido a la respuesta de frecuencia de cada uno de los filtros en el banco de filtros de análisis, los exponentes para frecuencias adyacentes difícilmente difieren en más de  $\pm 2$ . Para tener ventaja de este hecho, los exponentes se codifican diferencialmente en frecuencia. El primer exponente se codifica como valor absoluto, y se codifica luego la diferencia entre el exponente actual y el exponente siguiente. Esto reduce la velocidad de datos de exponente en un factor de 2. Por último, cuando el espectro es relativamente plano, o un conjunto de exponentes sólo abarca 1-2 bloques, los exponentes diferenciales pueden ser compartidos por 2 ó 4 coeficientes de frecuencia, para un ahorro adicional de un factor de 2 ó 4.

La eficacia de la codificación final para exponentes es típicamente 0,39 bits/exponente (o 0,39 bits/muestra ya que hay un exponente por cada muestra de audio). Los exponentes están sólo codificados hasta la frecuencia necesaria para la percepción de plena respuesta en frecuencia. Por lo general la componente de frecuencia de audio más elevada en la señal que es audible se encuentra a una frecuencia menor que 20 kHz. En el caso que las componentes de la señal por encima de 15 kHz sean inaudibles, sólo el primer 75% de los valores de exponente se codifican, reduciendo así la velocidad de datos de exponente a  $< 0,3$  bit/muestra.

El procesamiento de exponente modifica los valores de exponente de sus valores originales. El codificador genera una representación local de los exponentes que es idéntica a la representación decodificada que será utilizada por el decodificador. La representación decodificada se utiliza entonces para sustituir los coeficientes de frecuencia originales y generar las mantisas normalizadas que están cuantificadas.

### **3.9.2.5.2 Mantisas**

Los coeficientes de frecuencias producidos por el banco de filtros de análisis tienen precisión útil que dependen de la longitud de la palabra de las muestras de audio MIC de entrada y de la precisión del cálculo de transformación. Esta precisión, por lo general, está alrededor de 16 a 18 bits, pero puede alcanzar un valor de hasta 24 bits. Cada mantisa normalizada está cuantificada a una precisión entre 0 y 16 bits. El objetivo de la compresión de audio es maximizar la calidad de audio a una velocidad binaria dada. Esto requiere una asignación óptima (o casi óptima) de bits a cada una de las mantisas.

### **3.9.2.6 Asignación de bits**

El número de bits asignado al valor de cada mantisa se determina por la rutina de atribución de bits. En el codificador y decodificador se ejecuta una rutina de núcleo idéntica de modo tal que cada una genera la asignación de bits idéntica. La asignación de bits AC-3 posee una resolución temporal de un tiempo de bloque (5,3 ms), y una resolución de frecuencia de una subbanda de banco de filtros (94 Hz).

#### **3.9.2.6.1 Control adaptativo hacia atrás**

El algoritmo de asignación de bits de núcleo magnético es considerado control adaptativo hacia atrás ya que parte de la información de audio codificada dentro del tren de bits (realimentado en el codificador) se utiliza para calcular la asignación de bits final. La entrada primaria a la rutina de atribución de núcleo magnético está constituida por los valores de exponentes codificados que presentan una imagen general del espectro de la señal. A partir de esta versión del espectro de señal se calcula una curva de enmascaramiento. El cálculo del modelo de enmascaramiento se basa en un modelo del sistema auditivo humano. La curva de enmascaramiento indica, como función de la frecuencia, el nivel de error de cuantificación que puede ser tolerado. La sustracción de la curva de enmascaramiento (en el dominio de la potencia logarítmica) del espectro de la señal produce la relación  $S/N$  requerida en función de la frecuencia. Los valores de la relación  $S/N$  requeridos se ponen en correspondencia con un conjunto de punteros de atribución de bits que indican qué cuantificador aplicar a cada mantisa.

#### **3.9.2.6.2 Control adaptativo hacia adelante**

El codificador AC-3 puede emplear un modelo psicoacústico más elaborado que el utilizado por el decodificador. La rutina de atribución de núcleo empleada por el codificador y el decodificador utiliza una serie de parámetros ajustables. Si el codificador emplea un modelo psicoacústico más elaborado que el utilizado por la rutina de núcleo, se pueden ajustar estos parámetros de modo que la rutina de núcleo produzca mejores resultados. El codificador inserta los parámetros en el tren de bits y se aplica al decodificador hacia adelante.

En el caso en que los parámetros de atribución de bits disponibles no permitan generar la atribución ideal, el codificador puede insertar códigos explícitos en el tren de bits para modificar la curva de enmascaramiento calculada y, por consiguiente, la atribución de bits final. Los códigos insertados indican modificaciones en la atribución de base y se conocen como códigos complementarios de bits.

### 3.9.2.7 Rematrizado en modo 2/0

Cuando las señales han sido codificadas mediante un decodificador Dolby proLogic Surround hay condiciones de la señal (centro predominante ( $= L + R$ ), o periférico ( $= L - R$ )) que hacen que las perturbaciones de codificación sean reproducidas por diversos altavoces en lugar de aquellos que reproducen la señal predominante. Esto puede producir el enmascaramiento de los efectos parásitos. La audibilidad de esos efectos parásitos se puede reducir por medio del codificador a una velocidad binaria superior que hubiera sido aceptable para la reproducción estereofónica de dos canales.

Cuando el codificador AC-3 funciona en el modo estereofónico de dos canales se agrega un paso de procesamiento industrial para mejorar el interfuncionamiento con programas codificados de matriz Dolby Surround 4-2-4. Este paso adicional se conoce como **rematrizado**. Esta técnica reduce la necesidad de codificar las señales AC-3 con una velocidad binaria mayor cuando podrían ser decodificados con ProLogic.

El espectro de la señal se divide en cuatro bandas de frecuencias de rematrizado. Dentro de cada banda se determina la energía de las señales izquierda, derecha, Suma y diferencia. Si la señal de mayor energía se encuentra en los canales izquierdo o derecho, la banda se codifica normalmente. Si la energía dominante de la señal se encuentra en el canal suma o diferencia, se codifican entonces esos canales en vez de los canales izquierdo y derecho. La decisión de codificar los canales izquierdo y derecho o suma y diferencia se efectúa en la base de banda por banda que señala al decodificador en el tren de bits codificado.

### 3.9.2.8 Acoplamiento

En el caso que la cantidad de bits requerida para codificar la señal de audio en forma transparente supere el número de bits que se dispone, el codificador puede invocar acoplamiento. Esta técnica comprende la combinación del contenido de alta frecuencia de canales individuales y el envío de las envolventes de la señal de canal individual junto con el canal de acoplamiento combinado. La base psicoacústica para el acoplamiento es que, dentro de las bandas de frecuencias estrechas el oído humano detecta localización en alta frecuencia basada en la envolvente de la señal en lugar de la forma de onda de la señal detallada.

La frecuencia sobre la cual se invoca acoplamiento, y los canales que participan en el proceso, son determinados por el codificador AC-3. El codificador también determina la estructura en bandas de frecuencias utilizadas por el proceso de acoplamiento. Para cada canal acoplado y cada acoplamiento de banda, el codificador crea una secuencia de coordenadas de acoplamiento. Las coordenadas de acoplamiento para un determinado canal indican qué fracción del canal de acoplamiento común debe reproducirse fuera de esa salida de canal particular. Las coordenadas de acoplamiento representan las envolventes de la señal individuales para los canales. El codificador determina la frecuencia con la que se transmiten las coordenadas de acoplamiento. Cuando se utiliza acoplamiento, las coordenadas de acoplamiento se envían siempre en el bloque cero de una trama. Si la envolvente de una señal es estable, las coordenadas de acoplamiento no necesitan ser enviadas en cada bloque, sino que pueden ser reutilizadas por el codificador hasta que se envíen nuevas coordenadas. El codificador determina con qué periodicidad se han de enviar las nuevas coordenadas, que pueden ser enviadas por bloque (cada 5,3 ms).

## 3.9.3 Sintaxis del tren de bits

### 3.9.3.1 Trama de sincronismo

El tren de bits de audio consiste en una repetición de tramas de audio que están referidas como tramas de sincronismo AC-3. Según se ilustra en la Fig. 3.18, cada trama de sincronización AC-3 es una entidad autocontenida que consta de información de sincronización (SI), información sobre tren

de bits (BSI), 1536 muestras de audio codificado y un código de verificación de error CRC. La trama de sincronización se puede considerar una unidad de acceso de audio. La información de sincronización contiene una palabra de sincronización de 16 bits, una indicación de velocidad de muestreo de audio y una indicación del tamaño de la trama de sincronización. Se admiten velocidades de muestreo de 32 kHz; 44,1 kHz y 48 kHz. El tamaño de la trama se puede fijar en cada una de ellas para funcionamiento en velocidad binaria fija, o hacerla dinámicamente variable para soportar el funcionamiento de velocidad binaria variable. Admite una amplia gama de velocidades binarias que se extienden de 32 kbit/s a 640 kbit/s. La capacidad de datos no utilizada al final de la trama se puede utilizar para transportar programas de datos asociados o datos auxiliares. El formato de estos datos no se especifica.

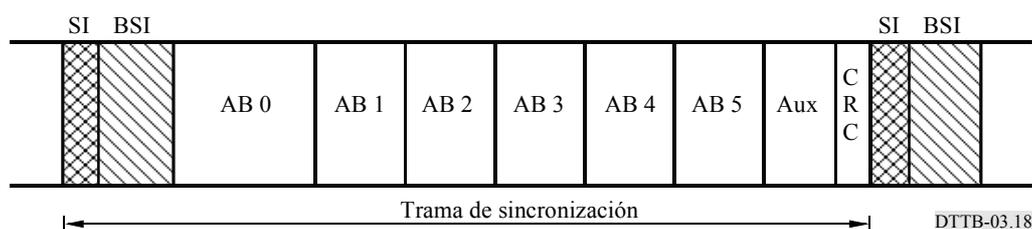


FIGURA 3.18

Trama de sincronización AC-3

### 3.9.3.2 Empalme, inserción

Los trenes de bits AC-3 codificados se pueden editar. El lugar ideal para empalmar trenes de bits de audio codificados es en el límite de una trama de sincronización. Si se efectúa un empalme de tren de bits en el límite de trama de sincronización, la decodificación de audio seguirá sin interrupción. El procesamiento de superposición/adición en ventana en el banco de filtros de síntesis del decodificador proporcionará una transición muy suave a través del punto de empalme. Si el empalme del tren de bits se efectúa aleatoriamente, podría haber una interrupción de audio. La trama que está incompleta no pasará la prueba de detección de error del decodificador y puede causar el silenciamiento del decodificador. El decodificador no encontrará sincronización en su lugar correcto en la trama siguiente e ingresará el modo búsqueda de sincronización. Una vez hallado el código de sincronismo del nuevo tren de bits se efectuará una sincronización y comenzará nuevamente la reproducción de audio. La interrupción del servicio estaría en el orden de dos tramas, o unos 64 ms. Debido al procedimiento de selección de ventana del banco de filtros cuando la señal de audio pasa a la condición de silenciamiento habrá un ligero desvanecimiento durante un periodo de 5,3 ms. Cuando la señal de audio se recupera, aparecerá durante un periodo de 5,3 ms. Con excepción del tiempo aproximado de 64 ms durante el cual la señal de audio se enmudece, el efecto de un empalme aleatorio de un tren elemental AC-3 es relativamente favorable.

### 3.9.3.3 Códigos de detección de error

Cada trama de sincronización AC-3 finaliza con un código de verificación de error VRC de 16 bits. El decodificador puede utilizar este código para determinar si una trama de audio ha sido dañada o está incompleta. Asimismo, el decodificador puede utilizar banderas de error proporcionadas por el sistema de transporte. En el caso de errores detectados, el decodificador puede tratar de efectuar ocultación de error, o puede simplemente enmudecer. Un segundo VRC de 16 bits se coloca dentro de la trama de sincronización AC-3 y permite a un decodificador que sea implantado con un tamaño de memoria intermedia de entrada de sólo 2/3 de trama.

Si se dispone de información adicional acerca de errores de datos (del sistema ECC) el decodificador de audio puede considerar la reproducción de datos con error. Por ejemplo, si se conoce que un byte que contiene sólo datos de mantisa que presentan errores, la reproducción de ese valor de mantisa incorrecto sería preferible para efectuar la repetición o silenciamiento de la trama. Si un byte crítico de información presenta errores, habría que efectuar silenciamiento u ocultación. La mayoría de los datos en el tren de bits son datos de mantisa.

### **3.9.3.4 Multiplexación AC-3 en trenes de transporte MPEG-2**

La flexibilidad de la capa de sistemas MPEG-2 permite la transmisión de trenes de bits de audio definidos no MPEG. Las especificaciones de cómo se puede transportar el tren elemental AC-3 se encuentran en el Apéndice 1 al Anexo 2 de la Recomendación UIT-R BS.1196 y en la Recomendación UIT-R BT.1300. Las especificaciones permiten que los sistemas sean implantados con sincronización y memoria intermedia adecuadas, y con todos los descriptores necesarios. Para toda velocidad binaria, se puede transmitir un tren elemental AC-3 como tren simple a través del múltiplex MPEG-2, requiriendo la asignación de sólo un valor ID de paquete (PID) simple. Los receptores pueden tener acceso a cualquier servicio sonoro simple con un filtro PID simple.

## **3.9.4 Sonoridad y gama dinámica**

### **3.9.4.1 Normalización de la sonoridad**

Es importante para el sistema de televisión digital proporcionar sonoridad subjetiva uniforme para todos los programas de audio. Los oyentes encuentran muy molesto que los niveles de audio fluctúen entre canales de radiodifusión (observado con el salto de canal), o entre segmentos de programa en un canal particular (comerciales con nivel más fuerte que el programa). Un elemento que se encuentra en la mayor parte de la programación de audio es la voz humana. El objetivo que se persigue es el de obtener un nivel aproximado de adaptación para el diálogo (hablado en voz normal, sin gritos ni susurros) en todos los programas de audio. El sistema de audio AC-3 proporciona elementos sintácticos que hacen viable este objetivo.

Puesto que el sistema digital de audio puede suministrar una gama dinámica mayor que 100 dB, no hay razón técnica para que el diálogo se codifique en algún lugar cercano al 100%, como comúnmente se efectúa en televisión analógica. Sin embargo, no hay seguridad que todos los canales de programación, o todos los programas o segmentos de programas en un determinado canal, tengan el diálogo codificado en el mismo nivel (o incluso en un nivel similar). La falta de un nivel de codificación uniforme para el diálogo (que implicaría una altura libre uniforme para todos los programas) produciría fluctuaciones inevitables en el nivel de audio entre canales de programa o aún entre segmentos de programa. En el caso extremo, sería posible que los mensajes comerciales tengan un tono de ventas codificado al mismo nivel que los efectos de sonido de nivel más elevados en una imagen de movimiento importante.

Los trenes de bits elementales AC-3 codificados se rotulan con una indicación de nivel subjetivo (el elemento sintáctico *dialnorm*) al cual ha sido codificado el diálogo. Se pueden codificar distintos programas de audio con distintas alturas libre sobre el nivel de diálogo a fin de permitir música dinámica y efectos sonoros. El receptor de televisión digital (y todos los decodificadores AC-3) pueden utilizar el valor *dialnorm* para ajustar el nivel reproducido de programas de audio de modo que, distintos programas recibidos tengan sus diálogos reproducidos a un nivel sonoro uniforme. Algunos diseños del receptor pueden incluso ofrecer al oyente un control de volumen calibrado en nivel de presión sonora absoluto. El oyente puede ajustar el nivel de escucha deseado para el diálogo y el receptor puede escalonar el nivel de cada programa de audio decodificado de modo tal

que el diálogo está siempre reproducido al nivel deseado. Todos los decodificadores AC-3 que satisfacen los requisitos utilizan el parámetro **dialnorm** y ejecutan el ajuste escalonado previsto. Esta es una característica propia de la Norma AC-3 que todos los decodificadores deben utilizar.

La parte BSI de la trama de sincronización contiene el campo **dialnorm** de 5 bits que indica el nivel de diálogo hablado promedio dentro del programa de audio codificado. La indicación es relativa al nivel de una onda sinusoidal de 1 kHz a plena escala. La medición del nivel de diálogo se efectúa mediante un método que da un valor subjetivamente exacto. La medición de la sonoridad subjetiva no es una ciencia exacta y en el futuro se elaborarán nuevas técnicas de medición. Un método de medición actualmente disponible y muy útil es la medición integrada ponderada «A» ( $L_{Aeq}$ ). Este método de medición se utilizará hasta que se normalice un método más exacto y esté disponible como equipo práctico. Cualquier nueva metodología de medición que se elabore debe ser normalizada de manera tal que sus resultados generalmente se equiparen con los obtenidos por los métodos  $L_{Aeq}$ .

Es importante para los organismos de radiodifusión y otras entidades que entregan trenes de bits de audio codificados asegurarse que el valor de **dialnorm** es correcto. Los valores incorrectos producirán fluctuaciones de nivel no deseados en los hogares del oyente. El ejemplo para el caso más desfavorable de ajuste incorrecto (o abusivo) del parámetro **dialnorm** sería difundir un mensaje comercial que indica diálogo a bajo nivel, pero que está codificado realmente con diálogo a pleno nivel. Esto haría que el mensaje comercial se reproduzca al mismo nivel que una explosión a plena escala en una película principal (>100 dB SPL en algunas instalaciones de cinematógrafos familiares). Si se producen estos abusos puede existir una demanda de exigencia reglamentaria de niveles de audio. Afortunadamente, los trenes de bits que contienen un valor incorrecto del parámetro **dialnorm** se corrigen simplemente cambiando el valor del campo **dialnorm** de 5 bits en el encabezamiento BSI.

Existen dos métodos primarios que los organismos de radiodifusión pueden emplear para asegurar que el valor de **dialnorm** se ajuste correctamente. El primer método es seleccionar un nivel de diálogo adecuado para ser utilizado con toda la programación y de conformidad con todos los programas de audio de banda de base para este nivel antes de la codificación de AC-3. Luego, el valor de **dialnorm** se puede fijar a un valor común para todos los programas que están codificados. La conformidad de todos los programas a un nivel de diálogo común puede significar que para algunos programas el nivel de audio nunca alcanza el 100% del nivel digital (pues ha de ser reducido en ganancia), mientras que para otros programas se debe requerir limitación no reversible (por el receptor) para evitar que sobrepase el nivel 100% digital (pues tuvieron que ser aumentados en ganancia). En radiodifusión se pueden incluir programas precodificados que hayan tenido el valor de **dialnorm** correctamente ajustado y en el receptor conformará entonces el nivel.

El segundo método consiste en permitir a toda la programación ingresar en el codificador a pleno nivel, y corregir la diferencia de niveles ajustando el valor de **dialnorm** codificado que sea correcto para cada programa. En este caso, la conformidad a un nivel común, se realiza en el receptor. Ese método será más práctico a medida que el control remoto de computador del equipo de codificación sea más común. La base de datos para cada programa de audio que se ha de codificar incluiría (junto con ítems tales como número de canales, idioma, etc.) el nivel de diálogo. El computador de control maestro comunicaría entonces el valor del nivel de diálogo al codificador de audio el que fijaría entonces el valor apropiado en el tren de bits.

En el caso que de la combinación de un servicio principal y un servicio secundario se forme un programa de audio completo, cada uno de los dos servicios que se combinan tendrá un valor de **dialnorm**, y los valores no serán idénticos. En este caso, el valor de **dialnorm** en cada tren de bits se

utilizará para modificar el nivel de audio decodificado de dicho tren de bits, previo al proceso de mezclado que combina las señales de audio de los dos trenes de bits para formar el programa de audio completo.

### 3.9.4.2 Compresión de la gama dinámica

Es muy común que la programación de alta calidad se produzca con señales de audio de amplia gama dinámica, apropiada para el entorno de reproducción de audio de la más alta calidad. Los organismos de radiodifusión, que dan servicio a una gran audiencia, por lo general procesan señales de audio para reducir su gama dinámica. Las señales de audio procesadas son más apropiadas para la mayoría de la audiencia que no posee un entorno de reproducción de audio que armonice con el estudio de producción de audio original. En el caso de televisión analógica, todos los espectadores reciben la misma señal de audio con la misma gama dinámica, y es imposible que cada espectador disfrute de la producción de audio de amplia gama dinámica original.

El sistema de codificación AC-3 proporciona un sistema de control de gama dinámica incorporado que permite a un tren de bits codificado común entregar la programación con una gama dinámica apropiada para cada oyente en particular. Se proporciona un valor de control de gama dinámica (**dynrng**) en cada bloque de audio (cada 5 ms). Estos valores los utiliza el decodificador de audio para modificar el nivel de la señal de audio reproducida para cada bloque de audio. Se pueden indicar variaciones de nivel de hasta  $\pm 24$ dB. Los valores de **dynrng** se generan con el objeto de proporcionar una gama dinámica subjetivamente placentera pero limitada. El nivel no afectado es nivel de diálogo. Para sonidos más fuertes que el diálogo, los valores de **dynrng** indicarán reducción de ganancia. Para sonidos más suaves que el diálogo, los valores de **dynrng** indicarán un incremento de la ganancia. El organismo de radiodifusión tiene el control de los valores **dynrng** y puede suministrar valores que generan la magnitud de compresión que el organismo de radiodifusión encuentra adecuado. El empleo del nivel de diálogo como nivel no afectado mejora además la uniformidad de la sonoridad. Esta información de control es una parte propia del tren elemental AC-3.

El decodificador de audio pertinente utilizará, por defecto, los valores de **dynrng**. No es importante que el decodificador AC-3 esté instalado en el receptor DTTB. Aun cuando el decodificador esté instalado en otro equipo, el comportamiento del decodificador AC-3 con respecto a la señal de control **dynrng** será uniforme. El receptor reproducirá así la señal de audio con una gama dinámica reducida conforme lo requiera el organismo de radiodifusión. Asimismo, el receptor puede ofrecer al espectador la opción de escalonar el valor de **dynrng** a fin de reducir el efecto de la compresión de la gama dinámica que fue introducida por el organismo de radiodifusión. En el caso límite, si el valor de **dynrng** toma el valor de cero, la señal de audio será reproducida entonces con su gama dinámica original completa. El escalamiento opcional de **dynrng** se puede efectuar de manera distinta para valores que indican reducción de ganancia (y reduce los niveles de sonidos fuertes) y para valores que indican incremento de la ganancia (que silencia los sonidos más fuertes). De esta manera, el espectador puede tener un control independiente de la magnitud de la compresión aplicada a los sonidos fuertes y suaves. Por lo tanto, mientras que el organismo de radiodifusión puede introducir una compresión de la gama dinámica para satisfacer las necesidades de la mayor parte de la audiencia, los oyentes pueden tener la opción de disfrutar del programa de audio con la mayor parte o toda su gama dinámica original intacta.

Las palabras de control de la gama dinámica pueden ser generadas por el codificador AC-3. Pueden ser generadas también por un procesador ubicado antes o después del codificador. Si el procesador de gama dinámica está ubicado antes del codificador, hay un trayecto para transmitir las palabras de control de la gama dinámica desde el procesador al codificador, o a un procesador de tren de bits, de modo tal que las palabras de control se puedan insertar en el tren de bits. Si el procesador de gama dinámica está ubicado después del codificador, puede actuar sobre un tren codificado e insertar

directamente las palabras de control sin alterar la señal de audio codificada. En general, los trenes de bits codificados pueden tener palabras de control de gama dinámica insertadas o modificadas sin afectar la señal de audio codificada.

Cuando sea necesario modificar subjetivamente la gama dinámica de programas de audio, se deberá utilizar el método incorporado del subsistema de codificación de audio. El sistema proporciona una vía de acceso transparente a partir del programa de audio producido en el estudio postproducción de audio, dentro del hogar. Los dispositivos de procesamiento de la señal tales como compresores o limitadores que modifican la señal de audio no se deben insertar en la cadena de señales de audio. La utilización del sistema de control de gama dinámica incorporado con el sistema de codificación de audio permite al organismo de radiodifusión o proveedor del programa limitar adecuadamente la gama dinámica de audio entregada sin realmente afectar la señal de audio propiamente dicha. La señal de audio digital se entrega intacta y es accesible a los oyentes que deseen escucharla.

En el caso de que a través de la combinación de un servicio principal y un servicio asociado se forme una gama de audio completo, cada uno de los dos servicios que se combinen pueden tener una señal de control de gama dinámica. En la mayoría de los casos, la señal de control de gama dinámica contenida en un tren de bits particular se aplica a los canales de audio codificados en ese tren de bits. Hay tres excepciones: el servicio asociado para dificultades visuales (VI) de un sólo canal que contiene un relato que describe el contenido de la imagen, el servicio comentarios (C) de un solo canal que contiene únicamente el canal de comentarios y el servicio asociado superposición de voz (VO). En estos casos, el decodificador utiliza la señal de control de gama dinámica, en el tren elemental de servicio asociado para controlar el nivel de audio del servicio de audio principal. Esto permite al proveedor de los servicios VI, C o VO la posibilidad de modificar el nivel del servicio de audio principal con el objeto de hacer inteligibles estos servicios. En esos casos el nivel de servicio de audio principal se comprueba mediante la señal de control en el servicio principal y la señal de control en el servicio asociado.

### **3.9.5 Servicios principal, asociado y multilingüe**

#### **3.9.5.1 Panorama general**

Un tren elemental AC-3 contiene la representación codificada de un servicio de audio simple. Los servicios de audio múltiples se suministran a través de trenes múltiples. La multiplexación del servicio de audio se efectúa a través de la capa de sistemas y no de la capa de codificación de audio. Cada tren elemental se transmite por el múltiplex de transporte con una PID única. Hay una serie de tipos de servicio de audio que pueden (individualmente) ser codificados dentro de cada tren elemental, los que se rotulan conforme al tipo de servicio que utiliza el campo de bit **bsmod**. Hay dos tipos de servicio especial y seis tipos de servicios asociados. Cada servicio asociado se puede rotular (en el descriptor de audio AC-3 de los datos PSI de transporte) como siendo asociado con uno o más servicios de audio principales. Cada tren elemental AC-3 también puede ser rotulado con un rótulo de idioma. El número de servicios de audio (principal y asociado) se limita sólo por las capacidades del múltiplex MPEG-2 (un máximo de 8 192 trenes). Las capacidades de servicio descritas en los puntos siguientes vienen suministradas por el sistema DTTB especificado por las Normas ATSC A/52 y A/53.

Los servicios asociados pueden contener mezclas de programa completas o solo elementos de programa. Los servicios asociados que son mezclas completas se pueden decodificar y utilizar de esa forma. Están identificados por el bit **full\_svc** en el descriptor AC-3 (véase el Apéndice 1 al Anexo 2 de la Recomendación UIT-R BS.1196). Los servicios asociados que sólo contienen un elemento de programa serán combinados con los elementos de programa que proceden de un servicio de audio principal.

Este punto describe cada tipo de servicio y presenta directrices de uso. En general, un programa de audio completo (que se presenta al oyente a través del conjunto de altavoces) puede comprender un servicio de audio principal, un servicio de audio asociado que es una mezcla completa, o un servicio de audio principal combinado con un servicio de audio asociado. Se requiere capacidad para decodificar simultáneamente un servicio principal y un servicio asociado a fin de formar un programa de audio completo en determinadas combinaciones de servicio descritas en este punto. Los decodificadores de audio no tienen que aceptar entradas de datos que representan servicios de audio que no serán decodificados. Esto permite que el tamaño de la memoria intermedia requerida en el receptor se reduzca.

### 3.9.5.2 Resumen de tipos de servicio

Los tipos de servicio que corresponden a cada valor de **bsmod** se definen en la norma compresión de audio digital (AC-3) (véase el Anexo 2 a la Recomendación UIT-R BS.1196). La información se reproduce en el Cuadro 3.2 y los puntos siguientes describen el significado de esos tipos de servicio.

CUADRO 3.2

**Cuadro de tipos de servicio**

<b>bsmod</b>	<b>Tipo de servicio</b>
000 (0)	Servicio de audio principal: principal completo (CM)
001 (1)	Servicio de audio principal: música y efectos (ME)
010 (2)	Servicio asociado: dificultad visual (VI)
011 (3)	Servicio asociado: dificultad auditiva (HI)
100 (4)	Servicio asociado: diálogos (D)
101 (5)	Servicio asociado: comentarios (C)
110 (6)	Servicio asociado: emergencia (E)
111 (7)	Servicio asociado: superposición de voz (VO)

### 3.9.5.3 Servicios multilingües

Cada tren de bits de audio se puede difundir en cualquier idioma. A fin de proporcionar servicios de audio en múltiples idiomas se puede proporcionar una serie de servicios de audio principales, cada uno en una lengua diferente. Este es el método (artísticamente) preferido, pues permite el empleo irrestricto del diálogo junto con la reverberación del diálogo. El inconveniente de este método es que para proporcionar un servicio de canal 5.1 completo para cada idioma se requiere la velocidad binaria total necesaria para entregar un servicio multicanal. Una manera de reducir la velocidad binaria requerida es disminuir la cantidad de canales de audio provistos para idiomas con una audiencia limitada. Por ejemplo, las versiones alternadas de idiomas se podrían proporcionar en estéreo de dos canales, o mono, con una velocidad binaria menor apropiada.

Otra manera de ofrecer servicios en múltiples idiomas es proporcionar un servicio de audio multicanal principal (ME) que no contenga diálogos. Se pueden proporcionar entonces servicios asociados de diálogos múltiples de un solo canal (D) cada uno a una velocidad binaria apropiada. La formación de un programa de audio completo requiere que el servicio D de idiomas adecuado se decodifique y mezcle simultáneamente en el servicio ME. Esto permite que una considerable

variedad de idiomas se suministren eficazmente, pero a expensas de limitaciones artísticas. El único canal de diálogo se mezclaría dentro del canal de reproducción central y no podría tener efecto panorámico. Además, la reverberación estaría restringida al canal central, que no es óptimo. No obstante, para algunos tipos de programación (deportes, etc.) este método es muy atractivo en razón de la economía que ofrece en velocidad binaria.

El servicio estereofónico (dos canales) sin limitación artística se puede proporcionar en varios idiomas con el agregado de eficacia mediante la transmisión de un servicio principal ME estéreo junto con servicios D estéreo. El servicio D y el servicio ME de idioma adecuado se combinan simplemente en el receptor en un programa estéreo completo. El diálogo puede tener efecto panorámico y la reverberación puede aparecer en ambos canales.

Se debe señalar que durante el tiempo en que el diálogo no está presente, los servicios D se pueden suprimir momentáneamente, y su capacidad de datos se puede utilizar para otros fines.

#### **3.9.5.4 Descripción detallada de tipos de servicio**

##### **3.9.5.4.1 CM – Servicio de audio principal completo**

El tipo de servicio de audio principal CM contiene un programa de audio completo (con diálogo, música y efectos). Este es el tipo de servicio de audio normalmente proporcionado. El servicio CM puede contener de 1 a 5.1 canales de audio, y puede ser mejorado por medio de los servicios asociados VI, HI, C, E, o VO, que se describen a continuación. Las señales de audio en múltiples idiomas se pueden proporcionar mediante servicios CM múltiples, cada uno en un idioma distinto.

##### **3.9.5.4.2 ME – Servicio de audio principal, música y efectos**

El tipo de servicio de audio principal ME contiene música y efectos de un programa de audio, pero no el diálogo para el programa. El servicio ME puede contener de 1 a 5.1 canales de audio. El diálogo del programa está ausente y (si existiera) viene suministrado a través del servicio asociado D. Se pueden asociar servicios D múltiples en distintos idiomas con un solo servicio ME.

##### **3.9.5.4.3 VI – Servicio para dificultades visuales**

El servicio asociado VI contiene típicamente una descripción narrativa del contenido visual del programa. En este caso, el servicio VI es un canal de audio único. La reproducción simultánea del servicio VI y el servicio de audio principal permite al usuario con dificultades visuales disfrutar del programa de audio multicanal principal, así como seguir la actividad en pantalla. Esto permite al servicio VI que se mezcle en uno de los canales principales de reproducción (la selección del canal puede quedar en manos del oyente) o ser suministrada como salida separada (la cual, por ejemplo, podría ser entregada al usuario VI a través de auriculares inalámbricos).

La señal de control de gama dinámica en este tipo de servicio VI tiene el propósito de ser utilizada por el decodificador de audio para modificar el nivel del programa de audio principal. De esta manera, el servicio de audio principal estará controlado por el proveedor del servicio VI. El proveedor puede señalar al decodificador (alterando las palabras de control de la gama dinámica incorporadas en el tren elemental de audio VI) para reducir el nivel del servicio de audio principal en 24 dB como máximo a fin de asegurar que la descripción narrativa es inteligible.

El servicio VI además de ser provisto como canal narrativo único, puede ser proporcionado como una mezcla de programa completo que contiene efectos, música, diálogo, y el relato. En este caso, el servicio puede ser codificado utilizando cualquier cantidad de canales (hasta 5.1) y la señal de control de gama dinámica se aplica solamente a este servicio. El hecho de que el servicio es una mezcla completa se indica en el descriptor AC-3.

#### **3.9.5.4.4 HI – Servicio para dificultades auditivas**

El servicio asociado HI contiene generalmente un único canal de diálogo y tiene por objeto ser utilizado por personas cuyas dificultades auditivas hacen difícil la comprensión del diálogo en presencia de música y efectos sonoros. El diálogo puede ser procesado para que la persona con dificultades auditivas aumente la inteligibilidad. En este caso el oyente quisiera oír una mezcla de la pista de diálogo de HI de canal único y la señal de audio del programa principal. La reproducción simultánea del servicio HI junto con el servicio CM permiten al oyente HI ajustar la mezcla para controlar el énfasis del diálogo sobre la música y efectos sonoros. El canal HI se mezcla, por lo general, en el canal central. Una alternativa sería entregar la señal HI a una salida discreta (la cual, por ejemplo, se podría aplicar a un juego de auriculares inalámbricos utilizados sólo por el oyente HI).

Además de proporcionar el servicio HI como canal de narración único, el servicio HI se puede suministrar como mezcla de programa completo que contiene música, efectos sonoros, y diálogo con inteligibilidad aumentada. En este caso, el servicio se puede codificar utilizando cualquier cantidad de canales (hasta 5.1). El hecho que el servicio es una mezcla completa se indica en el descriptor AC-3.

#### **3.9.5.4.5 D – Servicio de diálogos**

El servicio asociado D se emplea cuando se desea ofrecer señales de audio multicanal en diversos idiomas simultáneamente con gran eficacia, y el material de programa es tal que las restricciones (sin efecto panorámico, sin reverberación multicanal) de un canal de diálogo único pueden ser toleradas. Cuando se utiliza el servicio D, el servicio principal es del tipo ME (música y efectos). En el caso de que el servicio D contenga un solo canal que decodifica simultáneamente el servicio ME junto con el servicio D seleccionado permite que se forme un programa de audio completo mediante la mezcla del canal D en el canal central del servicio ME. Por lo general, cuando el servicio de audio principal es del tipo ME, habrá diversos servicios D de diferentes idiomas disponibles. El demultiplexor de transporte se puede diseñar para seleccionar el servicio D adecuado para entregar al decodificador de audio basado en la preferencia de idioma del oyente (que por lo general se almacena en la memoria del receptor). Por otra parte, el oyente puede ajustar el receptor para seleccionar una pista de idioma particular, validando la selección por defecto.

Si el servicio de audio principal ME contiene más de dos canales de audio el servicio D será monofónico (modo 1/0). Si el servicio de audio principal contiene dos canales, el servicio D puede contener dos canales (modo 2/0). En este caso, se forma un programa de audio completo decodificando simultáneamente el servicio D y el servicio ME, mezclando el canal izquierdo del servicio ME con el canal izquierdo del servicio D, y el canal derecho del servicio ME con el canal derecho del servicio D. El resultado será una señal estereofónica de dos canales que contiene música, efectos y diálogos.

#### **3.9.5.4.6 C – Servicio de comentarios**

El servicio asociado C es similar al servicio D con excepción de que en lugar de enviar el diálogo del programa primario, el servicio C transmite comentarios del programa opcional. Cuando se proporciona el(los) servicio(s) C, el receptor puede notificar su presencia al oyente. Este último debe poder requerir información (probablemente en pantalla) acerca de los diversos servicios C disponibles, y solicitar opcionalmente la selección de uno de ellos para su decodificación con el servicio principal. El servicio C se puede añadir a cualquier canal de altavoz (este control se puede dar al oyente). Un empleo típico del servicio C podría ser el agregado opcional de comentario durante un evento deportivo, o diferentes niveles de comentarios (elemental, intermedio, avanzado) disponibles para acompañar programas documentales o educativos.

El servicio C puede ser un canal de audio único que contiene sólo el contenido del comentario. En este caso, la reproducción simultánea de un servicio C y un servicio CM permitirá al oyente escuchar el programa añadido. La señal de control de gama dinámica en el servicio C de canal único tiene por objeto ser utilizada por el decodificador de audio para modificar el nivel del programa de audio principal. Así, el nivel del servicio de audio principal estará controlado por el proveedor del servicio C, y el proveedor puede señalar al decodificador (modificando las palabras de control de la gama dinámica incorporadas en el tren elemental de audio C) para reducir el nivel del servicio de audio principal en 24 dB como máximo a fin de asegurar de que el comentario sea inteligible.

Además de proporcionar el servicio C como un canal de comentario único, el servicio C puede ser provisto como la mezcla de programas completos que contiene música, efectos, diálogo y comentarios. En este caso, el servicio se puede proporcionar utilizando cualquier cantidad de canales (hasta 5.1). El hecho de que el servicio es una mezcla completa estará indicado en el descriptor AC-3 (véase la Norma ATS, Doc.A/52, Anexo A).

#### **3.9.5.4.7 E – Servicio de emergencia**

El servicio asociado E tiene por objeto permitir la inserción de anuncios de emergencia. Los servicios de audio normales no necesitan ser reemplazados para obtener el mensaje de emergencia. El demultiplexor de transporte dará primera prioridad a este servicio de audio. Toda vez que está presente un servicio D se entrega al decodificador de audio por el subsistema de transporte. Cuando el decodificador recibe un servicio asociado tipo E, detiene la reproducción de cualquier servicio principal que se está recibiendo y sólo reproduce el servicio E. Este servicio se puede emplear también para aplicaciones sin urgencia. Puede ser utilizado cada vez que el organismo de radiodifusión desea forzar a todos los decodificadores de dejar de reproducir el programa de audio principal y sustituirlo por un canal de mayor prioridad.

#### **3.9.5.4.8 VO – Servicio de superposición de voz**

Es posible utilizar el servicio E para anuncios, pero el empleo de este servicio conduce a una sustitución completa de la superposición de voz para la señal de audio de programa principal. El servicio asociado superposición de voz es similar al servicio E, con excepción que tiene por objeto ser reproducido junto con el servicio principal. El demultiplexor del sistema dará segunda prioridad a este tipo de servicio asociado (sólo para un servicio E). El servicio VO tiene por objeto ser decodificado y mezclado simultáneamente en el canal central del servicio de audio principal que se está decodificando. La señal de control de la gama dinámica en el servicio VO tiene el propósito de ser utilizada por el decodificador de audio para modificar el nivel del programa de audio principal. Así, el nivel del servicio de audio principal estará bajo el control del organismo de radiodifusión, y éste puede señalar al decodificador (alterando las palabras de control de la gama dinámica incorporadas en el tren de bits de audio VO) para reducir el nivel de servicio de audio principal hasta 24 dB durante la superposición de la voz. El servicio VO permite añadir superposiciones de voz típica a un tren de bits de audio ya codificado, sin requerir que la señal de audio vuelva a ser decodificada hacia la banda de base y luego nuevamente codificada. Sin embargo, se debe disponer espacio dentro del múltiplex de transporte para que se pueda insertar el servicio VO.

### **3.9.6 Conclusión**

El sistema de codificación AC-3 proporciona la codificación de audio básica, así como una serie de características que son útiles en un sistema DTTB. Los servicios asociados que se prestan utilizando la flexibilidad del sistema múltiplex MPEG-2, suministran flexibilidad casi ilimitada para proporcionar una considerable cantidad de canales de audio conexos.

### **3.10 Datos auxiliares**

La DTTB proporciona la oportunidad de aumentar el servicio de datos auxiliares digital. La flexibilidad del Sistema MPEG-2 permite que los nuevos servicios se introduzcan fácilmente en un momento de un modo totalmente compatible hacia atrás. Los servicios básicos incluyen Subtitulado de Programa, Mensajes de Emergencia, Información de Guía de Programa y Teletexto.

#### **3.10.1 Teletexto**

Una fuente de señales que se puede considerar como datos es el Teletexto que satisface a uno de los sistemas existentes descritos en la Recomendación UIT-R BT.653. Los sistemas A, B, C y D contenidos en esta especificación deben tener la capacidad de funcionar en un entorno de 50 Hz o 60 Hz. Puesto que la señal de Teletexto ya es digital sólo se requiere que sea dispuesta en paquetes mediante el agregado de un encabezamiento y datos adicionales. La Fig. 3.19 muestra un ejemplo de como se podría disponer para la radiodifusión de televisión terrenal digital.

#### **3.10.2 Subtitulado de programas**

En cualquier servicio de televisión el subtitulado de programas es una característica esencial. Existe una serie de alternativas para transportar información sobre subtítulos. Las posibilidades incluyen:

- como datos de usuario en vídeo MPEG-2 (análogo al sistema en línea 21 existente);
- como trenes privados en sistemas MPEG tales como el empleo de un sistema Teletexto existente;
- como tren registrado en sistemas MPEG que utiliza el descriptor de registro.

#### **3.10.3 Servicios multimedios de radiodifusión**

Un servicio DTTB tiene la capacidad de proporcionar servicios multimedios tales como servicios de información conexos para programas de televisión vigentes, servicios de navegación para proporcionar selección de programa fácil y servicios de últimas noticias con el estilo de presentación multimedios e hipermedios. El desarrollo de los servicios multimedios en el campo de la informática y las telecomunicaciones ha sido notable. El sistema de codificación para los servicios multimedios está normalizado, por ejemplo, con MHEG o Hyper ODA. El interfuncionamiento del sistema de codificación multimedios con las normas es necesario para producir receptores comunes o integraciones a gran escala. Los usuarios pueden ver esos servicios multimedios en forma interactiva con aparatos de televisión o computadoras de uso hogareño.

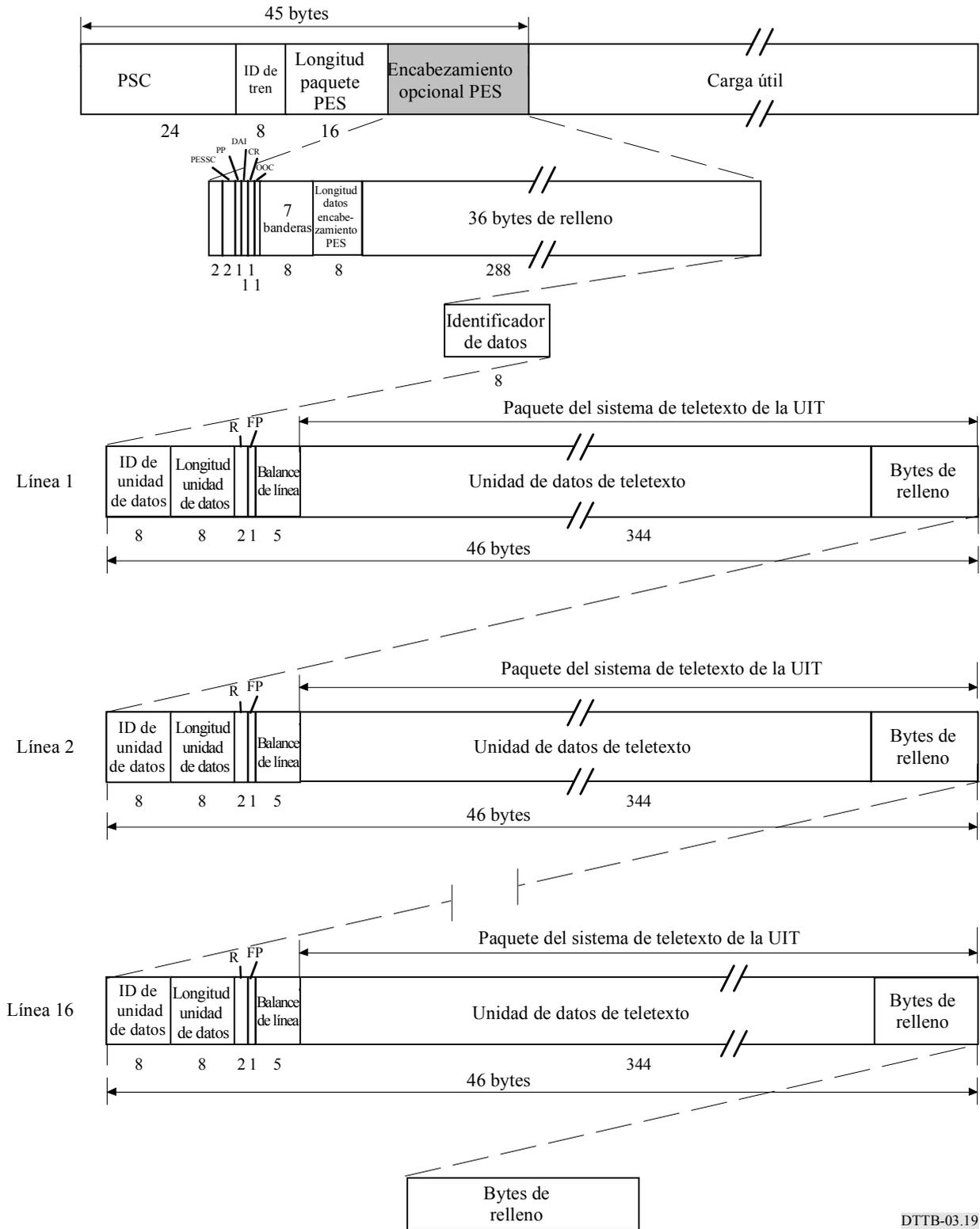
### **3.11 Estructura de multiplexación de la Norma MPEG-2**

Las señales de vídeo y audio y los datos auxiliares comprimidos y codificados forman trenes elementales comprimidos. Estos trenes se organizan en paquetes dispuestos en serie para ulterior almacenaje y transmisión.

La Norma MPEG-2 especifica tres tipos de trenes:

#### **Tren elemental empaquetado (PES)**

Este es un tren empaquetado para vídeo, audio, datos u otro tipo de tren. Un PES empaquetado contiene bytes codificados procedentes de un solo y único tren elemental. El tren PES es una construcción lógica que puede ser útil dentro de aplicaciones de tren de programa o tren de transporte. Sin embargo, para operaciones de intercambio e interfuncionamiento no se define como tren.



DTTB-03.19

FIGURA 3.19  
Tren elemental empaquetado del sistema de teletexto

### Tren de programas (PS)

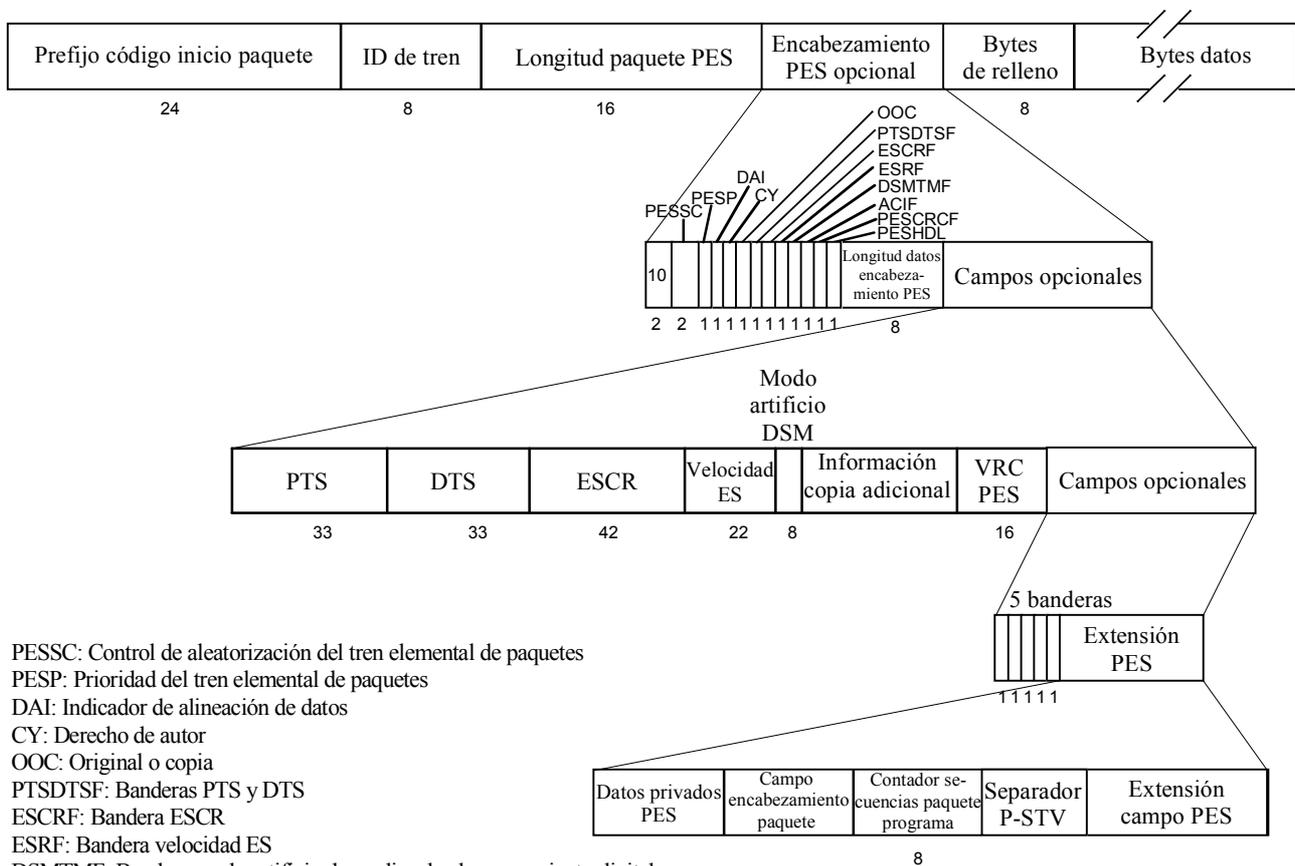
Es una combinación de una serie de trenes empaquetados que tienen una base de tiempo común y que se utiliza en entornos libres de errores. Los paquetes de trenes de programas pueden ser variables y de longitud relativamente grande. El tren de programas es adecuado para aplicaciones que puedan intervenir en procesamientos de soporte lógico.

### Tren de transporte (TS)

Es una combinación de uno o más trenes elementales empaquetados con una o más bases de tiempo independientes en un sólo tren que se utiliza cuando los medios de transmisión están predispuestos al error. Los trenes elementales que comparten una base de tiempo común forman un programa. Los paquetes del tren de transporte tienen una longitud de 188 bytes. El tren de transporte está diseñado para almacenaje o transmisión en un medio ruidoso o con pérdidas.

#### 3.11.1 Tren elemental empaquetado

La Fig. 3.20 muestra la estructura de un paquete de tren elemental.



- PESSC: Control de aleatorización del tren elemental de paquetes
- PESP: Prioridad del tren elemental de paquetes
- DAI: Indicador de alineación de datos
- CY: Derecho de autor
- OOC: Original o copia
- PTS: Reloj fechador de presentación
- DTS: Reloj fechador de decodificación
- ESCR: Referencia de reloj de tren elemental
- ESRF: Bandera velocidad ES
- DSMTMF: Bandera modo artificial de medios de almacenamiento digital
- ACIF: Bandera información copia adicional
- PESCRCF: Bandera VRC PES
- PESHDL: Longitud de datos del encabezamiento PES
- VRC = Verificación por redundancia cíclica
- P-STD = Decodificador objetivo del sistema del tren de programas

DTTB-03.20

FIGURA 3.20  
Estructura del paquete

### **Prefijo del código de inicio**

Este prefijo tiene el valor fijo de \$00 \$00 \$01 como se describió anteriormente.

### **ID (identificación) de trenes**

Cada tipo de tren tiene un valor particular:

\$BF	Privado 2.
\$C0 – \$DF	Número de tren de audio.
\$E0 – \$EF	Número de tren de vídeo.
\$F0 – \$FF	Número de tren de datos.

### **Longitud de paquete**

Se indica la longitud del paquete cuyo tamaño máximo puede ser 65 536 bits.

### **Capacidad de la memoria intermedia**

Este campo puede contener la capacidad de la memoria intermedia requerida en el decodificador.

## **Referencias Bibliográficas**

- [1] ISO/CEI 13818-2 [1995] Recomendación UIT-T H.262. Tecnología de la Información – Codificación genérica de imágenes en movimiento e información de audio asociada: Vídeo.
- [2] ATSC [1994] Terrestrial HDTV Standard, Appendix I, Video System Characteristics.
- [3] BARON, S. y WILSON, W. R. [1994] MPEG Overview. ITU/SMPTE Tutorial on Digital Terrestrial Television Broadcasting, ISBN 0-940690-24-1, p. 28-36.
- [4] FLETCHER, J. A. [1994] Multi-channel sound for HDTV: Subjective tests on sound channel configuration. BBC Research and Development Report No. BBC RD 1994/4 p. 65.

## **Bibliografía**

- ATSC [febrero de 1992] Doc. T3/186. Advanced Television Systems Committee.
- ATSC [16 de septiembre de 1995] ATSC Digital Television Standard, Doc. A/53. Advanced Television Systems Committee.
- ATSC [4 de octubre de 1995] Guide to the use of the ATSC Digital Television Standard, Doc. A/54. Advanced Television Systems Committee.
- ATSC [diciembre de 1995] Digital Audio Compression (AC-3) Standard, Doc. A/52. Advanced Television Systems Committee.

- ETSI [enero de 1995] European Telecommunication Standard pr ETS 300 401, Radio Broadcasting System; Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers.
- HOEG, W., GILCHRIST, N., TWIETMEYER, H. and JUENGER, H. [1995] Dynamic Range Control (DRC) and Music/Speech Control (MSC): Programme-Associated Data Services for DAB. *EBU Techn. Rev.*, **261**, p. 56-70.
- v.d. KERKHOF, L. [5-9 de septiembre de 1993] Compatible 5.1 Channel Extension to the MPEG Layer II Audio Coding Standard in Audio and Video Digital Radio Broadcasting Systems and Techniques, Proceedings of the 1993 Tirrenia Intern. Workshop on Digital Communications, Tirrenia (Pisa), Italia, p. 89-95.
- KONSTANTINIDES, K. [febrero de 1994] Fast Sub-band Filtering in MPEG Audio Coding. *IEEE Signal Proc. Lett.*, Vol. 1, **2**, p. 26-28.
- Norma ISO/CEI 11172-3 [1992] Coding of Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media at up to 1.5 Mbit/s – Audio Part. International Standard.
- Norma ISO/CEI 13818-3 [noviembre de 1994] Information Technology: Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio – Audio Part. International Standard.
- NIELSEN, S., STOLL, G. and v.d. KERKHOF, L. [febrero de 1994] Perceptual Coding of Matrixed Audio Signals. 96th AES Convention, Amsterdam, Preprint 3867 (P1.9).
- PRINCEN and BRADLEY [1986] *IEEE Trans. ASSP*, Vol. 34, **5**, p. 1153-1161.
- RAULT, J. B., DEHERY, Y. F. y LEVER, M. [enero de 1995] The ISO/MPEG Audio MUSICAM Family, Institution of Electrical Engineers Colloquium on 'MPEG-2 – What It Is and What It Isn't'. Digest 1995/012, Londres.
- Recomendación UIT-R BS.1196 – Codificación de audio para radiodifusión de televisión terrenal digital.
- STOLL, G. [septiembre de 1995] MPEG Audio Layer II: A Generic Standard for Coding of Two and Multichannel Sound for DVB, DAB and Computer Multimedia. Conference Papers IBC95, Amsterdam.
- STOLL, G., THEILE, G., NIELSEN, S., SILZLE, A., LINK, M., SEDLMEYER, R. and BREFORT, A. [1993] Extension of ISO/MPEG – Audio Layer II to Multi-Channel Coding: The Future Standard for Broadcasting, Telecommunication, and Multimedia Applications. 94th AES Convention, Preprint 3550 (W4-3).
- THEILE, G. y LINK, M. [1993] Low-Complexity Dynamic Range Control System Based on Scale-Factor Weighting. 94th AES Convention, Preprint 3563 (D4-2).
- TODD, y otros [1994] AC-3: Flexible perceptual coding for audio transmission and storage. 96th AES convention preprint 3796, Amsterdam.
- TODD, C. [14 de septiembre de 1995] Loudness Uniformity and Dynamic Range Control for Digital Multichannel Audio Broadcasting. IBC '95 Conference Papers.



## CAPÍTULO 4

### MÚLTIPLEX Y TRANSPORTE DE SERVICIO

#### 4.1 Estructuras disponibles

##### 4.1.1 ATM

La tecnología de modo de transferencia asíncrono (ATM) fue elaborada para resolver los problemas de múltiplex y de transporte encontrados en el mundo de las comunicaciones telefónicas. Como se especifica en la Recomendación UIT-T I.361 es una estructura en la cual cualquier tipo de información se encapsula en celdas de 53 bytes. Los primeros 5 bytes (encabezamiento) contienen la información de multiplexación y los últimos 48 bytes (carga útil) contienen la información de usuario. Para asegurar transparencias en la información de extremo a extremo y en el tiempo, se ha definido una capa de adaptación ATM (AAL, *ATM adaptation layer*) en la parte superior de la capa ATM. Se pueden especificar distintos tipos de AAL para abarcar la gama completa de servicios que han de ser soportados.

Este método podría ser adaptado también para la radiodifusión de televisión terrenal digital (DTTB). Se puede adoptar una estructura de paquetes similar y, en este caso, se deben optimizar funcionalidades y estructura del encabezamiento de células para el entorno DTTB. Además, puede ser necesario añadir algún tipo de estructura de trama recurrente para mejorar la calidad de funcionamiento múltiplex en malas condiciones.

##### 4.1.2 MPEG-2

El Grupo de Expertos en Imágenes en Movimiento (MPEG) de la ISO/CEI ha elaborado una estructura múltiplex que se podría utilizar también para DTTB. En Norteamérica, el mecanismo de transporte para la Norma del Comité para Sistemas de Televisión Avanzados es un subconjunto de la sintaxis del tren de transporte del Sistema MPEG-2.

En Europa, se han elaborado sistemas de televisión multiprograma digitales a través del proyecto DVB, para aplicaciones de satélite, de sistemas de televisión por antena colectiva (CATV) y de sistemas de televisión por antena maestra de satélite (SMATV). Estos sistemas utilizan los métodos de codificación de vídeo y audio MPEG-2, así como de multiplexación de trenes de transporte. Para obtener la máxima uniformidad a través de los diversos medios, el proyecto DVB adoptará también para el sistema DTTB en desarrollo los métodos de multiplexación de transporte y codificación de la fuente MPEG.

Las estructuras múltiplex de paquetes del Sistema MPEG-2 han sido específicamente adaptadas a las necesidades de la difusión de señales de vídeo, audio y datos con consideración de compatibilidad con estructuras ATM incluidas. La estructura de paquetes de sistema MPEG-2 consta de 188 bytes separados en 4 bytes de encabezamiento y 184 bytes de carga útil. Este tamaño del paquete fue diseñado para que sea encapsulado dentro de 4 células ATM pues 4 cargas de 47 bytes ( $4 \times 47 = 188$ ) deja espacio para 1 byte AAL ATM por célula ATM. El Sistema MPEG-2 puede transportar datos con una tara menor que la del sistema ATM. La tara (*overhead*) es un factor importante para ser considerado en entornos de la DTTB altamente restringidos.

### 4.1.3 RDSI

La Administración Japonesa propuso la aplicación de la radiodifusión digital de servicios integrados (RDSI) a la radiodifusión digital, teniendo en cuenta las siguientes características propias:

- flexibilidad;
- extensibilidad;
- interfuncionamiento;
- buenas características de transmisión;
- fácil recepción de programas;
- capacidad de acceso condicional, y
- otras características tales como: bajo costo operativo para organismos de radiodifusión y receptores sencillos de bajo costo.

Los sistemas de radiodifusión digitales por satélite terrenales y por cable se diseñan teniendo en cuenta la especificación de máxima uniformidad basada en el concepto de RDSI.

## 4.2 Multiplexación de vídeo, audio y datos

### 4.2.1 Introducción

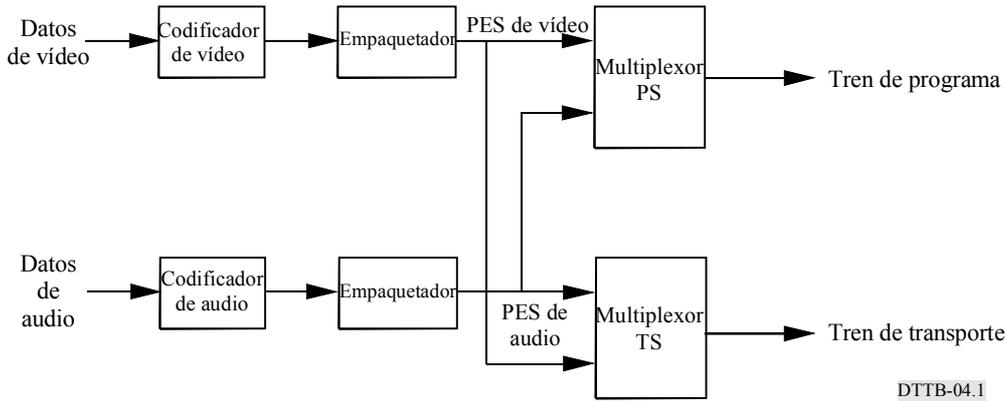
Los diversos componentes de los trenes de bits de elementos de vídeo, audio y datos necesitan ser multiplexados para formar el conjunto de señal compleja en un sistema DTTB. Asimismo, en esta etapa de procesamiento se pueden emplear diversas estrategias de protección de error para mejorar la solidez de los datos multiplexados. La aleatorización de los datos digitales y la intercalación de datos son técnicas posibles que se pueden emplear de modo tal que las ráfagas de errores de bits de canal se pueden tratar como errores de bits no correlativos por los códex de corrección de error hacia delante. Además, se pueden insertar secuencias de bits de sincronización en intervalos para marcar esos límites y suministrar al procesador trenes de datos de vídeo, audio, datos/ texto y control apropiados.

Un método es disponer los bytes de transmisión en una estructura análoga a la línea y a estructura del campo de señales de televisión analógicas existentes. Esto también puede dar como resultado una estructura de la señal que contiene secuencias recurrentes que pueden ser utilizadas con fines de sincronización así como señales «guía» para supresores de fantasmas o sistemas de ecualización de canal.

Un método alternativo podría ser el uso de una capa de transporte de datos basada en relevadores de células que admite la entrega de datos de vídeo con prioridad proporcionando así una degradación de servicios natural en condiciones de deterioro del canal. El relevador de célula también podría proporcionar la sincronización lógica que es esencial para la entrega fiable de vídeo comprimido codificado de longitud variable en presencia de errores de transmisión. El protocolo de transporte de datos también ofrece flexibilidad de servicio para una amplia mezcla de servicios de vídeo, audio y datos auxiliares. El procesador de transporte multiplexa asincrónicamente los datos de carga útil con distintas prioridades en unidades de transporte básicas denominadas células. Una célula se asemeja a un paquete de datos en redes de paquetes convencionales en comunicaciones modernas de datos. Posee un encabezamiento y un indicador de fin que cierra un área de carga útil. Cada célula tiene un tamaño fijo y sus propios bits de control de error. Debe destacarse que el formato de la célula puede ser transcodificado en red digital de servicios integrados de banda ancha (RDSI-LB), lo que abre una vía al desarrollo de futuros servicios de información.

La utilización de «encabezamientos y descriptores» dentro del tren de datos está considerado por algunos como una herramienta útil que facilita el procesamiento de datos.

### 4.2.2 Multiplexación del tren de programa y tren de transporte



DTTB-04.1

FIGURA 4.1

#### Métodos de multiplexación de nivel del sistema

En general hay dos métodos para multiplexar trenes de bits elementales a partir de aplicaciones múltiples en un canal simple. Un método se basa en la utilización de paquetes de longitud fija y el otro en el empaquetado de longitud variable. Como se ilustra en la Fig. 4.1, los trenes de bits elementales de video y audio generalmente se forman en paquetes **PES (trenes elementales de paquetes)** de longitud variable (si bien se debe señalar que algunas aplicaciones producen paquetes PES de longitud fija). El proceso de la generación de los trenes de bits multiplexados para los dos métodos entraña una diferencia en el tratamiento sólo al final de la etapa de multiplexación.

En la Fig. 4.2 se presentan ejemplos de trenes de bits para los dos métodos para demostrar sus diferencias. Como se ilustra en dicha Figura, en el método de **tren de programa** los paquetes PES de diversos trenes de bits elementales se multiplexan mediante la transmisión de bits para los paquetes PES completos en secuencia, produciendo una secuencia de paquetes de **longitud variable** en el canal.

Audio	Vídeo	Audio	Audio	Vídeo	Vídeo	Vídeo	Audio	Audio	Vídeo	Vídeo	Audio	Vídeo	Audio	Audio
-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------

Tren de transporte

Audio	Vídeo	Audio	Vídeo
-------	-------	-------	-------

Tren de programa

DTTB-04.2

FIGURA 4.2

#### Métodos de empaquetado

Por el contrario, en el método de **tren de transporte**, como se ilustra en la Fig. 4.2 los paquetes PES (incluidos los encabezamientos PES) son transmitidos como carga útil de paquetes de transporte de **longitud fija**. Cada paquete de transporte está precedido por un encabezamiento de transporte que incluye información para la identificación del tren de bits. Cada paquete PES para un tren de bits elemental particular ocupa un número variable de paquetes de transporte, y los datos procedentes de diversos trenes de bits elementales están, por lo general, intercalados entre sí en la capa de paquetes de transporte. La identificación de cada tren de bits elemental viene facilitada por los datos en los encabezamientos de transporte. Los nuevos paquetes PES inician siempre un nuevo paquete de transporte y se utilizan bytes de relleno para llenar los paquetes con datos PES parciales.

Los dos esquemas de multiplexación están motivados por diferentes requisitos de aplicación. Los trenes de transporte son adecuados para entornos en los que son probables eventos con errores y pérdidas de datos, incluidos determinados medios de almacenamiento y transmisión en canales ruidosos. Los trenes de programa son apropiados para medios relativamente libres de errores tal como CD-Rom. Los errores o pérdida de datos en paquetes PES probablemente puedan producir la pérdida de sincronización completa en el proceso de decodificación. El tren de programas se utiliza cuando se estipula el requisito de compatibilidad con MPEG-1.

No obstante, cabe señalar que, en general, tanto el tren de programa como el tren de transporte tratan las mismas capas generales de funcionalidad de protocolo y, por consiguiente, no tiene sentido transportar un tren de bits de programa dentro de un tren de bits de transporte o viceversa. La transcodificación entre los dos formatos es viable y se puede construir una interfaz entre ellos.

#### **4.2.3 Ventajas del método de empaquetado de longitud fija**

El método de empaquetado de longitud fija ofrece flexibilidad y algunas ventajas adicionales cuando se desea multiplexar datos relacionados con diversas aplicaciones en un solo tren de bits.

Si bien los sistemas digitales se describen generalmente como flexibles, la utilización de paquetes de longitud fija ofrece un alto grado de flexibilidad para atribuir capacidad de canal entre servicios de vídeo, audio y datos auxiliares. La utilización de un campo de identificación de paquetes (**PID**) en el encabezamiento de paquete como un medio de identificación del tren de bits, hace posible tener una mezcla de vídeo, audio y datos auxiliares que es flexible y que no necesita ser especificado previamente. La capacidad total del canal puede ser reatribuida para satisfacer necesidades de servicio inmediatas incluida la atribución de tren de bits completo para entrega de servicio de datos. Este concepto se denomina **atribución de la capacidad dinámica**.

La facultad para atribuir dinámicamente la capacidad del sistema se puede aprovechar para permitir la inserción de trenes de bits elementales adicionales a la entrada del multiplexor o permitir que estos trenes de bits elementales sean multiplexados en una segunda etapa con el tren de bits original. La presencia de múltiples trenes de bits elementales en el canal de datos permiten que el sistema sea **ajustable por escalón**.

El sistema DTTB se concibió en la inteligencia de que habría futuros servicios que no podrían anticiparse en la introducción del mismo. Por lo tanto, fue sumamente importante que la arquitectura de soporte sea abierta. Los nuevos trenes de bits elementales se podrían tratar en la capa de transporte sin modificación del soporte físico asignando simplemente nuevos PID en el transmisor y filtrando esos nuevos PID en el tren de bits en el receptor. La compatibilidad hacia atrás estaría asegurada cuando se introdujeran nuevos trenes de bits en el sistema de transporte pues los decodificadores existentes ignorarían automáticamente los nuevos PID. Esta capacidad se podría utilizar para introducir en forma compatible servicios de resolución temporal o espacial o servicios estereoscópicos más nuevos o elevados enviando los datos de incremento junto con los datos de servicio de televisión normales. La presencia de múltiples trenes de bits elementales en el canal de datos y la provisión para la identificación de futuros servicios, aun no identificados, permiten que el sistema sea **extensible**.

Otra ventaja fundamental del método de empaquetado de longitud fija es que el paquete de longitud fija puede formar la base para el tratamiento de errores que se producen durante la transmisión. El procesamiento de detección y corrección de errores (que precede a la demultiplexación de paquetes

en el subsistema receptor) puede estar sincronizado a la estructura del paquete de modo tal que se pueda utilizar el decodificador al nivel de paquete cuando se tratan pérdidas de datos debidas a degradaciones de la transmisión. Esencialmente, después de la detección de errores durante la transmisión, se puede recuperar el tren de bits de datos a partir del primer paquete correcto. La recuperación de la sincronización dentro de cada aplicación es también asistida por la información del encabezamiento del paquete de transporte. Sin este método, la recuperación de la sincronización en los trenes de bits, sería completamente dependiente de las propiedades de cada tren de bits elemental. La presencia de paquetes de longitud fija mejora la **robustez** del sistema.

Un paquete de longitud fija basado en un sistema de transporte permite la formación de arquitecturas de demultiplexión de trenes de bits de decodificador simple apropiadas para aplicaciones de alta velocidad. El decodificador no necesita conocimiento detallado de la estrategia de multiplexación o de las características de velocidad binaria de origen para extraer trenes de bits elementales individuales en demultiplexor. Todo lo que el receptor requiere es la identidad de los paquetes. La información necesaria se transmite en cada encabezamiento de paquete a localizaciones fijas y conocidas en el tren de bits. La única información de temporización importante esta relacionada con la sincronización de nivel de paquete y nivel de bit.

#### 4.2.4 Panorama general del subsistema de transporte

El transporte reside entre la aplicación (por ejemplo, audio, vídeo o datos) de la función de codificación/decodificación y los subsistemas de transmisión. En su capa más baja, el subsistema de transporte del codificador es responsable del formato de los bits codificados y de la multiplexación de los diferentes componentes del programa para la transmisión. En el receptor, el subsistema de transporte del decodificador es responsable de la recuperación de los trenes de bits para los decodificadores de aplicación individual y para la señalización de errores correspondientes. (En una capa superior, la multiplexación y demultiplexación de programas múltiples dentro de un solo tren de bits se puede obtener con una etapa de multiplexación y desmultiplexación del nivel del sistema adicional antes o después del módem en el transmisor o en el receptor.) El subsistema de transporte también incorpora otra funcionalidad de nivel superior relacionada con la identificación de aplicaciones y sincronización del receptor.

Un mecanismo de transporte de datos basado en la utilización de paquetes de longitud fija identificados por encabezamientos permite la identificación de un tren de bits de aplicación particular (también denominado **tren de bits elemental**) que forma la carga útil de los paquetes. Las aplicaciones que se pueden soportar incluyen vídeo, audio, datos e información de control de programas y sistemas. Los trenes de bits elementales de vídeo y audio se pueden incorporar en la estructura de paquetes de longitud variable PES antes del procesamiento de transporte. La capa PES proporciona funcionalidad para la identificación, sincronización de la decodificación y presentación de la aplicación individual.

Los trenes elementales que comparten una base de tiempo común pueden ser multiplexados, junto con un tren de datos de control, en **programas**. Estos programas y un tren de datos de control general del sistema se multiplexan asincrónicamente para formar el tren de bits del sistema. Los programas en este sistema son análogos a los canales de radiodifusión convencional actual. Utilizando este método, el transporte se hace flexible en dos maneras:

1. Permite definir programas como toda combinación de trenes de bits elementales. Por ejemplo, el mismo tren de bits elementales puede estar presente en más de un programa (es decir dos trenes de bits con la misma señal de audio), un programa se podría formar mediante la combinación de un tren de bits elementales básicos y un tren de bits elementales suplementario (es decir, trenes de bits para decodificadores con calidad ajustable), los programas pueden ser adaptados a las necesidades específicas (por ejemplo, la selección regional del idioma) etc.

2. La flexibilidad en la capa de sistemas permite que los diversos programas sean multiplexados en el sistema según se desea, y que el sistema sea fácilmente reconfigurado cuando se requiera. El procedimiento para la extracción de programas desde dentro de un sistema es también simple y bien definido.

Este método proporciona otras características que son útiles para la operación normal del decodificador y para las características especiales requeridas en aplicaciones de radiodifusión y cable. Las mismas incluyen:

- sincronización del decodificador;
- acceso condicional;
- inserción del programa local;

entre otras.

Este método para una configuración del tren de bits trata directamente asuntos relacionados con el almacenamiento y reproducción de programas. Aunque esto no está directamente relacionado con el problema de la transmisión DTTB, la capacidad de crear programas por anticipado, almacenarlos como un tren de bits multiplexado comprimido y reproducirlos en el momento deseado es una característica conveniente. El medio más eficaz para almacenar programas se encuentra en el mismo formato en el que son transmitidos, como trenes de bits de transporte. La aplicación preferida proporcionará «enganches» para soportar productos digitales de consumidor basados en el registro y reproducción de esos trenes de bits, incluida la utilización de «artificios» que se disponen en los VCR analógicos vigentes. Se debe señalar que los asuntos relacionados con el almacenamiento y reproducción de trenes de bits de vídeo comprimidos digitalmente son completamente diferentes de los que necesitan ser considerados para sistemas de televisión analógicas convencional.

Es conveniente que el tren de bits de transporte de la DTTB sea fácilmente conducido en otros sistemas de comunicaciones, y que el tren de bits de transporte DTTB sea capaz de llevar trenes de bits generado por otros sistemas de comunicación.

### 4.3 Funcionalidad de multiplexación de nivel superior

El método de multiplexación general se puede describir como una combinación de multiplexación en dos capas diferentes. En la primera capa, los trenes de transporte de programa se forman mediante la multiplexación de uno o más trenes de bits elementales en la capa de transporte, y en la segunda capa los trenes de transporte de programas se combinan (utilizando multiplexación de paquete asíncrono) para formar el sistema general. La capa funcional en el sistema que contiene este programa y la información del nivel del sistema se denomina **PSI** o **información específica de programa**. Este ejemplo representa un modo de reconstrucción del sistema, que no es el único para algunas arquitecturas y puede no representar el modo preferido.

#### 4.3.1 Múltiplex de transporte de programa único

Un tren de bits de transporte de programas se puede formar utilizando los trenes de bits elementales empaquetados individuales de transporte (con o sin empaquetado PES) que comparten una base de tiempo común y un tren de bits de control que describe el programa. Cada tren de bits elemental y el tren de bits de control (denominado también mapa de tren elemental) se identifican por su PID único en el campo de encabezamiento del enlace. La organización de esta función múltiplex se ilustra en la Fig. 4.3. El tren de bits de control contiene el campo **program\_map\_table** que describe el mapa del tren elemental. El campo **program\_map\_table** contiene información acerca de los PID de los trenes de transporte que integran el programa, la identificación de las aplicaciones que son transmitidas en esos trenes de bits la relación entre esos trenes de bits, etc.

La sintaxis de transporte permite comprimir un programa de un gran número de trenes de bits elementales, sin restricciones sobre los tipos de aplicaciones requeridos dentro de un programa. Un tren de transporte de programa no necesita contener trenes de bits de vídeo o audio comprimidos, sino que podría contener trenes de bits de audio múltiples para un determinado tren de bits de vídeo. Las aplicaciones de datos que se pueden transportar son flexibles, siendo su única limitación que debiera ser una asignación ID `stream_type` apropiada para reconocimiento por un decodificador compatible de la aplicación correspondiente al tren de bits.

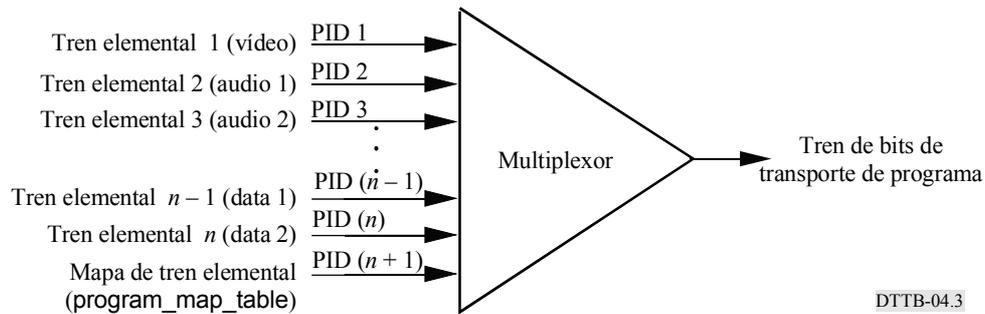


FIGURA 4.3

#### Multiplex de trenes de bits de nivel del sistema

Se debe señalar que las funciones de nivel de enlace se llevan a cabo independientemente, sin coordinación de nivel de programa para los diversos trenes de bits elementales que conforman un programa. Esto incluye funciones tales como manipulación de PID, filtro del tren de bits, aleatorización y desaleatorización, definición de paquetes de entrada aleatoria, etc. La coordinación entre los elementos de un programa se controla primordialmente en el etapa de presentación (visualización) basada en la utilización de la base de tiempo común. Se establece por el hecho que todos los trenes de bits elementales en un programa extraen información de temporización de un solo reloj y esta información se transmite a través de las referencias de reloj del programa (PCR) en unos de los trenes de bits elementales que constituyen el programa. Los datos para la temporización de la visualización están presentes en los trenes de bits elementales para aplicaciones individuales.

#### 4.3.2 Multiplex del sistema

La función multiplex del sistema permite la multiplexación de diversos trenes de transporte de programa. Además de los trenes de bits de transporte (con sus PID correspondientes) que definen los programas individuales, se determina un tren de control de nivel del sistema con PID = 0. El tren de bits transporta el campo `program_association_table` que pone en correspondencia las identidades de programa con sus trenes de transporte de programa. La identidad del programa se representa con un número en el campo `program_association_table`. Un programa corresponde a lo que tradicionalmente se denomina un canal en sistemas de televisión convencional. La correspondencia indica el PID del tren de bits que contiene el campo `program_map_table` para un programa. De esta manera, el proceso de identificación de un programa y su contenido tiene lugar en dos etapas: la primera utiliza el campo `program_association_table` en el tren de bits PID = 0 que transporta el campo `program_map_table` para el programa, y en la etapa siguiente se obtienen los PID de los trenes de bits elementales que integran en el programa a partir del campo `program_map_table` apropiado. Una vez completado este paso, los filtros en el demultiplexor se pueden ajustar para recibir los trenes de bits de transporte que correspondan al programa de interés.

En la Fig. 4.4 se muestra la capa de multiplexación del sistema. Durante el procedimiento de multiplexación de nivel del sistema existe la posibilidad de recibir PID idénticos de diferentes trenes de programas. Esto plantea un problema pues los PID para distintos trenes de bits deben ser únicos. Una solución sería modificar los PID en una etapa previa a la multiplexación. Los cambios deben ser registrados en los campos `program_association_table` y `program_map_table`. La utilización del soporte físico de la función de resignación del PID en tiempo real está favorecida por el hecho que este proceso es síncrono a la frecuencia de reloj del paquete.

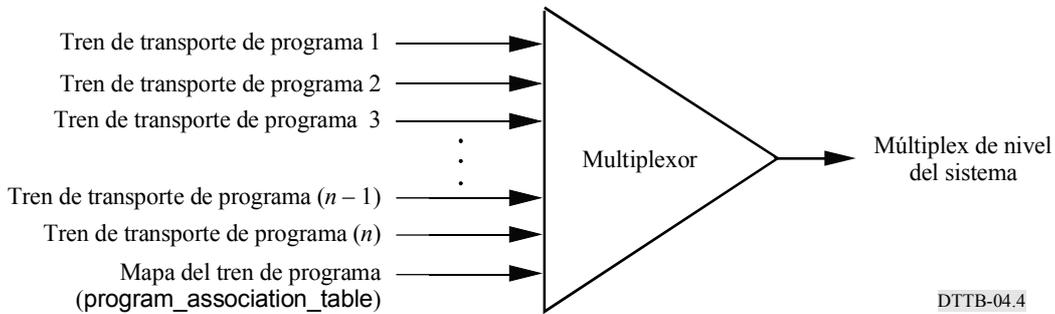


FIGURA 4.4

**Múltiplex de trenes de bits de nivel del sistema**

El proceso se puede hacer escalonable mediante la multiplexación de múltiples trenes de bits de nivel del sistema en un canal de anchura de banda superior por medio de la extracción de `program_association_tables` de cada tren de bits multiplexado del sistema y la reconstrucción de un nuevo tren de bits PID = 0.

En la Fig. 4.5 se ilustra un método de aplicación posible para extraer trenes de bits elementales para un programa en el receptor, aunque necesariamente no sea el método más eficaz. En la practica se puede utilizar el mismo soporte físico demultiplexor para extraer los trenes de bits de control `program_association_table` y `program_map_table`. Esto representa también la misma funcionalidad requerida en la capa de transporte para extraer cualquier aplicación de tren de bits (incluidas las que pueden ser privadas). La Fig. 4.6 muestra un ejemplo de flujo de acceso de datos en el receptor de manera diferente.

Es importante señalar que el método estructurado en capas para definir la función de multiplexación no implica necesariamente que la multiplexación del programa y del sistema debe siempre efectuarse en etapas separadas. Una aplicación de soporte físico que incluya la multiplexación de nivel de programa y de sistema dentro de una etapa de multiplexor simple debe tener en cuenta siempre que el tren de bits de salida multiplexado tenga las propiedades deseadas.

#### 4.4 Formato de paquete PES

Como se indicó anteriormente, antes de ingresar en la capa de transporte, algunos trenes de bits elementales pasaran mediante paquetización de capa del PES. El encabezamiento del PES transporta diversas velocidades, temporización e información descriptiva de acuerdo con el ajuste del codificador. La longitud del paquete del PES se describe en un campo proporcionado para tal efecto. El intervalo de paquetización del PES depende de la aplicación y produce paquetes de longitud variable con un tamaño máximo definible de  $2^{16}$  bytes. Si la longitud de paquete del PES se pone a 0, el paquete del PES puede tener cualquier longitud. El valor de 0 para la longitud del paquete del PES se puede utilizar sólo cuando la carga útil del paquete PES es un tren elemental de vídeo.

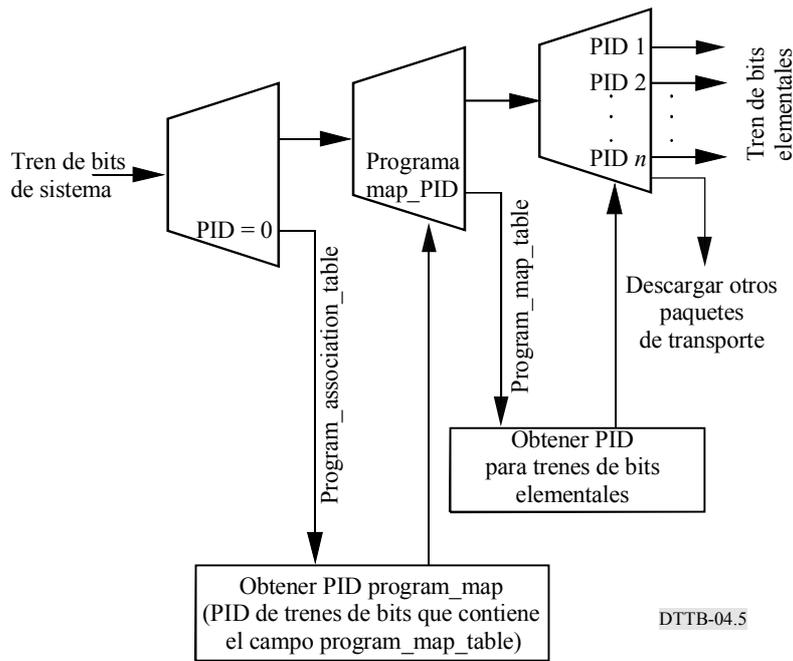
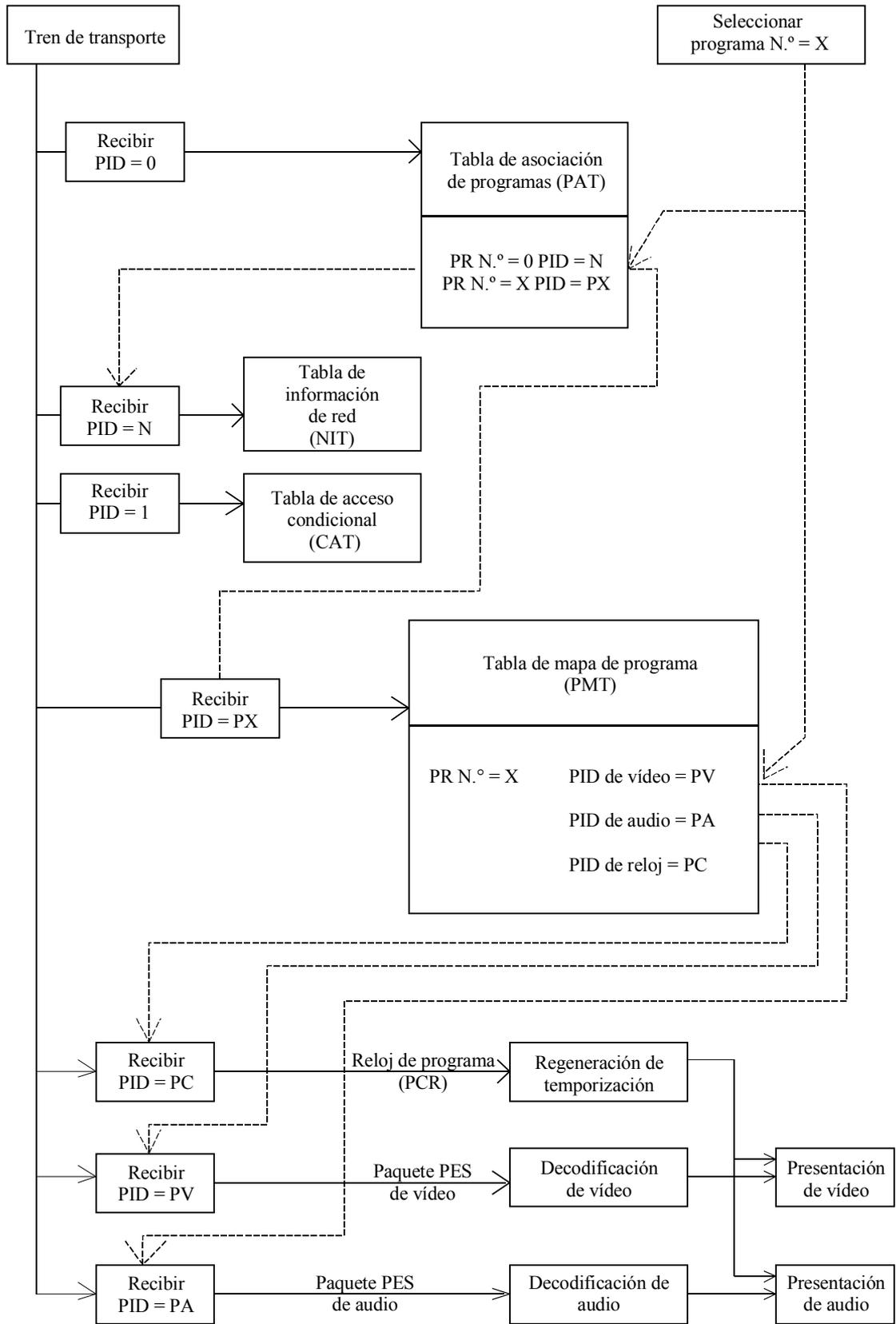


FIGURA 4.5  
Proceso de demultiplexación de transporte

Es conveniente tener arranque de paquetes PES en los límites del grupo de imágenes (*GOP, group of pictures*) cuando tratan señales de vídeo comprimidas y de audio asociadas. El ejemplo descrito en este punto representa un subconjunto de la descripción MPEG-2 general que permite la simplificación del receptor. En este ejemplo, todos los datos para un paquete PES, incluido el encabezamiento se transmiten en forma contigua como la carga útil de los paquetes de transporte. Un nuevo paquete PES inicia siempre un nuevo paquete de transporte, y los paquetes del PES que finalizan en el medio de un paquete de transporte vienen seguidos de bytes de relleno para la longitud restante del paquete de transporte.

Un paquete del PES está comprendido por un campo `PES_packet_start_code`, banderas del encabezamiento del PES, campos del encabezamiento de paquete del PES, y una carga útil del bloque de datos como se ilustra en la Fig. 4.7. La carga útil del paquete es un tren de bytes contiguos de un tren elemental simple, y para paquetes de vídeo y audio la carga útil es una secuencia de unidades de acceso proporcionada por el codificador correspondiente a las imágenes de vídeo y las tramas de audio.

Cada tren elemental se identifica por un único `stream_id` que es transportado por el paquete del PES. Los paquetes del PES que transportan diversos tipos de trenes elementales se pueden multiplexar para formar un tren de programas o de transporte. El campo `stream_id` puede tomar una serie de valores que indican el tipo de datos en la carga útil como se ilustra en el Cuadro 4.1.



DTTB-04-6

FIGURA 4.6  
Ejemplo de flujo de acceso de datos en el receptor

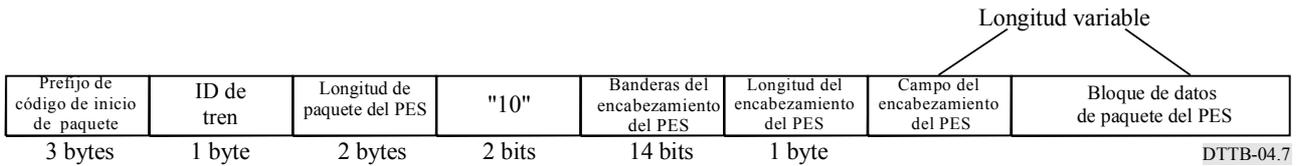


FIGURA 4.7

**Estructura de paquetes del PES**

CUADRO 4.1

**Panorama general de paquetes del PES**

Campo	Función/uso
packet_start_code_prefix	Indica el inicio de un nuevo paquete. Junto con el campo stream_id forma el código de inicio del paquete. Toma el valor 0x00 0001.
stream_id	<p>Especifica el tipo y número del tren al cual pertenece el paquete :</p> <p>1011 1100 - tren reservado                      1011 1101 - tren privado 1                      1011 1110 - tren de relleno                      1011 1111 - tren privado 2</p> <p>110x xxxx - tren de audio MPEG número xxxxx                      1110 xxxx - tren de vídeo MPEG número xxxx                      1111 0000 tren ECM                      1111 0001 tren EMM                      1111 0010 tren DSM CC                      1111 0011 tren MHEG                      1111 0100 - 1111 1000 Rec. UIT-T H.222.1 tipo A - tipo E                      1111 1001 tren auxiliar                      1111 1010 - 1111 1110 tren de datos reservados                      1111 1111 directorio del tren de programas</p>
PES_packet_length	<p>Especifica el número de bytes restantes en el paquete después de este campo.</p> <p>0x 0000 – este valor sólo es permitido para vídeo. Los detalles de audio se determinarán ulteriormente</p>

Las banderas del encabezamiento del PES para un ejemplo restringido del sistema MPEG-2 se muestran en la Fig. 4.8 y se describen en el Cuadro 4.2. Proporcionan indicadores de las propiedades de los trenes de bits y la existencia de banderas adicionales en el encabezamiento del PES.

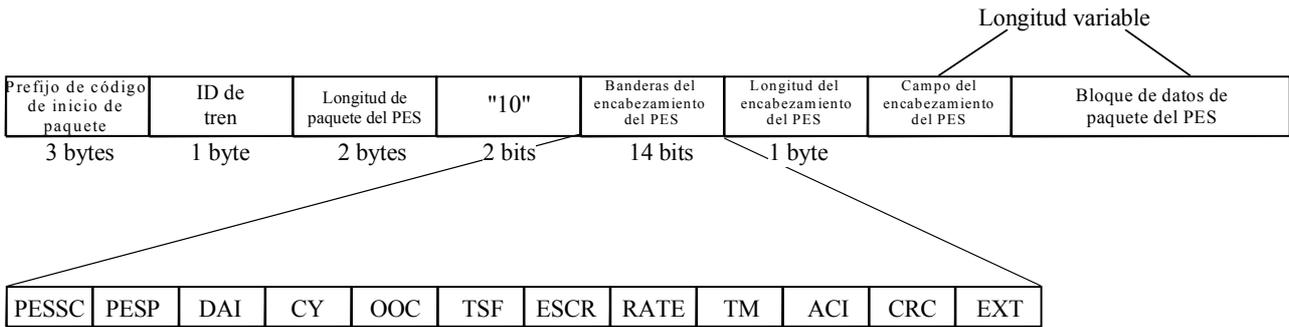


FIGURA 4.8

**Banderas del encabezamiento del PES**

DTTB-04.8

CUADRO 4.2

**Banderas del encabezamiento del PES**

Bandera	Función/uso
PESSC (PES_scrambling_control)	Indica la aleatorización del paquete del PES recibido: 00 – no aleatorizado 01 – definido por el usuario 10 – definido por el usuario 11 – definido por el usuario (En este ejemplo, se fija en = 00)
PESP (PES_priority)	Indica la prioridad de este paquete con respecto a otros paquetes: 1 = alta prioridad; 0 = sin prioridad
DAI (data_alignment_indicator)	Indica la naturaleza de alineamiento del primer código de inicio que tiene lugar en la carga útil. El tipo de datos en la carga útil viene indicado por el campo data_stream_alignment_descriptor: 1 – Alineado 0 – Sin indicación de alineamiento. (Debe ser alineado para vídeo.)

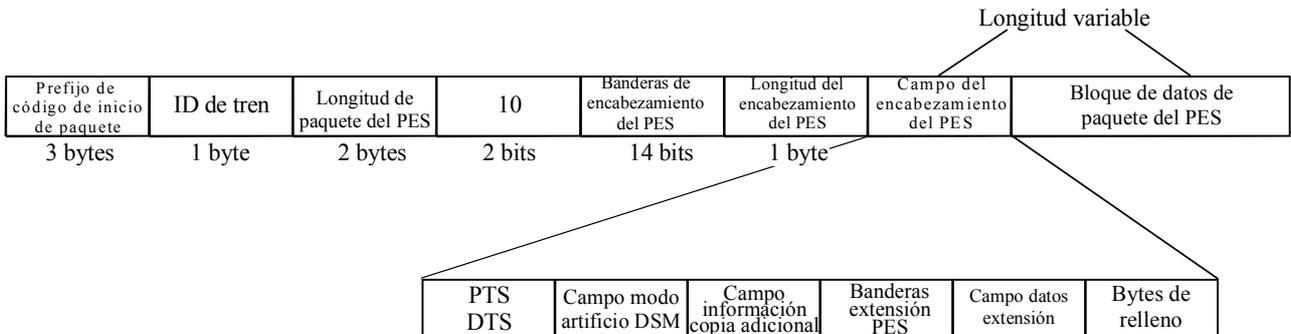
CUADRO 4.2 (Fin)

Bandera	Función/uso
CY (copyright)	Indica la naturaleza de derecho de autor de la carga útil del paquete del PES asociado: 1 – Protegido por derecho de autor 0 – No definido
OOC (original_or_copy)	Indica si la carga útil de paquete del PES asociado es el programa original o una copia: 1 – Original 0 – Copia
TSF (PTS_DTS_flags)	Indica si el PTS o el PTS y DTS están en el encabezamiento del PES: 00 – No está presente en el encabezamiento PTS ni en el DTS 1x – El campo PTS está presente 11 – El PTS o el DTS están presentes en el encabezamiento (La bandera PTS se señala cuando se activa el indicador de alineamiento de datos de vídeo. La bandera DTS puede ser incluida para señalar al decodificador cualquier requerimiento especial. Las transmisiones del PTS deben estar espaciadas en menos de 700 ms)
ESCR (ESCR_flag)	Indica si el campo de referencias de reloj del tren elemental esta presente en el encabezamiento del PES (en este ejemplo se pone a 0)
RATE (ES_rate_flag)	Indica si el campo velocidad del tren elemental esta presente en el encabezamiento del PES (en este ejemplo se pone a 0)
TM (DSM_trick_mode_flag)	Indica la presencia de un campo de 8 bits que describe el modo de operación de medios de almacenamiento digital (DSM): 1 – El campo está presente 0 – El campo no está presente (para fines de radiodifusión, se pone a 0)
ACI (additional_copy_info_flag)	Indica la presencia del campo additional_copy_info 1 – El campo está presente 0 – El campo no está presente
CRC (PES_CRC_flag)	Indica la presencia de un campo VRC en el paquete del PES. (En este ejemplo se pone a 0)
EXT (PES_extension_flag)	La bandera se fija como sea necesario para indicar que en el encabezamiento del PES se fijan banderas de extensión. Su utilización incluye el soporte de datos privados 1 – El campo está presente 0 – El campo no está presente

El encabezamiento del PES sigue el campo `PES_header_length` que indica el tamaño del encabezamiento en bytes. El tamaño del encabezamiento incluye todos los campos del encabezamiento, todo campo de extensión y el campo `stuffing_bytes` que corresponde a los bytes de relleno. La organización del encabezamiento del PES se describe por medio de las banderas del encabezamiento del PES y todos los campos del encabezamiento del PES son opcionales. Determinadas aplicaciones requieren que se fijen campos particulares. Por ejemplo, el transporte de paquete PES de vídeo en la DTTB requiere la fijación del campo `data_alignment_indicator`. La

bandera del modo artificio por lo general es fija. Para medios de almacenamiento digital, la extracción de vídeo requiere las condiciones opuestas para ser verdaderas. El codificador asociado con cada aplicación debe fijar las banderas adecuadas y codificar los campos apropiados.

El encabezamiento del PES se muestra en la Fig. 4.9 y se describe en el Cuadro 4.3.



DTTB-04.9

FIGURA 4.9

**Organización del encabezamiento del PES**

CUADRO 4.3

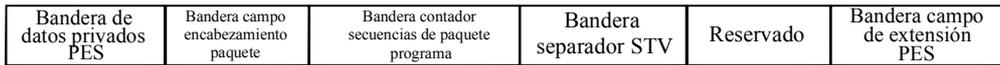
**Encabezamiento del PES**

Campo	Función
PTS (presentation_time_stamp) DTS (decoding_time_stamp)	El PTS informa al decodificador el tiempo de presentación previsto de una unidad de presentación. El DTS informa al decodificador el tiempo de decodificación previsto de una unidad de acceso. Una unidad de acceso es una unidad de presentación codificada. Cuando se decodifica, el PTS hace referencia a la unidad de presentación correspondiente a la primera unidad de acceso que tiene lugar en el paquete. Si una unidad de acceso no tiene lugar en el paquete, no contendrá un PTS. En condiciones normales el DTS puede ser derivado del PTS y no necesita ser codificado. Una unidad de acceso de vídeo tiene lugar si el primer byte del código de inicio de imagen está presente en la carga útil del paquete del PES. Una unidad de acceso de audio tiene lugar si el primer byte de la trama de audio está presente
DSM_trick_mode	Un campo de ocho bits que indica la naturaleza de la información codificada. El campo se divide además como sigue: trick_mode_control (3 bits), field_id (2 bits), intra_slice_refresh (1 bit), y frequency_truncation (2 bits)

CUADRO 4.3 (Fin)

Campo	Función
trick_mode_control	Indica la naturaleza del modo DSM: 000 – avance rápido 001 – movimiento lento 010 – trama congelada 011 – retroceso rápido 1xx – reservado
field_id	Este identificador sólo es valido para imágenes entrelazadas y describe cómo se debe exhibir la trama en curso: 00 – exhibir campo 1 solamente 01 – exhibir campo 2 solamente 10 – exhibir trama completa 11 – reservado
frequency_truncation	Este campo indica la selección de coeficientes a partir del DSM 00 – sólo se envían coeficientes DC 01 – los primeros tres coeficientes en orden de exploración en promedio 10 – los primeros seis coeficientes en orden de exploración en promedio  Este campo es para fines de información únicamente. Por momentos, se pueden enviar más del número de coeficientes especificados. En otros instantes, se pueden enviar menos del número de coeficientes especificados
intra_slice_refresh	Este campo indica que cada imagen se compone de rebanadas internas con posibles separaciones entre ellas. El decodificador debe reemplazar las rebanadas faltantes repitiendo los sitios comunes de la imagen previamente decodificada.
field_rep_control	Este campo indica cuántas veces el decodificador debe repetir el campo N.º 1 como campos superior e inferior alternativamente. Después de exhibir el campo N.º 1 se exhibe el campo N.º 2 igual cantidad de veces. Este identificador puesto a «0» es equivalente a una trama congelada con el identificador de campo field_id puesto a «10».

El encabezamiento del PES puede contener banderas adicionales si se fija la bandera EXT. Esta bandera se transmite en un campo de datos de un byte como se muestra en la Fig. 4.10 y se describe en el Cuadro 4.4. Las banderas indican si existen nuevas extensiones al encabezamiento del PES. En cada caso, si el campo de encabezamiento está presente la bandera se pone a «1».



DTTB-04.10

FIGURA 4.10

**Campo banderas de extensión del PES**

CUADRO 4.4

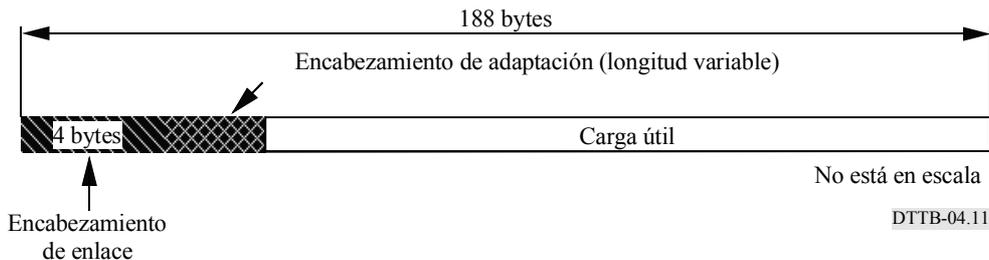
**Bandera de extensión del PES**

Campo	Función	Uso
PES_private_data_flag	Indica si el paquete PES contiene datos privados	Cómo se define
program_private_sequence_counter_flag	Indica si el encabezamiento de paquetes del sistema MPEG-1 o un encabezamiento del tren de programas MPEG-2 está presente	Cómo se define
STD_buffer_flag	Indica si las banderas STD_buffer_scale y STD_buffer_size están codificadas	Para este ejemplo se pone a 0
PES_extension_field_flag	Indica la presencia de datos adicionales en el encabezamiento del PES	Cómo se define

**4.5 Métodos de empaquetamiento y funcionalidad**

**4.5.1 Panorama general**

Un tren de bits de transporte de un sistema DTTB puede estar integrado por paquetes de longitud fija o bien paquetes de longitud variable. El método de empaquetamiento descrito en este punto se basa en paquetes de longitud fija con un componente fijo y uno variable para el campo del encabezamiento como se ilustra en la Fig. 4.11.



DTTB-04.11

FIGURA 4.11

**Paquete de transporte**

En este método, basado en la sintaxis MPEG-2, cada paquete consta de 188 bytes. La elección de este tamaño de paquete depende de varios factores. Los paquetes necesitan ser lo suficientemente largos para que la tara debida a los encabezamientos de transporte no constituya una porción significativa de los datos totales transportados. Por otra parte, no deberán ser tan grandes que la probabilidad de error de paquete sea significativa en condiciones de funcionamiento normales (debido a una corrección de error ineficaz). Además, es conveniente tener longitudes de paquetes apropiadas a los tamaños de bloques de métodos de corrección de errores típicos orientados al bloque, de modo tal que los paquetes pueden ser sincronizados a bloques de corrección de error, y las capas físicas del sistema pueden ayudar en el proceso de sincronización del nivel de paquete en el decodificador. Otro motivo para la selección particular de la longitud del paquete es el interfuncionamiento con el formato ATM. El principio general de este método es el de transmitir un solo paquete de transporte DTTB en cuatro células ATM.

Los contenidos de cada paquete y la naturaleza de los datos que transportan vienen identificados por los **encabezamientos de paquete**. La estructura del encabezamiento de paquete está dispuesto en capas y pueden ser descritas como una combinación de una **capa de enlace** de longitud fija y una **capa de adaptación** de longitud variable. Cada capa sirve a una funcionalidad diferente similar a las funciones de las capas de enlace y de transporte en las capas de interconexión de sistemas abiertos (ISA) en un sistema de comunicación. Esta funcionalidad del nivel de enlace y adaptación se utiliza directamente para el enlace terrenal en el que se transmite el tren de bits de la DTTB. Sin embargo, estos encabezamientos podrían ser completamente ignorados en un sistema diferente (por ejemplo, ATM), en el cual el tren de bits DTTB es precisamente la carga útil que ha de ser transportada. En este entorno, los encabezamientos del tren de bits DTTB servirán más como identificador para el contenido de un tren de datos que como medio para aplicar una capa de protocolo en el sistema de transmisión general.

Los elementos de sintaxis de un tren de bits de capa de transporte del sistema se definen con el objeto de explorar los requisitos de tal sistema. Se sobreentiende que, si bien la mayoría de los elementos de sintaxis activan una respuesta en el decodificador de transporte, todos los elementos de sintaxis necesitan ser reconocidos en algún nivel del receptor.

#### 4.5.2 Capa de enlace

La capa de enlace se aplica utilizando un campo de encabezamiento de cuatro bytes. En la Fig. 4.12 se muestra un encabezamiento de capa de enlace posible con la funcionalidad asignada a cada bit. El Cuadro 4.5 proporciona una descripción de cada función. Las funciones generales pueden no todas aplicarse necesariamente a un canal DTTB pero son útiles para proporcionar interfuncionamiento (transmitiendo el mismo tren de bits en otros enlaces, incluidos los enlaces de cable, redes informáticas, sistemas de distribución de satélite, etc.).

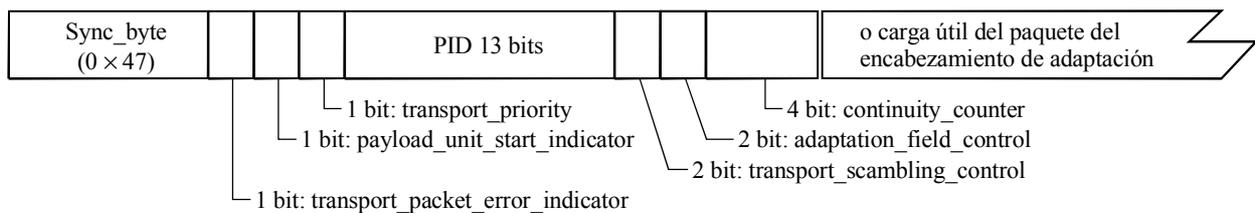


FIGURA 4.12

Formato del encabezamiento de enlace

CUADRO 4.5

**Formato del encabezamiento de enlace**

Campo	Función/uso
sync_byte (Valor: 0x47)	Sincronización de paquetes
transport_packet_error_indicator	Indica si el paquete es erróneo. 0→ sin error. 1→ paquete con error (se puede utilizar para señalar el error del módem al demultiplexor de transporte. Un «1» significa que la carga útil no se ha de utilizar)
payload_unit_start_indicator	Indica si un encabezamiento de paquete del PES de inicio a una tabla que contiene la información específica de un programa (PSI) está presente en la carga útil del paquete. El encabezamiento del paquete del PES inicia siempre la carga útil del paquete. El bit de iniciación de la tabla PSI en el paquete se indica utilizando un campo puntero. 0→ no está presente el encabezamiento del PES o inicio de la tabla PSI 1→ el encabezamiento del PES o el inicio de la tabla PSI está presente
transport_priority	Indicador de prioridad a la entrada de los canales/redes de transmisión que soportan estado prioritario 0→ prioridad menor 1→ prioridad mayor. (En un sistema que permite que los paquetes sean puestos en prioridad para la transmisión sea por asignación a una portadora con potencia superior o a un paquete con mayor protección de error, permite el encadenamiento a una trayectoria con prioridad apropiada)
PID	Identificador del paquete para multiplexor/demultiplexor.
transport_scrambling_control	Indica la clave de desaleatorización que se ha de utilizar para el paquete. 00→ no aleatorizada 10→ clave «par» 11→ clave «impar» 01→ reservado
adaptation_field_control	Indica si sigue un campo de adaptación: 00→ reservado 01→ sin campo de adaptación, solo carga útil 10→ sólo campo de adaptación, sin carga útil 11→ campo de adaptación seguido de carga útil
continuity_counter	Incrementos de uno para cada paquete dentro de un determinado PID y prioridad de transporte. Si dos paquetes de transporte del mismo PID tienen el mismo valor continuity_counter y el campo adaptation_field_control es 01 u 11, los dos paquetes de transporte se consideran duplicados. Se utiliza el decodificador para detectar paquetes perdidos. No incrementado para paquetes con adaptation_field_control de 00 ó 10

La **sincronización de paquete** está habilitada por el campo **sync\_byte** que es el primer byte en un paquete. El campo **sync\_byte** tiene el mismo valor fijo preasignado para todos los trenes de bits DTTB. En algunas aplicaciones de decodificadores la función de sincronización de paquete puede estar dada en la capa física de enlace de comunicación (que precede a la etapa de demultiplexión de paquete). En este caso el campo **sync\_byte** se puede utilizar para verificación de la función de sincronización de paquete. En otras aplicaciones de decodificador este byte se puede utilizar como fuente primaria de información para establecer la sincronización de paquete.

Un elemento importante en el encabezamiento de enlace es un campo de 13 bits denominado identificador de paquete (**PID**, *packet identifier*). Este elemento proporciona los mecanismos para multiplexar y demultiplexar los trenes de bits mediante la identificación de paquetes que pertenecen a un tren de bits elemental o de control particular. Puesto que la ubicación del campo PID en el encabezamiento es siempre fijo, la extracción de los paquetes correspondientes a un tren de bits elemental particular se obtiene de forma muy sencilla una vez que se establece la sincronización del paquete mediante el filtrado de paquetes basados en el PID. La longitud fija del paquete permite filtros sencillos y la demultiplexación de aplicaciones apropiadas para sistema de transmisión de alta velocidad.

La **detección de errores** puede habilitarse en la capa de paquete de decodificador mediante la utilización del campo **continuity\_counter**. En el extremo del transmisor, el valor de este campo se extiende de 0 a 15 para todos los paquetes con el mismo PID que transporta una carga útil de datos (como se verá más adelante el transporte permitirá definir paquetes que no tiene carga útil de datos). En el extremo del receptor, la recepción de paquetes en un tren PID con una discontinuidad en el valor **continuity\_counter** indica, en condiciones normales, que se han perdido datos en transmisión. El procesador de transporte en el decodificador señala entonces al decodificador para el tren elemental particular de dicha pérdida de datos. La especificación MPEG-2 permite que el campo **continuity\_counter** sea discontinuo para dar cabida a la inserción local de paquetes y empalmes de datos. Como consecuencia, el campo **continuity\_counter** puede ser discontinuo aun en una transmisión libre de errores.

Debido a que cierta información (como encabezamientos, fechadores y mapas de programa) es muy importante para la operación uniforme y continua de un sistema, el sistema de transporte debe proporcionar un medio para aumentar la solidez de esta información a errores de canal proporcionando un mecanismo para que el codificador duplique paquetes. Los paquetes que contienen información importante serían duplicados en el codificador. En el decodificador los paquetes duplicados se utilizan si el paquete original presenta errores o es extraído. La semántica para la presentación de paquetes duplicados figuran en la descripción del campo **continuity\_counter**.

El formato de transporte permite la aleatorización de datos en el paquete. Cada tren de bits elemental en el sistema se puede aleatorizar independientemente. Un enfoque para una norma universal sería especificar el método de desaleatorización que se ha de utilizar pero no especificar la clave de desaleatorización y cómo se obtiene en el decodificador. La clave debe ser aplicada al decodificador dentro de un intervalo de tiempo de su utilidad. Una porción de la capacidad de datos «privada» en el tren de datos DTTB se podría utilizar para transportar los datos asociados de acceso condicional requeridos. Dos soluciones posibles serían:

- como un tren privado separado con su propio PID; o bien
- un campo privado con un encabezamiento de adaptación transportado por el PID de la señal que se aleatoriza.

La seguridad del sistema de acceso condicional se puede asegurar mediante la encriptación de la clave de desaleatorización cuando se envía al receptor, y mediante la actualización frecuente de la clave. No es necesario disponer de un límite impuesto al sistema sobre la cantidad de claves que se

pueden utilizar y la frecuencia en que éstas deben ser modificadas. El único requisito que se podría establecer en un receptor para satisfacer la norma es tener una interfaz del soporte lógico de decriptación (por ejemplo, una tarjeta inteligente) al decodificador que satisface la especificación que satisface la interfaz normalizada.

La información en el encabezamiento de enlace de un paquete de transporte puede describir si la carga útil en el paquete está aleatorizada o no y, en caso afirmativo, señalar la clave que se ha de utilizar para la desaleatorización. La información de encabezamiento de un paquete siempre se transmite en lenguaje claro, es decir, sin aleatorizar. La cantidad de datos que se ha de codificar por aleatorización en un paquete se puede hacer variable en función de la longitud del encabezamiento de adaptación. Se debe señalar que podría ser necesario utilizar algún relleno del campo de adaptación para determinados algoritmos en modo bloque.

Asimismo, se hace notar que la definición de transporte general del MPEG-2 proporciona el mecanismo para codificar por aleatorización en dos niveles, dentro de la estructura de paquete del PES y en la capa de transporte. La aleatorización en la capa de paquete PES se usa principalmente en el tren de programas donde no hay capa de protocolo similar al transporte para permitir esta función.

### 4.5.3 Capa de adaptación

Un encabezamiento de adaptación del sistema DTTB extraído del MPEG-2 utiliza un campo de longitud variable. Su presencia es marcada en la sección de nivel de enlace del encabezamiento. La funcionalidad de esos encabezamientos se relacionan básicamente con la decodificación del tren de bits elemental que es extraído mediante las funciones de nivel de enlace.

La presencia del **campo de encabezamiento de adaptación** se señala en el campo **adaptation\_field\_length** de la capa de enlace como se indicó anteriormente. El encabezamiento de adaptación consta de información útil para las funciones de decodificación de alto nivel y utiliza banderas para indicar la presencia de extensiones particulares al campo.

El encabezamiento se inicia con un componente de longitud fija que está presente toda vez que se transmite el encabezamiento de adaptación. El formato se muestra en la Fig. 4.13.

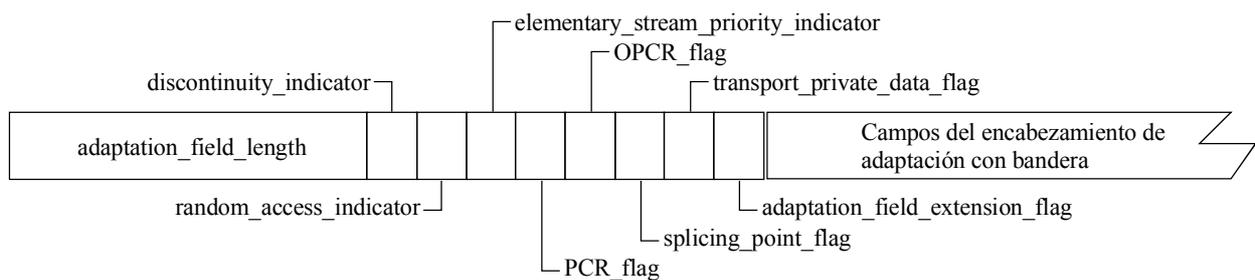


FIGURA 4.13

Componente de longitud fija del encabezamiento de adaptación

DTTB-04.13

El campo `adaptation_field_length` está constituido por un solo byte que especifica el número de bytes que siguen en el encabezamiento de adaptación. El encabezamiento de adaptación debe incluir bytes de relleno después del último campo componente del encabezamiento de adaptación. Los bytes de relleno no se interpretan en el decodificador. En este caso, el campo `adaptation_field_length` también refleja el número de bytes de relleno. El valor en el campo `adaptation_field_length` también puede ser utilizado por el decodificador para pasar por alto el encabezamiento de adaptación y avanzar hasta la carga útil de datos cuando sea apropiado.

La presencia de campos de encabezamiento de adaptación adicionales viene indicada por las últimas cinco banderas de bit único que se muestran en la Fig. 4.13 cuando un valor de «1» señala que el campo indicado está presente. Las primeras tres banderas (un bit, que no producen ampliaciones al encabezamiento de adaptación) se describen en el Cuadro 4.6.

CUADRO 4.6

Campo	Función/uso
discontinuity_indicator	Indica que hay una discontinuidad en los valores PCR que serán recibidos desde estos paquetes hacia adelante. Esto ocurre cuando los trenes de bits se dividen. Esta bandera se utilizará en el receptor para cambiar la fase del reloj local
random_access_indicator	Indica que el paquete contiene datos que pueden servir como punto de acceso aleatorio en el tren de bits. Un ejemplo es poner en correspondencia el inicio de la información de encabezamiento secuencial en el tren de bits de vídeo
elementary_stream_priority_indicator	Indicación lógica de prioridad si los datos son transmitidos en el paquete

Los otros componentes del encabezamiento de adaptación aparecen basados en el estado de las banderas.

La **sincronización** del proceso de decodificación y presentación para la ejecución de las aplicaciones en el receptor es un aspecto particularmente importante de los sistemas de entrega de datos digitales en tiempo real. Puesto que se prevé que los datos recibidos sean procesados a una velocidad particular (que se adapte a la velocidad a la cual se genera y transmite), la pérdida de sincronización produce el rebasamiento de la memoria intermedia o bien un valor inferior al mínimo en el decodificador, y, como consecuencia, la pérdida de sincronización de la presentación visual. Los problemas derivados de un tren de bits comprimido digital son diferentes de los que corresponden a la televisión analógica convencional. En esta última, la información se transmite para las imágenes en un modo síncrono de manera que se puede derivar un reloj directamente de la información de sincronización de imagen. En un sistema digital comprimido la cantidad de datos generados para cada imagen es variable (basado en el método y complejidad de codificación de la imagen), la temporización no se puede derivar directamente del inicio de los datos de imagen. En efecto, en un tren de bits digital realmente no hay un concepto natural de impulsos de sincronización (el cual es familiar en la televisión analógica convencional).

La solución de este tema es transmitir información de temporización en los encabezamientos de adaptación de paquetes seleccionados para servir de referencia para comparación de temporización en el decodificador. Esto se efectúa mediante la transmisión de la muestra de un reloj de 27 MHz en el campo **program\_clock\_reference (PCR)**, que indica el tiempo esperado para la terminación de la lectura del campo de tren de bits en el decodificador de transporte. La fase del reloj digital que funciona en el decodificador se compara con el valor PCR en el tren de bits en el instante en el cual se obtiene, para determinar si el proceso de decodificación está sincronizado. En general, el PCR del tren de bits no cambia directamente la fase del reloj local sino que sólo sirve como entrada para ajustar la frecuencia del reloj. Podrían surgir excepciones durante el cambio de canal e inserción de

la programación local. Se debe señalar que los relojes de muestreo de audio y vídeo en el sistema decodificador están enclavados al reloj del sistema derivado de los valores PCR. Esto permite la simplificación de la utilización del receptor en términos del número de osciladores locales requeridos para impulsar el proceso completo de decodificación, y tiene otras ventajas tales como la adquisición rápida de sincronización.

Los campos PCR y OPCR se describen en la Fig. 4.14 y en el Cuadro 4.7.

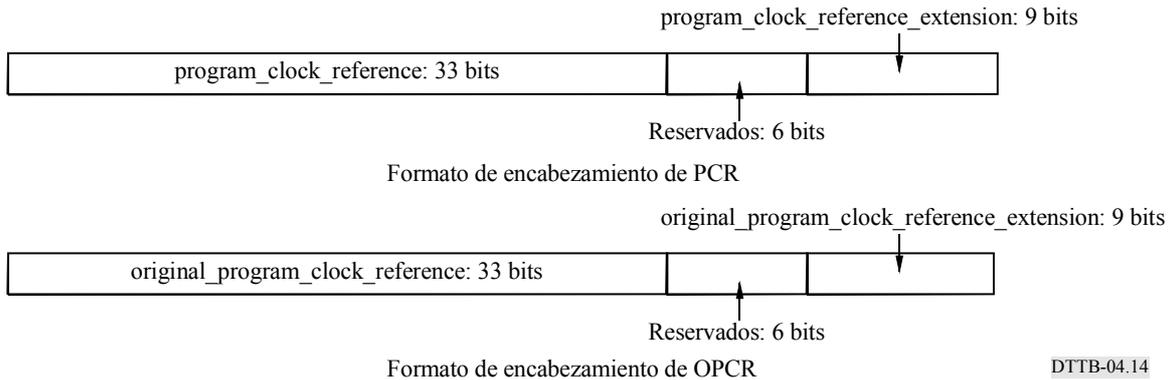


FIGURA 4.14  
Formato de encabezamiento de PCR y OPCR

CUADRO 4.7

Campo	Función/uso
PCR	Indica el tiempo de llegada previsto del último byte del campo original_clock_reference_extension en el decodificador objetivo. Se utiliza para la sincronización del proceso de decodificación del sistema. Este campo se puede modificar durante el proceso de transmisión (por ejemplo el PCR será transmitido una vez cada 100 ms)
OPCR	Indica el tiempo de llegada previsto del último byte del campo original_program_clock_reference_extension en el decodificador objetivo para un programa simple. Este campo no se modifica durante el proceso de transmisión. (Se puede utilizar para registro y reproducción de programas simples)

El valor de PCR total se basa en el estado de un reloj de 27 MHz. El campo de extensión de 9 bits se extiende de 0 a 299 en 27 MHz en cuyo punto el valor en el campo de 33 bits se incrementa en uno. Esto hace que el campo de 33 bits sea compatible con el campo de 33 bits utilizado para el reloj de 90 kHz en MPEG-1. La duración del ciclo del PCR es de 26 h aproximadamente.

En la Fig. 4.15 y el Cuadro 4.8 se describen los campos transport\_private\_data y adaptation\_field\_extension.

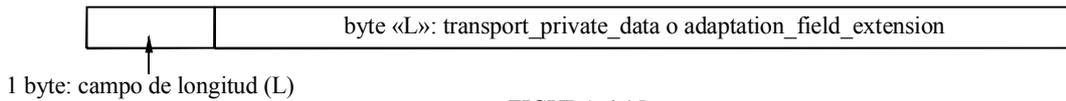


FIGURA 4.15

**Formato de encabezamiento de los campos  
transport\_private\_data\_and adaptation\_field-extension**

DTTB-04.15

CUADRO 4.8

Campo	Función/uso
transport_private_data	Para datos privados
adaptation_header_extensions	Para futuras ampliaciones del encabezamiento de adaptación

El campo splice\_countdown es útil para la inserción del programa local que viene después. Este campo que se describe en el Cuadro 4.9 tiene un byte de campo que está presente si se activa splicing\_point\_flag.

CUADRO 4.9

Campo	Función/uso
splice_countdown	Indica el número de paquetes en el tren de bits con el mismo PID como paquete corriente hasta un paquete de punto de empalme. El paquete del punto de empalme se define como el paquete que contiene un punto en el tren de bits elemental a partir del cual se pueden suprimir datos y reemplazar por otro tren de bits. Transmitido con objetivo doble. (Se utiliza para soportar la inserción de la programación local y paquetes)

#### 4.5.4 PSI y el campo pointer\_field

Los campos program\_association\_table y program\_map\_tables que describe la organización de un tren de bits DTTB multiplexado, son parte de la capa PSI. Las tablas PSI, por lo general, se transmiten secuencialmente en el tren de bits apropiado sin separación entre las tablas. Esto significa que no es necesario que las tablas se inicien al comienzo de un paquete de transporte y que, por lo tanto, es conveniente tener un indicador que señale cuando éstas comienzan en el tren de bits. Esta funcionalidad se obtiene con el campo pointer\_field. El campo pointer\_field está presente en el paquete si en éste se inicia la tabla PSI. Este evento se señala en el nivel de enlace fijando el campo payload\_unit\_start\_indicator en 1. El campo pointer\_field indica la cantidad de bytes que lo siguen antes del comienzo de una tabla PSI. Como ejemplo, un valor de 0x00 en el campo pointer\_field indica que una nueva tabla PSI se inicia inmediatamente después.

El campo `program_association_table` se transmite como carga útil del tren de bits con PID = 0 y describe cómo los números de programa asociados con servicios de programas se ponen en correspondencia con trenes de bits que contienen el campo `program_map_tables` para los programas indicados. El campo `program_association_table` puede ser transmitido como múltiples campos `program_association_segments` con cada segmento con una longitud máxima de 1024 bytes. El campo `program_association_table` se describe en el Cuadro 4.10. El decodificador de transporte puede extraer segmentos de cuadros individuales del tren de bits en cualquier orden que se desea. Como se muestra en la Fig. 4.16, cada segmento de cuadro tiene un componente de encabezamiento de longitud fija de 8 bytes para la identificación del segmento de cuadro, un componente de longitud variable que depende del número de entidades contenidas en un campo VRC-32 de 4 bytes.

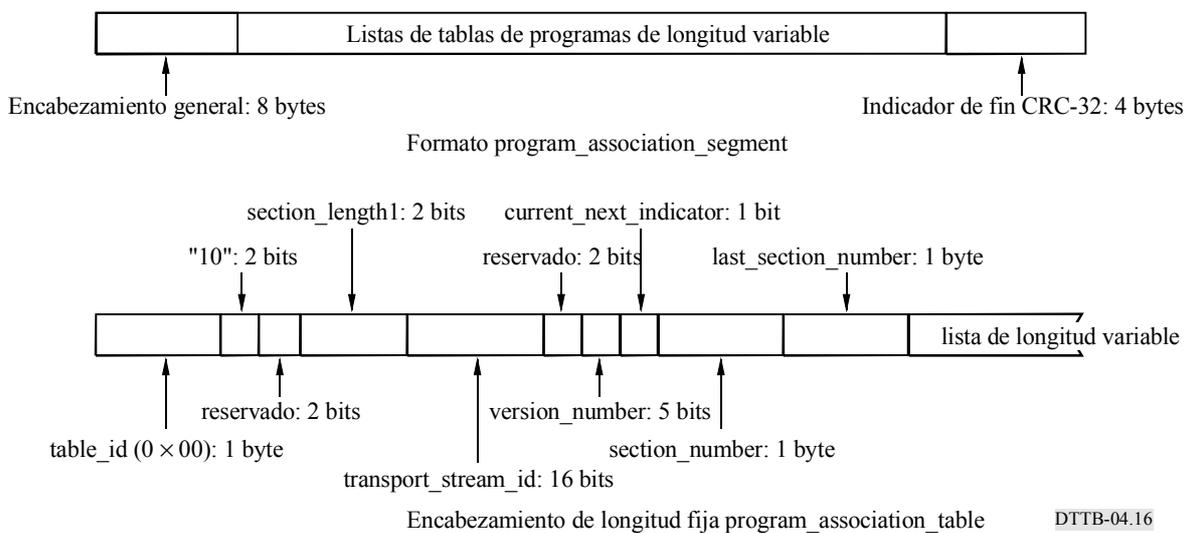


FIGURA 4.16

Segmento de asociación de programas y formatos de encabezamiento de la tabla

CUADRO 4.10

**Encabezamiento `program_association_table`**

Campo	Función/uso
<code>table_id</code>	1 byte; indica la naturaleza del cuadro. El valor 0x00 indica un campo <code>program_association_table</code>
<code>section_length</code>	12 bits; longitud de la sección del campo <code>program_association_table</code> . La longitud incluye todos los bytes que siguen a este campo hasta el VRC inclusive. Los dos bits más significativos del campo se ponen a 00 dando un valor de campo máximo de 1024. Este campo permite al decodificador de transporte omitir secciones, si desea, cuando se lee desde el tren de bits
<code>transport_stream_id</code>	2 bytes; la identificación de un multiplex particular entre varios de la red (se puede utilizar en aplicaciones terrenales para indicar el número de servicio)
<code>version_number</code>	5 bits; se incrementa cada vez que hay un cambio en el campo <code>program_association_table</code> que se transmite

CUADRO 4.10 (Fin)

current_next_indicator	1 bit; 1 indica que el mapa es actualmente válido. 0 indica que el mapa no está actualmente en uso y que se utilizará el próximo
section_number	1 byte; identifica la sección particular que se transmite
last_section_number	1 byte; el campo section_number para la última sección en el campo program_association_table. Es necesario confirmar cuándo se ha recibido un campo program_association_table entero en el decodificador

Los valores de bits reservados no están definidos. El valor «10» de dos bits que sigue al campo table\_id necesita ser recibido correctamente.

La lista del cuadro de programas de longitud variable comprende un número de inserciones de program\_count longitud fija que corresponden a cada programa y bytes de relleno stuffing\_bytes (para conformar la longitud del segmento de asociación de programas program\_association\_segment\_length). El formato para cada inserción fija se muestra en la Fig. 4.17.

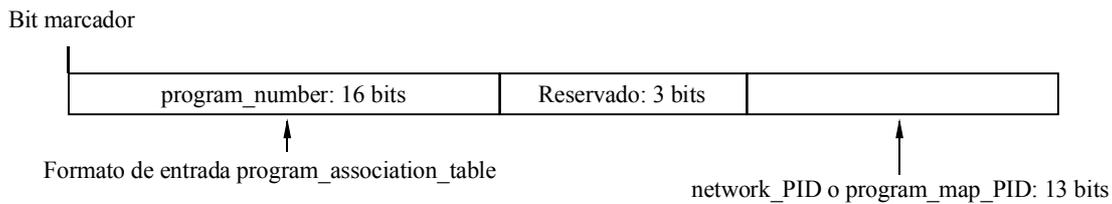


FIGURA 4.17

DTTB-04.17

Formato de entrada del cuadro de asociación de programa

La identidad de programa «0» se reserva para el PID de red (PID del tren de bits que transporta información acerca de la configuración del sistema entero). Este tren de bits se refiere a un tren de bits privados. Para las identidades de todos los otros programas, el campo program\_map\_PID es el PID del tren de bits que contiene el campo program\_map\_table para el programa particular.

El campo program\_association\_table finaliza con un campo de VRC de 4 bytes que contiene los resultados de un VRC calculado sobre el segmento de mapa de programa entero que comienza con el campo segment\_start\_code\_prefix. El VRC se basa en el polinomio  $x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ .

El campo program\_map\_table se transmite como carga útil del tren de bits con PID = program\_map\_PID (como se indica en el campo program\_association\_table). El campo program\_map\_table transporta información acerca de las aplicaciones que conforman los programas. Cada campo program\_map\_table se transmite como un campo TS\_program\_map\_section único. El formato para un TS\_program\_map\_section se puede describir como una combinación de un campo de encabezamiento general, campos que describen cada programa dentro del cuadro, y un campo VRC como se muestra en la Fig. 4.18. El VRC es el mismo que el que se utiliza para el campo program\_association\_table. Cada program\_map\_PID puede contener más de un TS\_program\_map\_section, describiendo cada uno un programa diferente.

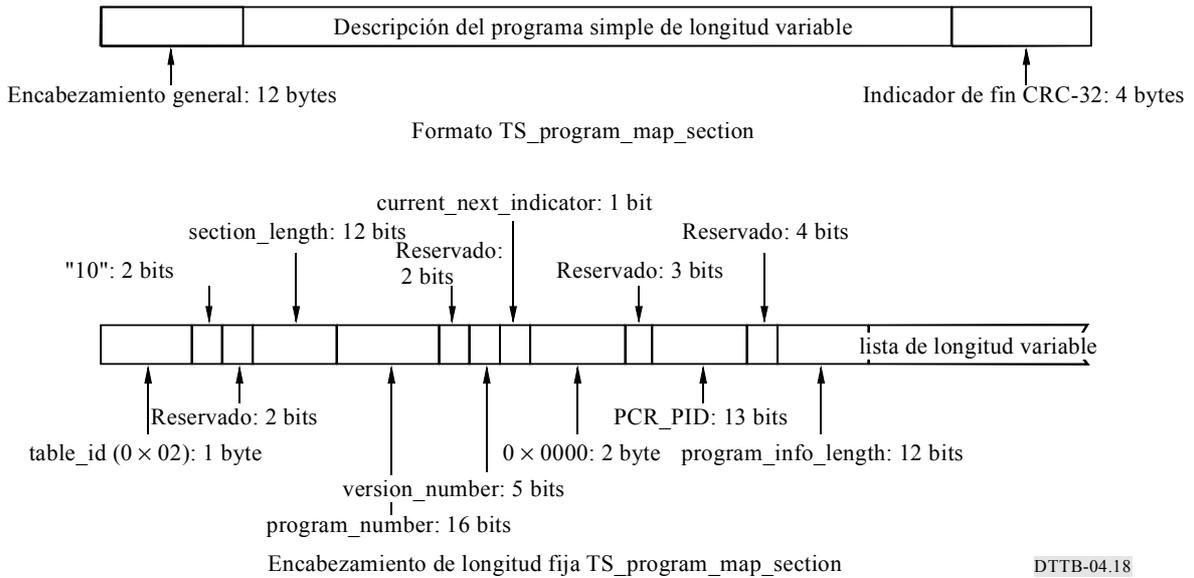


FIGURE 4.18  
Formatos del programa TS

El formato de encabezamiento para el TS\_program\_map\_section se muestra en la Fig. 4.18. El formato consta del contenido del campo table\_id field contents (0x02); se utilizan dos bytes para identificar el número de programas program\_number que se describe; los dos bytes que siguen al campo current\_next\_indicator se ponen a «0» pues la descripción de cada programa se define como se acomoda a una sección; un campo 13-bit PCR\_PID identifica el PID del tren de bits elemental particular dispuesto en paquetes en el programa que contiene los valores PCR para el programa; y el campo program\_info\_length indica el número de bytes de los descriptores de programas program\_descriptors que siguen. Todos los otros campos tienen el mismo formato y funcionalidad como se encuentran en el campo program\_association\_table.

La descripción del campo que sigue al encabezamiento comprende el campo opcional de longitud variable program\_descriptor (cuya longitud fue indicada por el campo program\_info\_length), seguida de descripciones de cada uno de los trenes de bits elementales individuales que conforman el programa.

Cada descripción del tren elemental comprende un componente de longitud fija de 5 bytes y un componente elementary\_stream\_descriptor de longitud variable, como se muestra en la Fig. 4.19 y se describe en el Cuadro 4.11.

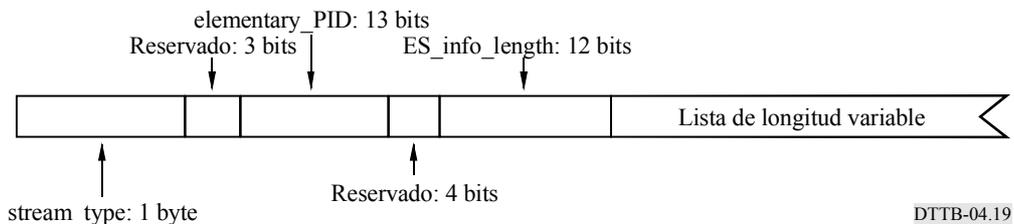


FIGURA 4.19  
Descripción del tren elemental

CUADRO 4.11

**Descripción del tren elemental**

<b>Campo</b>	<b>Función/uso</b>
stream_type	Indica la aplicación que se considera en este tren elemental 0x00 Reservado a UIT-T/ISO/CEI 0x01 MPEG-1 vídeo 0x02 MPEG-2 vídeo 0x03 MPEG-1 audio 0x04 MPEG-2 audio 0x05 Secciones privadas MPEG-2 0x06 paquetes PES – MPEG-2 que contienen datos privados  0x07 MHEG 0x08 MPEG-2 Parte 1, DSM CC 0x09 Rec. UIT-T.H.222.1 0x0A – 0x0D MPEG-2, Parte 6, Tipo A-Tipo D 0x0E MPEG-2, auxiliar 0x0F – 0x07 MPEG-2, reservado 0x80 – 0xFF Usuario privado <sup>(1)</sup>
elementary_PID	Indica el PID del tren de bits de transporte que contiene el tren de bits elemental
ES_info_length	Indica la longitud de un campo elementary_stream_descriptor de longitud variable que sigue

<sup>(1)</sup> El tipo de tren stream\_Type para AC-3 audio es 0x81.

Los **descriptores** se transmiten en los campos `program_descriptor` y `elementary_stream_descriptor` para describir determinadas características del programa o el tren de bits elemental. Cada `program_descriptor` y `elementary_stream_descriptor` puede estar integrado por una serie de elementos de campo de descriptor individual transmitido secuencialmente.

Para utilizar descriptores se requiere un mecanismo que indique la presencia de los mismos. Esta funcionalidad se efectúa en los cuadros PSI descritos por el campo de longitud que precede al descriptor con un valor cero que indica que ningún descriptor está presente. La identificación del descriptor es también necesaria y esto se obtiene dentro del propio encabezamiento del descriptor que está constituido por el campo `descriptor_tag` de un byte seguido del campo `descriptor_length` de un byte que especifica el número de bytes en el descriptor que sigue. El conjunto de campos `descriptor_tags` válidos en el sistema se define en la documentación MPEG-2.

## 4.6 Características y servicios

### 4.6.1 Introducción

La arquitectura de transporte de la DTTB debe ser flexible y capaz de soportar una diversidad de servicios de audio, vídeo y datos a través de su múltiplex de sistema. Los servicios de datos pueden ser programados relacionados o no con el programa. El SMPTE y otros tienen identificados servicios de datos relacionados con el programa que se podrían comunicar desde el origen del

programa que sería útil para la exhibición del mismo. Las funcionalidades identificadas se consideran convenientes para utilizar en el receptor y mejorar la calidad de funcionamiento del sistema o perfeccionar el servicio para el espectador. Algunas de las funcionalidades se consideran útiles en redes de distribución para soportar el intercambio internacional de programas para entornos de servicios escalables o para utilizar en un escenario de transmisión simultánea de programas.

#### **4.6.2 Tipos de compresión de audio e identificación de idioma**

La sintaxis de la capa de transporte permite la definición de un mapa de programas que determina la identificación de servicios de audio individuales por su algoritmo de compresión así como la identificación de canales de múltiples idiomas que pueden ser seleccionados por el espectador o por la red de distribución. Este requisito para identificar algoritmos de compresión permite la selección de un servicio de audio (sonido monaural, estereofónico, o circundante) y velocidad binaria apropiada al programa asociado.

#### **4.6.3 Información de programa**

Se puede proporcionar un servicio de programa como servicio de datos auxiliares con su propio PID. Este podría tomar la forma de una guía de programas que está personalizado por el proveedor de servicio. La información requerida puede estar soportada por un bajo coeficiente de renovación que no ocupa una porción significativa de la anchura de banda del canal.

#### **4.6.4 Subtitulado**

La información de subtitulado, al igual que la señal de audio asociada con la señal de vídeo, debe estar sincronizada con cada cuadro de imagen. El subtitulado debe ser identificado y transportado unívocamente como dato de usuario dentro de la capa de imagen de vídeo. Sin embargo, el valor de utilizar paquetes o secciones PES para mantener la uniformidad de procesamiento en el receptor entre el subtitulado y otras aplicaciones se ha de estudiar ulteriormente.

#### **4.6.5 Subtitulado cerrado**

El subtitulado cerrado es un servicio de subtítulos diseñado para personas con dificultades auditivas. Al igual que la información de subtitulado general, los servicios de subtítulo cerrado deben estar sincronizados con cada imagen de televisión e identificado y transportado unívocamente como datos de usuario con la capa de imagen de vídeo. Sin embargo, nada hay en la sintaxis de MPEG-2 que evite que los datos de subtitulado cerrado se envíen en un PID separado, y en algunas aplicaciones esto podría tener algunas ventajas sobre el transporte de datos dentro de la capa de la imagen de vídeo. El valor que utilizarán los paquetes o secciones del PES para mantener la uniformidad del proceso en el receptor entre subtitulado y otras aplicaciones se estudiará ulteriormente.

#### **4.6.6 Origen e identificación del programa**

La identificación del origen del programa y la información de identificación del programa tiene muy diversos usos. Una aplicación es permitir el acceso automático a la programación para registro y reproducción diferida por el espectador. El origen e identificación del programa será unívoco y se transportará como servicio de datos auxiliares con su propio PID.

#### **4.6.7 Identificación de acceso condicional**

Los sistemas de acceso condicional pueden ser soportados por las sintaxis de transporte con bits identificados en el encabezamiento del paquete. La información relativa al acceso condicional, incluida la información de clave, se identificará unívocamente y transportará como datos privados.

#### **4.6.8 Información de la estructura de imagen**

Algunas partes interesadas en implantar servicios de DTTB intentan proporcionar una gama de servicios escalables para utilización en diversos entornos de recepción. La secuencia de imagen comprimidas y codificadas también pueden servir como formatos para intercambio de programas. La capacidad de la sintaxis de vídeo para transportar los detalles de la estructura de muestreo de imagen utilizada en la imagen codificada, incluida muestras por línea, línea por cuadro, cuadro por segundo, formato de exploración (entrelazado o progresivo) y relación dimensional de la imagen, facilita el uso del material de programa a través de un amplio espectro de aplicaciones.

#### **4.6.9 Colorimetría**

La información sobre las características de colorimetría de la señal de vídeo codificada puede ser soportada en la capa de secuencias de vídeo. Esto incluye una descripción de los colores primarios, las características de transferencia, así como los coeficientes matriciales cromáticos, y permite al dispositivo receptor dar cabida adecuadamente a las secuencias de imágenes derivadas de fuentes que utilizan diferente colorimetría.

#### **4.6.10 Identificación del campo color**

Los receptores de televisión convencionales dominarán el mercado al comienzo de los servicios DTTB y continuarán así durante varias décadas. Las ventajas de los servicios DTTB pueden conducir al deseo de tener estos servicios disponibles para receptores convencionales existentes (sistemas NTSC, PAL, o SECAM).

Proporcionar información del campo color en la sintaxis de vídeo ayuda al decodificador a volver a codificar la secuencia de imágenes a una salida compatible del servicio convencional con efectos parásitos reducidos, en particular cuando las secuencias de imagen de origen se derivan del material del programa conexo.

#### **4.6.11 Cambios de escenas y puntos de inserción sin perturbaciones**

En algunos codificadores se pueden utilizar algoritmos de detección automática de cambio de escena para mejorar la eficacia de codificación. Esta información de cambio de escena, cuando está soportada por una facilidad de producción, podría resultar útil al codificador de vídeo tanto en el nivel de compresión como en el de transporte. La información también podría resultar útil a sistemas de distribución para identificar puntos en el tren de datos en el que tendrían lugar la conmutación entre fuentes de trenes de bits transmitidos.

Existe además otro requisito para identificar puntos en el tren de bits transmitido distintos de los cambios de escena en los que se producen la conmutación entre fuentes de trenes de bits transmitidos o cuando tiene lugar el reemplazo de paquetes sin percibir perturbaciones en la calidad de funcionamiento del receptor. Esto se denomina «puntos de inserción sin perturbaciones» y son útiles para los proveedores de servicio locales, nacionales o regionales para modificar una cooperativa o servicio de red para darle cabida en uso local.

#### **4.6.12 Frecuencia de campo/cuadro y arrastre de la película**

Los sistemas que se utilizan en el entorno de 60 Hz se pueden optimizar para transmitir secuencias de imagen originadas en películas por la emisión de la frecuencia de cuadro del tren de bits codificado. Esto permite a los codificadores maximizar la eficacia de codificación no transmitiendo campos redundantes y señalando al decodificador el orden adecuado para exhibir las imágenes decodificadas. La sintaxis de la frecuencia de cuadro de DTTB se puede soportar dentro de la capa de secuencias de vídeo para admitir frecuencias de cuadro 23,976 ( $24 \div 1,001$ ); 24; 25; 29,97 ( $30 \div 1,001$ ); 50; 59,94 ( $60 \div 1,001$ ) y 60 Hz así como una ampliación para capacidades futuras.

#### **4.6.13 Toma panorámica y barrido**

Los receptores de formato 4:3 dominarán el mercado al comienzo de los servicios de formato pantalla ancha (16:9) y continuarán así durante varias décadas. Las ventajas que disponen los servicios DTTB de pantalla amplia pueden permitir que estos servicios estén disponibles en receptores analógicos existentes y en otros dispositivos de presentación visual con formato 4:3.

La información de toma panorámica y barrido se puede transmitir como una ampliación de la sintaxis de capa de imagen. La ampliación de toma panorámica y barrido permitiría a los decodificadores definir una región rectangular cuya imagen codificada completa puede ser explorada y, por lo tanto, identificar una ventana de formato 4:3 dentro de una imagen codificada de 16:9.

#### **4.6.14 Inserción aleatoria en el tren de bits comprimidos**

La inserción aleatoria dentro de los trenes de bits de aplicación tales como vídeo y audio es necesaria para soportar funciones tales como sintonía de programas y conmutación de programas. La inserción aleatoria dentro de una aplicación sólo es posible si la codificación para el tren de bits elemental para la aplicación soporta directamente esta funcionalidad. Por ejemplo, un tren de bits de vídeo DTTB podría soportar inserciones aleatorias a través del concepto de codificación dentro del cuadro (cuadros internos que se codifican sin ninguna predicción y que, por lo tanto, pueden ser decodificados sin ninguna información previa). El comienzo de la información sobre encabezamiento de secuencias de vídeo que preceden datos para una trama interna puede servir como punto de inserción aleatorio en un tren de bits elemental de vídeo. En general, los puntos de inserción aleatorios deben también coincidir con el comienzo de paquetes PES donde se utilizan, por ejemplo, para vídeo y audio. El soporte para inserción aleatoria en la capa de transporte proviene de una bandera en el encabezamiento de adaptación del paquete que indica si éste contiene un punto de acceso aleatorio para el tren de bits elemental. Asimismo, la carga útil de datos de paquetes que son puntos de acceso aleatorio comienzan también con los datos que forman los puntos de acceso aleatorio dentro del propio tren de bits elemental. Este método permite el descarte directo de paquetes en la capa de transporte cuando se conmutan canales y búsqueda de un punto de sincronización en el tren de bits de transporte y simplifica también la búsqueda del punto de acceso aleatorio en el tren de bits elemental una vez que se obtiene la resincronización del nivel del transporte.

El objetivo general es disponer de puntos de inserción aleatorios en los programas con la mayor frecuencia posible, para permitir la conmutación rápida de canales.

#### **4.6.15 Inserción de programas locales**

Esta funcionalidad es importante para conmutación de paquetes en circulación descendente (inserción de programas locales tales como mensajes o anuncios comerciales de servicio público) dentro de un tren de bits existente. En general, sólo existen determinados puntos fijos en los trenes de bits elementales en los cuales se permite la inserción de programas. El punto de inserción local debe tener un punto de inserción aleatoria pero no todos los puntos de inserción aleatoria son apropiados para la inserción de programas. Por ejemplo, el campo `VBV_delay` (retardo del

verificador de memoria intermedia de vídeo), además de ser un punto de inserción aleatoria, debe tener un determinado nivel definido del sistema para permitir la inserción de programas locales. La información del campo `VBV_delay` se puede computar y transmitir como parte de los datos de encabezamiento para una imagen en el tren de vídeo comprimido. Por ello, debe definir qué capacidad necesita tener la memoria intermedia de vídeo del decodificador antes que se extraigan los bits de la imagen vigente de la memoria intermedia y se sincronicen los procesos del codificador y decodificador. Esto se requiere para controlar la memoria necesaria en el decodificador para los datos de memoria intermedia y para evitar el rebasamiento de la memoria intermedia o de un valor inferior al mínimo aceptable. La inserción de programas locales siempre tendrá lugar en la capa de paquetes de transporte, donde los puntos de empalme del tren de datos están alineados por paquetes. La aplicación del proceso de inserción de programas por el organismo de radiodifusión es asistida por la utilización de un campo `splice_countdown` en el encabezamiento de adaptación que indica con anticipo el número de paquetes para iniciar la cuenta descendente hasta el paquete a partir del cual es posible efectuar el empalme y la inserción del programa local. La inserción de la programación local produce generalmente una discontinuidad en los valores del PCR recibidos en el decodificador. Dado que este cambio en el PCR es completamente inesperado (los cambios en los valores del PCR solo se prevén generalmente durante el cambio de programas) el reloj del decodificador se podría poner completamente fuera de sincronización. Para evitar que esto suceda, la información se transmite en el encabezamiento de adaptación del primer paquete después del punto de empalme para notificar al decodificador del cambio de los valores PCR (de modo que pueda cambiar directamente la fase del reloj en lugar de intentar modificar la frecuencia del reloj). Asimismo, hay restricciones sobre:

- la longitud del tren de bits que ha de ser empalmado para asegurar que la ocupación de la memoria intermedia del decodificador sea compatible con y sin empalme; y
- el valor VBV inicial previsto cuando se codifica el tren de bits que se ha de empalmar a fin de evitar el rebasamiento o el valor inferior al mínimo aceptable de la memoria intermedia del decodificador.

#### 4.6.16 Identificación de programas individuales

En servicios de radiodifusión son necesarias dos funciones esenciales, a saber: la función de recibir continuamente un determinado canal de radiodifusión sin ninguna acción, y la función de la recepción automática o registro de un programa individual, simultáneamente. Por consiguiente, es necesario definir un nuevo descriptor, denominado «descriptor de eventos», para identificar el programa particular, puesto que el número de programa corresponde al canal de programa. En la Fig. 4.20 se muestra un ejemplo para el descriptor.

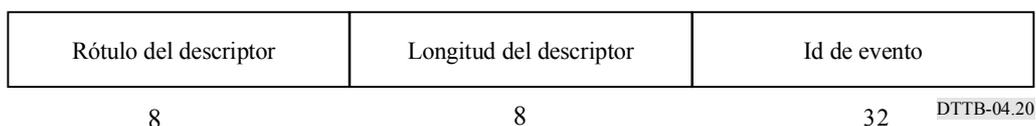


FIGURA 4.20

Estructura del descriptor de eventos

#### 4.6.17 Otra información de canal

En los sistemas MPEG-2, cada programa se puede obtener sólo cuando se haya recibido PAT y PMT, y se produce algún retardo cuando se selecciona o cambia el canal. Para reducir al mínimo este retardo, se introduce en el PAT o NIT.

Un indicador que señala si el cuadro es para la información del tren de transporte del que se ve un programa, o para los otros trenes (canales) de transporte que pueden ser recibidos. Por esta función, se puede obtener la información de otros canales (trenes) mientras se ve algún programa, y proporciona asistencia para selección de canal.



## CAPÍTULO 5

### CAPA FÍSICA – CODIFICACIÓN Y MODULACIÓN DE CANAL

#### 5.1 Introducción

Es ampliamente sabido que la transmisión de datos en forma digital ofrece muchas ventajas con relación a la transmisión analógica. La modulación digital es una consecuencia de los métodos más familiares de modulación analógica tales como amplitud, frecuencia y modulación de fase. En la Recomendación UIT-R BT.1306 se indican los parámetros importantes de un sistema de modulación DTTB y proporcionan los valores de parámetros o gamas de valores para dichos parámetros. Esta Recomendación permite al diseñador del sistema adaptar las características del mismo para hacer frente a una diversidad de limitaciones del sistema. Las técnicas de modulación propuestas en esa Recomendación son aptas para métodos de modulación de portadora única o múltiple y para diferentes anchuras de banda de canal –se dispone de las opciones de 6, 7 y 8 MHz. Este Capítulo explica alguno de los temas que intervienen en la selección de un sistema de modulación apropiado para una determinada aplicación.

#### 5.2 Eficacia espectral

Para prestar un servicio DTTB que pueda suministrar televisión de alta definición o servicio de televisión convencional multiprograma se requiere, por lo general, una velocidad binaria de unos 20 Mbit/s (o más). Para dar cabida a una velocidad binaria tal es necesario disponer de una eficacia de espectro efectiva de 4 bit/s/Hz para un sistema nacional de 6 MHz, o 3 bit/s/Hz para sistemas nacionales de 7 u 8 MHz.

Se pueden obtener eficacias espectrales teóricas de hasta 4 bit/s/Hz mediante los sistemas MAQ-16 (en inglés: 16-QAM), BLR-4 o MDP-16 (en inglés: 16-PSK). Estos métodos se pueden aplicar tanto a modulación de portadora única con una señal de velocidad de datos elevada o para modulación de un gran número de portadoras con señales de datos de velocidad baja. La modulación de portadora única o de portadoras múltiples constituiría la base de una norma de transmisión mundial.

Sin embargo, las estadísticas de error de los canales de transmisión terrenales prácticos son tales como para requerir la inclusión de codificación de correcciones de error en origen en un sistema práctico de transmisión/modulación. Las consideraciones relacionadas con la utilización de filtros pueden reducir más las velocidades de datos efectivas en sistemas prácticos. El resultado de esas consideraciones es que la velocidad de datos neta será menor que la prevista por una consideración simple basada en la eficacia de espectro teórica y en la anchura de banda de canal. Con la utilización de códigos de canal de dos etapas, la utilización práctica puede conducir a una reducción sustancial de la velocidad de datos de canal bruta a neta. Por ejemplo, un esquema de codificación basado en la utilización de un código Trellis 2/3 concatenado con un código Reed-Solomon (207,187) sólo produce un 60% de la velocidad de datos neta con respecto a la velocidad de datos bruta.

Esto ha acelerado el estudio de sistemas de modulación más complejos. La complejidad añadida se justifica debido a la oportunidad de proporcionar una velocidad de datos neta requerida en un canal altamente protegido del error. Como resultado de ello los diseñadores han estado investigando la calidad de funcionamiento de sistemas de modulación de orden superior tales como MAQ-64 u BLR-8.

La eficacia espectral se obtiene no sólo a partir de la «densidad» de información espectral fundamental en bit/s/Hz del sistema de modulación dentro de cualquier canal dado, sino también está muy influenciado por las características de reutilización del espectro de un determinado sistema digital.

Los factores que afectan la reutilización del espectro en un determinado sistema incluyen:

- la relación portadora/ruido requerida del sistema digital, que determina los niveles de potencia del transmisor, limitados por la necesidad de proteger los servicios existentes;
- las relaciones de protección cocanal y canal adyacente para servicios nuevos y existentes;
- la capacidad del sistema para proporcionar redes de frecuencia única, sean éstas locales, regionales o nacionales;
- la capacidad del sistema para proporcionar redes de frecuencia doble.

### **5.3 Técnicas de modulación**

#### **5.3.1 Consideraciones generales**

De los sistemas de modulación genéricos (BLR-*m*, MAQ-*m*, MDP-*m*, DAPSK-*m*) MDP-*m* requiere mayor potencia de transmisión (que puede agravar los problemas de planificación de canal) y, por lo tanto, no es conveniente. Los sistemas de modulación MAQ y BLR tienen requisitos de potencia y características de ruido similares.

Estos sistemas de modulación se pueden aplicar a una portadora simple modulada a velocidad de datos elevada o a un gran número de portadoras moduladas a velocidades relativamente bajas – es decir, el método de multiportadoras. En la actualidad, muchos estudios y actividades experimentales sobre la DTTB se centran en un sistema de portadora única que utiliza modulación BLR-8 y en sistemas de múltiples portadoras que utilizan modulación MAQ-16, MAQ-64 o también MAQ-256.

En ambos casos, la experimentación técnica aplicada se basa en la experiencia obtenida en otros campos. La experiencia con sistemas MAQ y MDP-4 de portadora única se obtuvo de aplicaciones en los campos de microondas terrenales y transmisión de satélite. Si bien la experiencia con sistemas de portadoras múltiples proviene de módems de alta frecuencia diseñados para aplicaciones telefónicas y militares se complementa actualmente con la experiencia obtenida en Europa con el sistema de radiodifusión sonora digital.

Debido a las rigurosas limitaciones de canal que pueden ocurrir en bandas de televisión de ondas métricas y decimétricas, las condiciones de transmisión para el sistema DTTB pueden ser considerablemente más difíciles que para transmisión de satélite o cable.

#### **5.3.2 Modulación de portadora única (SCM)**

Después de una prueba comparativa con el sistema de modulación MAQ se eligió el método para el sistema de portadora única propuesto por el servicio ATV de Estados Unidos de América, VSB-8 (banda lateral vestigial), pues, sobre una base técnica general, proporcionó mejores características de servicio en un entorno compartido con televisión analógica. Este método de modulación proporciona un medio para la transmisión de una señal de banda base de nivel ocho y alta velocidad binaria. En SCM, los efectos de trayectos múltiples son tratados por el sistema de recepción, a menudo con un ecualizador adaptable, como se indica a continuación.

### **5.3.2.1 Modulación BLR-8**

El sistema de modulación de portadora única BLR-8 es el siguiente: 19,29 Mbit/s aplicados en un canal de 6 MHz.

El tren de datos en serie está integrado por paquetes de datos MPEG compatibles de 188 bytes. Tras la aleatorización y el proceso de corrección de errores hacia delante, los paquetes de datos se formatean en tramas de datos para transmisión y se agrega sincronismo de segmento de datos y sincronismo de campo de datos.

Cada trama de datos consta de dos campos de datos, conteniendo cada uno 313 segmentos de datos. El primer segmento de datos de cada campo de datos es una señal de sincronización, que incluye la secuencia de orientación utilizada por el ecualizador en el receptor. Los 312 segmentos de datos restantes transportan cada uno el equivalente de los datos de un paquete de transporte de 188 bytes más su tara FEC asociada.

Cada segmento de datos comprende 832 símbolos. Los primeros cuatro símbolos se transmiten en forma binaria y proporcionan sincronización de segmento. Esta señal de sincronización de segmento de datos también representa el byte de sincronización del paquete de transporte compatible MPEG-2 de 188 bytes. Los 828 símbolos restantes de cada segmento de datos transportan datos equivalentes a los 187 bytes restantes de un paquete de transporte y su tara FEC asociada. Estos 828 símbolos se transmiten como señales de nivel 8 y, por tanto, transportan tres bits por símbolo. La velocidad de símbolo es 10,76 Msímbolo/s y la velocidad de trama de datos es 20,66 trama/s.

Para asistir al funcionamiento del receptor se incluye una portadora piloto a 310 kHz aproximadamente del extremo inferior de la banda.

La calidad de funcionamiento del sistema se basa en el concepto de la respuesta de un filtro Nyquist de coseno elevado y fase lineal en el transmisor y receptor concatenados. La respuesta del filtro del sistema es esencialmente plana en la totalidad de la banda, excepto en las regiones de transición de cada extremo de la banda. Debido a la naturaleza de la banda lateral vestigial de la señal transmitida, no se requiere la misma selectividad de borde en ambos lados, aunque este valor de parámetros debe ser aplicado consistentemente pues el receptor debe armonizar con el transmisor. El régimen de caída en el transmisor tiene la respuesta de un filtro de coseno de raíz elevada y fase lineal.

La supresión del canal adyacente adicional (además de lo obtenido por cancelación de banda lateral) se puede efectuar por medio de un filtro SAW de respuesta en amplitud plana y fase lineal. El exceso de energía de canal adyacente a la salida de la FI estará por debajo de 57 dB como mínimo de la potencia de la señal ATV deseada.

### **5.3.3 Modulación de múltiples portadoras (MCM)**

El sistema MCM propuesto más común es el de múltiplex con división en frecuencia ortogonal (MDFO).

#### **5.3.3.1 MDFO**

El concepto MDFO se basa en la difusión de los datos que han de ser transmitidos a través de un gran número de portadoras, cada una de ellas modulada a una velocidad binaria baja. En un múltiplex con división de frecuencia convencional, las portadoras se filtran individualmente para asegurar que no hay superposición espectral. Por lo tanto, no habrá interferencia intersímbolo entre portadoras pero el espectro disponible no se utiliza con máxima eficacia. Si, no obstante, se utiliza espaciado de portadora de modo que éstas son ortogonales sobre el periodo de símbolos, éstos

se pueden recuperar sin interferencia, aún con un grado de superposición espectral. Para máxima eficacia espectral, el espaciamiento de portadoras es igual a la recíproca del periodo del símbolo. El múltiplex de portadoras se puede generar digitalmente utilizando la transformada rápida de Fourier (TRF) inversa.

Las aplicaciones preferidas de la TRF tienden a estar basadas en los algoritmos de raíz 2 ó 4 o alguna combinación de raíz 2 y 4. Esta preferencia conduce al número de portadoras generadas en sistemas TRFO prácticos siendo alguna potencia de 2. Los ejemplos de sistemas se basan en 2048 (2k) portadoras y 8192 (8k) portadoras. Sin embargo, el número real de portadoras transmitidas es siempre menor que el número máximo posible, pues algunas portadoras en cada uno de los bordes del canal no se utilizan. Estas portadoras no utilizadas conforman una banda de frecuencias de guarda que permiten el filtro de FI práctico. Las portadoras activas llevan datos o información de sincronización. Para modular las portadoras activas se puede utilizar cualquier esquema de modulación digital, por ejemplo, MDP-4, MAQ- $n$  o DAPSK- $n$ , donde  $n$  es comúnmente 16 ó 64.

El sistema MDFO, debido a su naturaleza multiportadora, presenta periodos de símbolos relativamente largos, alrededor de 224  $\mu$ s en un sistema de 2k. Este periodo de símbolo largo proporciona un grado de protección contra la interferencia entre símbolos causadas por la propagación por trayectos múltiples. Sin embargo, esta protección se puede mejorar considerablemente mediante la utilización del intervalo de guarda, que es una extensión cíclica del símbolo. En términos simplistas, es una sección del comienzo del símbolo que se añade al final del mismo. Los intervalos de guarda para los sistemas 2k y 8k constituyen 1/32 del periodo de símbolo (7/28  $\mu$ s) 1/8 del periodo de símbolo (28/112  $\mu$ s) y 1/4 del periodo de símbolo (56/224  $\mu$ s) y 1/2 del periodo de símbolo (112/448  $\mu$ s). A medida que la proporción del símbolo utilizado para establecer el intervalo de guarda aumenta, la capacidad de transmisión disminuye. Sin embargo, si se utilizó un sistema con un mayor número de portadoras el periodo de símbolo aumentaría, y, por lo tanto, la misma proporción de intervalo de guarda daría una protección mayor en términos de tiempo absoluto. Por ejemplo, un sistema de 8k con un periodo de símbolo de 896  $\mu$ s y 1/4 de periodo de símbolo produce un intervalo de guarda de 224  $\mu$ s. Sin embargo, teniendo en cuenta que la cantidad de portadoras incide en la complejidad del receptor y en la capacidad de rastrear canales que varían en el tiempo, es necesario efectuar una solución de compromiso. En la Fig. 5.1 se muestra cómo se puede ubicar la ventana de muestreo TRF, que es equivalente al periodo de símbolo, dentro del símbolo e intervalo de guarda para reducir al mínimo la interferencia entre símbolos (ISI, *inter symbol interference*).

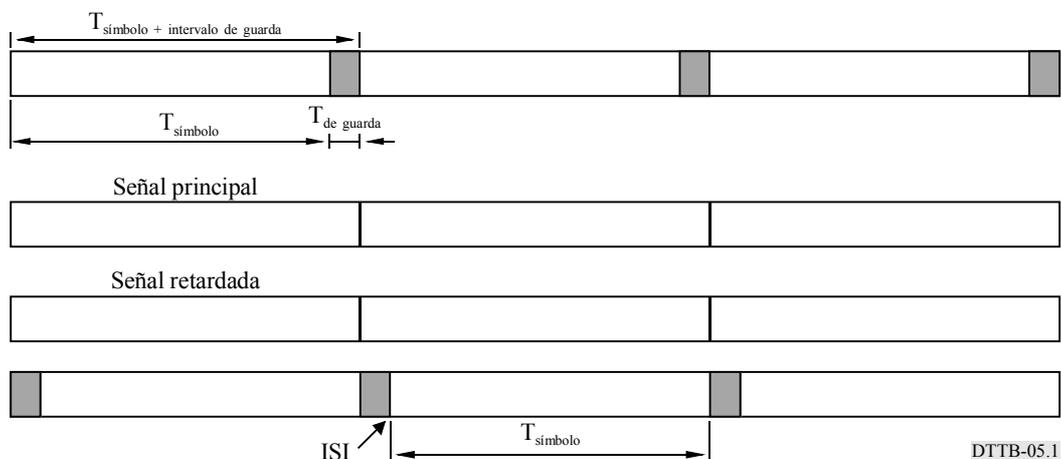


FIGURA 5.1  
Utilización del intervalo de guarda

El sistema MDFO acoplado con codificación de canal apropiada (codificación de corrección de errores) puede obtener un alto nivel de inmunidad contra la propagación por trayectos múltiples y contra la interferencia cocanal, por ejemplo, NTSC, PAL, SECAM. Los sistemas MDFO también ofrecen gran flexibilidad al organismo de radiodifusión pues la velocidad binaria está en función del nivel de protección, dependiendo de la naturaleza del servicio. Por ejemplo, puede ser posible la recepción móvil de la señal MDFO dada la debida consideración a factores que incluyen la velocidad del vehículo, espaciamiento de portadora, velocidad de datos y esquema de modulación, mientras que, para un servicio de recepción fija, se podrían utilizar esquemas de modulación de orden superior, y, en consecuencia, velocidades de datos elevadas.

Las señales del MDFO permiten también la posibilidad del funcionamiento de la red de frecuencia única (SFN). Esto se debe a la inmunidad de trayectos múltiples del MDFO. La operación SFN es posible cuando se emite exactamente la misma señal, en tiempo y frecuencia desde transmisores múltiples. En este caso en cualquier punto de recepción en la superposición de cobertura entre transmisores, las señales recibidas más débiles actuarán como ecos posteriores o ecos previos a la señal más fuerte. Sin embargo, si los transmisores están muy apartados el retardo de tiempo entre las señales recibidas será amplio y el sistema necesitará un gran intervalo de guarda.

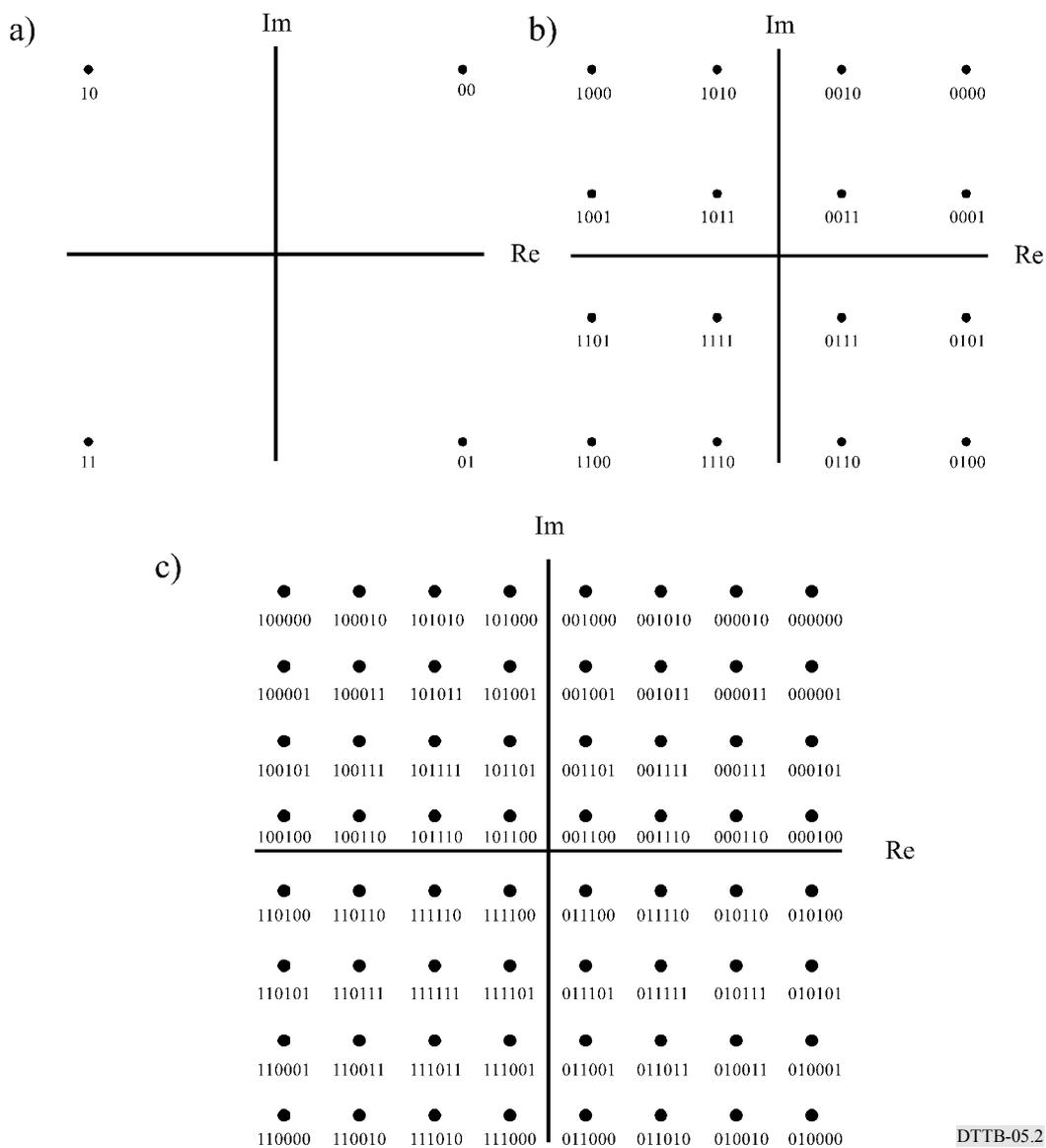
La selección de los parámetros principales del sistema MDFO está determinada por los requisitos para la operación SFN.

El espaciamiento de portadoras en un sistema MDFO es inversamente proporcional a la longitud del símbolo para obtener ortogonalidad, razón por la cual el número de portadoras en un canal se determina partir de la longitud de símbolo. Para obtener una velocidad binaria útil razonable, el intervalo de guarda máximo que se puede utilizar es de aproximadamente 1/4 de la longitud de símbolo activa. En una operación SFN, las señales procedentes de diversos transmisores que llegan fuera del intervalo de guarda producirán interferencia.

Existen dos técnicas de modulación digital principales posible para sistemas MDFO. La primer técnica utiliza modulación MAQ- $n$ , señales de sincronización y «pilotos esparcidos». La segunda técnica utiliza modulación DAPSK- $n$  y algunas portadoras pilotos continuas. Ambos sistemas transportan también información de señalización de parámetro de transmisión (TPS, *transmission parameter signalling*). La TPS lleva información acerca de la señal transmitida, por ejemplo, velocidad de código y tipo de modulación. En la Fig. 5.2 se ilustra un diagrama comparativo de diversas constelaciones de sistemas de modulación.

Si bien la utilización del intervalo de guarda elimina el efecto de la interferencia entre símbolos en condiciones de trayecto múltiples, no puede quitar el efecto del desvanecimiento selectivo en frecuencia. En estas condiciones la amplitud y fase de cada subportadora está distorsionada. Si el receptor MDFO debe modular coherentemente la señal es necesario ecualizar la fase y la amplitud de cada portadora. Esto se puede efectuar después de la TRF, utilizando un ecualizador simple. Este proceso se conoce como estimación e igualación de canal. Se proponen diversas técnicas para estimar el canal y por tanto, igualar la señal para MAQ y DAPSK. El sistema MAQ- $n$  utiliza un conjunto de pilotos dispersos en los dominios del tiempo y la frecuencia con interpolación de filtrado para estimar la respuesta de canal. El sistema DAPSK- $n$  calcula la respuesta de canal para cada portadora a partir de los datos que utilizan técnicas de filtrado recurrentes simples para estimar y corregir los errores de fase y amplitud. Otra técnica que no requiere la utilización de portadoras piloto es la de estimación y demodulación del canal de realimentación con decisión filtrada. Se trata de un símbolo MDFO basado en un esquema de estimación rápida de canal que se puede adaptar sin demoras a variaciones de canal. En razón que los pilotos no se utilizan, se puede obtener mayor eficacia de espectro.

En el caso de desvanecimiento selectivo en frecuencia, o cuando una señal MDFO está sujeta a interferencias, algunas portadoras estarán afectadas en mayor medida que otras. En la Fig. 5.4 se muestra que en el caso de desvanecimiento selectivo en frecuencia, la relación  $S/N$  será menor en algunas portadoras que otras. En el caso de la interferencia cocanal, las portadoras cercanas a las de imagen y sonido analógicas experimentarán una señal interferente mucho mayor que las que se presentan en otra parte de la señal MDFO. La estimación de estado de canal es el proceso para determinar en qué medida se afecta cada portadora por la combinación de desvanecimiento e interferencia selectiva en frecuencia. Esta información sobre estimación del estado de canal puede pasar al subsistema de corrección de errores que puede utilizarla para modificar la información de decisión sobre soporte lógico para cada bit de datos recuperado. El algoritmo de decodificación de Viterbi, como se especifica en el decodificador interno del subsistema de corrección de errores está perfectamente adecuado para hacer uso de la información sobre decisión de soporte lógico generado por el subsistema de estimación de estado de canal.



DTTB-05.2

FIGURA 5.2  
Comparación de constelaciones de estado de modulación

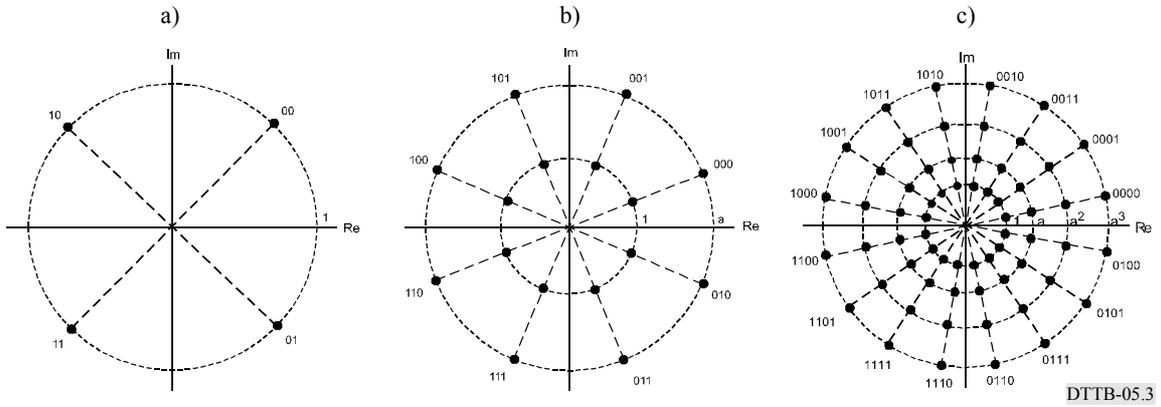
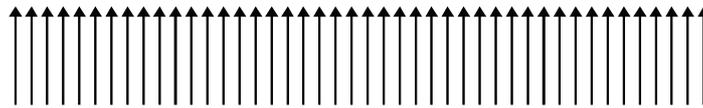
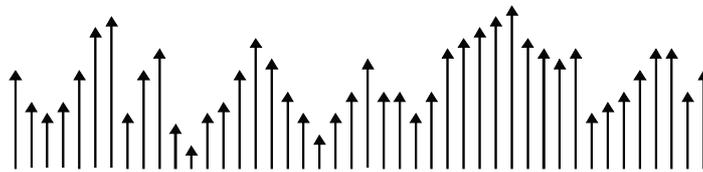


FIGURA 5.3  
Diagramas de constelaciones de a) DQPSK, b) 16-DAPSK y c) 64-DAPSK



Amplitud de la portadora antes del desvanecimiento



Después del desvanecimiento

DTTB-05.4

FIGURA 5.4  
Incidencia del desvanecimiento selectivo en frecuencia sobre la amplitud de la portadora

El Cuadro 5.1. proporciona una selección típica de las características de los sistemas MDFO en un canal de 8 MHz con intervalos de guarda adecuados. Los valores que figuran en las columnas velocidad de transferencia de datos vienen dados en Mbit/s.

CUADRO 5.1

**Comparación de sistemas para la decodificación por decisión programable  
(C/N requerida para  $BER = 2 \times 10^{-4}$  después del decodificador de Viterbi)**

Velocidad de código	MAQ-4 <sup>(1)</sup>				MDP-4D			
	Velocidad de datos <sup>(2)</sup>	Canal AWGN	Canal de Rice	Canal de Rayleigh	Velocidad de datos	Canal AWGN	Canal de Rice	Canal de Rayleigh
1/2	4,7	2,7	3,2	4,6	5,4	5,4	6,0	7,4
2/3	6,3	4,3	4,8	7,0	<b>7,1</b>	<b>7,1</b>	<b>7,9</b>	<b>10,8</b>
3/4	<b>7,1</b>	<b>5,3</b>	<b>5,9</b>	<b>9,7</b>	8,1	8,1	9,1	13,3
	MAQ-16 <sup>(1)</sup>				DAPSK-16			
1/2	9,4	8,2	8,8	10,8	10,8	13,5	14,0	16,2
2/3	12,5	10,5	11,0	14,3	<b>14,3</b>	<b>16,0</b>	<b>16,5</b>	<b>19,2</b>
3/4	<b>14,1</b>	<b>11,5</b>	<b>12,3</b>	<b>16,5</b>	16,1	17,3	17,7	21,0
	MAQ-64 <sup>(1)</sup>				DAPSK-64			
1/2	14,1	13,5	14,1	16,0	16,1	18,4	19,2	21,2
2/3	18,8	15,7	16,4	19,6	<b>21,5</b>	<b>21,5</b>	<b>21,8</b>	<b>24,3</b>
3/4	<b>21,2</b>	<b>17,3</b>	<b>17,9</b>	<b>22,2</b>	24,2	22,8	23,5	26,8

<sup>(1)</sup> Para el sistema MAQ se ha utilizado estimación de canal perfecta.

<sup>(2)</sup> La velocidad de transferencia de datos para el sistema MAQ-*m* se calcula en condiciones que se utilice estimación de canal real. Para células pilotos y símbolos de sincronización se ha tomado una tara de 12,4%.

Mediante la inserción de portadoras piloto difundidas en tiempo y frecuencia, el receptor puede utilizar interpolación de tiempo y frecuencia para seguir las modificaciones de las condiciones del canal. Las portadoras piloto también se pueden utilizar en el receptor para la corrección de errores de fase.

### 5.3.3.2 MDFO con transmisión de banda segmentada

No es necesario que las portadoras en un conjunto MDFO sean contiguas. Es posible omitir algunas portadoras en una disposición continua con el objeto de reducir al mínimo la interferencia a una señal analógica de cocanal distante o procedente de la misma. Una señal MDFO se puede segmentar y combinar en una banda de frecuencias manteniendo su condición ortogonal. La «transmisión en banda segmentada» propuesta es un ejemplo de cómo puede aplicarse la tecnología para proporcionar flexibilidad en la utilización de frecuencia (y así hacer uso de las ranuras de canal vacantes en una banda congestionada) y proporcionar posibilidad de ampliación para sistemas futuros.

#### 5.4 Codificación de canal (codificación de corrección de errores)

Para reducir errores en sistemas de modulación de portadora única y portadoras múltiples se puede utilizar codificación de canal adecuadamente diseñada.

Para SCM, se transmite generalmente una secuencia de orientación para asistir a la convergencia del ecualizador adaptable y a la sincronización del sistema. Para MCM, se transmite generalmente señales de referencia para obtener información de estado del canal para asistir la igualación y sincronización en el dominio de la frecuencia.

Para obtener una calidad de funcionamiento adecuada en un punto umbral ATV de relación portadora/ruido de 15-16 dB, se requiere un sistema de codificación concatenado que alcance una BER de  $10^{-11}$  en un canal gaussiano. En el método de codificación concatenado se emplean dos niveles de corrección de error: un código de modulación «interno» y un código de corrección de errores de símbolos «externo». Los intercaladores y desintercaladores también se utilizan para explotar plenamente la capacidad de corrección de errores de los códigos FEC.

La presencia de diversas fuentes de interferencia requiere generalmente la utilización de estrategias de codificación de errores muy elaboradas que contienen grandes profundidades de intercalación. Se pueden usar para este fin códigos simples o concatenados.

Los esquemas de codificación concatenada para la corrección de errores se componen de un código interno, un esquema de intercalación y un código externo. Todas las partes del esquema de codificación concatenada necesitan ser diseñadas conjuntamente de modo tal de producir un sistema de codificación general que esté bien adaptado para la utilización en el canal terrenal. Por esta razón, es conveniente tratar el código concatenado como una entidad y no dividir los códigos interno y externo en subpartes de fuente y canal.

En esta etapa de desarrollo, los códigos Trellis son los que se proponen más comúnmente para modulación interna. Se han propuesto relaciones de códigos de 2/3, 3/4 ó 7/8. Una alternativa puede ser un código turbo más complejo que puede suministrar una tasa de velocidad de transferencia de datos más baja para un determinado nivel de protección de error.

Con relación al código de corrección de errores externo, hay una tendencia emergente en la utilización de códigos Reed-Solomon. Si bien los proponentes de sistemas han propuesto diversas longitudes de bloque y distancias de corrección se estimó realista considerar que una gama de códigos Reed-Solomon sea procesada por un solo circuito integrado, apropiadamente diseñado y que podría proporcionar un adecuado punto para la normalización.

Para codificación exterior la mayoría de los sistemas considerados para utilización en el entorno DTTB emplean el método Reed-Solomon. El sistema para 6 MHz utiliza Reed-Solomon a (207,187). Los otros sistemas utilizan Reed-Solomon a (204,188). Las futuras aplicaciones pueden utilizar otras estructuras Reed-Solomon.

Como se indicó anteriormente la presencia de diversas degradaciones en el canal requiere la utilización de una estrategia de codificación de errores muy especial. Sin embargo, ha sido ya especificado un subsistema de codificación de error para los sistemas europeos de cable y satélite. Para asegurar la máxima uniformidad de receptores el sistema MDFO europeo ha decidido utilizar la misma corrección de errores que el sistema de línea base de satélite DVB con el agregado de un intercalador de frecuencias interior. Por lo tanto, se propone una estrategia Reed-Solomon que utiliza un algoritmo Viterbi concatenado con un intercalador entre códigos.

El intercalador interno intercala símbolos TRF. Funciona sobre un símbolo TRF por vez y es, por tanto, un intercalador de frecuencias solamente. El intercalador actúa sobre una base estructural de bits e intercala bits entre símbolos modulados en las portadoras MDFO. El propósito del intercalador interno es mejorar la calidad de funcionamiento del sistema cuando el canal está sujeto a desvanecimiento selectivo de canal o interferencia cocanal. El intercalador debe distribuir conglomerados de errores causados por portadoras con relaciones  $S/N$  o  $S/I$  relativamente bajas.

El código interior de corrección de errores es un código convolucional, conforme a la especificación de línea base de satélite, que puede ser decodificado utilizando el algoritmo de decodificación de Viterbi. El código interno puede ser perforado para aumentar la capacidad de datos disponibles. Los índices y modelos de perforación están definidos en la especificación de línea base de satélite de DVB. La utilización de estimación de estado de canal y la información de decisión de soporte lógico obtenida de los puntos de datos recibidos puede mejorar significativamente la calidad de funcionamiento de transmisión. La información sobre el estado del canal se puede obtener de diversas maneras, por ejemplo utilizando la información de igualación de amplitud generada para demodular coherentemente cada portadora MDFO.

Si la capacidad del algoritmo de Viterbi para corregir los errores de canal se rebasa, producirá ráfagas de errores. Por lo tanto, el código externo debe ser adecuado para corregir ráfagas de errores. Para esta tarea se han especificado códigos Reed-Solomon (RS). El código RS particular elegido es un código ( $k = 188$ ,  $n = 204$ ). Estos códigos utilizan símbolos de 8 bits (bytes). Se utiliza una palabra de código de longitud  $n$  que contiene  $k$  bytes de datos y  $n-k$  bytes redundantes. La velocidad de código  $R$  es, por lo tanto,  $k/n$  y el código normalmente proporciona la capacidad para corregir  $t = (n-k)/2$  bytes con errores que en el caso de (204,188) significa que se pueden corregir hasta 8 bytes con errores.

Considerando que la ráfaga de errores a la salida del decodificador Viterbi afectará, generalmente, a más de un byte, se emplea intercalado adicional entre los códigos interior y exterior. Este intercalador, que también satisface la especificación de línea de base de satélite DVB, es un elemento de tipo convolucional que intercala bytes de datos.

Los esquemas de codificación simples de corrección de errores pueden reducir la escala de intercalación de la memoria de acceso arbitrario (RAM) y permitir la reducción en los costos de los decodificadores. Algunos códigos de bloques tienen características casi similares a las de códigos concatenados y se dispone de integración a gran escala de decodificación apropiada.

## **5.5 Comparación de las primeras aplicaciones de sistemas de portadora única y portadoras múltiples**

En SCM, la información que conlleva datos se utiliza para modular una portadora que ocupa el canal de RF entero. En MCM, se utilizan símbolos modulados en MAQ para modular múltiples portadoras de baja velocidad de transferencia de datos que se transmiten simultáneamente.

Existen dualidades del dominio frecuencia/tiempo convenientes entre MCM y SCM. El sistema MCM se puede considerar como una técnica en el dominio de la frecuencia mientras que el sistema SCM como una técnica en el dominio del tiempo.

Una ramificación de la dualidad frecuencia/tiempo es que, para evitar la interferencia entre símbolos para SCM, se debe reservar parte del espectro para conformación de impulsos (en el dominio de la frecuencia), mientras que para MCM se deben insertar intervalos de guarda (en el dominio del tiempo).

Para canales SCM con distorsión de trayectos múltiples, se transmite generalmente un mecanismo de orientación que sirve de ayuda a la convergencia del compensador adaptable y sincronización del sistema. Asimismo, un compensador adaptable y una antena direccional de alta ganancia pueden reducir las repercusiones de las interferencias de la DTTB cocanal y de televisión analógica.

Para MCM, se transmiten usualmente portadoras piloto para obtener información de estado de canal para igualación y sincronización en el dominio de la frecuencia. Los sistemas SCM y MCM tienen características comparables de la BER cuando el ruido del canal es gaussiano y blanco aditivo.

Para un sistema MCM la utilización de un intervalo de guarda puede casi eliminar la interferencia entre símbolos, pero también reduce el caudal de datos. Para reducir al mínimo las pérdidas del caudal de datos se debe aumentar el tamaño de la TRF. Sin embargo, el tamaño de la TRF está limitado por la velocidad de procesamiento de la señal digital, como así también el costo y el ruido de fase del receptor. Para equilibrar la selectividad de frecuencia del canal, se puede utilizar un compensador en el dominio de la frecuencia de una derivación en combinación con la decodificación Viterbi de decisión de soporte lógico que utiliza información sobre el estado del canal. La eficacia de intercalación es también crucial para la calidad de funcionamiento del sistema. Actualmente, continúan los estudios sobre códigos óptimos para sistemas MAQ-MDFO de orden superior.

Aún se debe determinar el rendimiento de los sistemas SCM y MCM en condiciones de limitación de ruido combinado, interferencia de televisión analógica cocanal y fuerte distorsión por trayectos múltiples.

### **5.5.1 Interferencia de impulsos**

Para interferencia de impulsos de baja potencia, los sistemas de portadoras múltiples son más resistentes a la interferencia de impulsos, pues ésta puede ser promediada en la totalidad del bloque TRF. Por otra parte, se expandirá por el proceso MDFO una ráfaga de interferencia breve pero de alta potencia que producirá fuerte interferencia a una serie de periodos de símbolos equivalentes a la duración del impulso a través de todas las portadoras. Esto puede corresponder a un número importante de errores. Sin embargo, los resultados de ensayos en condiciones reales han mostrado que, con intercalación y corrección de errores adecuados, este tipo de interferencia no constituye un problema serio.

Los sistemas de portadora única son sensibles a los impulsos en el dominio del tiempo tales como interferencias o descargas eléctricas y encendido de automotores.

### **5.5.2 Distorsión por trayectos múltiples**

En situaciones de recepción típicas de DTTB, la propagación por trayectos múltiples causada por reflexiones o no homogeneidades en el medio de propagación, producirá interferencias entre símbolos al tren de datos recibido no procesado. La recepción por trayectos múltiples también se manifiesta como desvanecimiento selectivo en frecuencia dentro del canal.

Para SCM, la interferencia entre símbolos, si no es corregida, producirá la limitación de altura del diagrama en ojo y un aumento de la relación portadora/interferencia mínima en el que el sistema puede funcionar.

Para sistemas SCM prácticos se utiliza un compensador adaptable (por lo general un compensador de decisión por realimentación) para reducir al mínimo los efectos de la distorsión por trayectos múltiples. Para su funcionamiento es necesario una secuencia de orientación para reducir ligeramente el caudal de datos. Un compensador adaptable también puede converger sin una

secuencia de orientación empleando una técnica de compensación simulada. Sin embargo, cualquier compensador adaptable aumentará el umbral de ruido del sistema con la presencia de trayectos múltiples (los compensadores adaptables también pueden reducir las repercusiones de la interferencia cocanal y de canal adyacente).

Los sistemas de portadora única son resistentes al desvanecimiento selectivo en frecuencia debido a que éste sólo afecta una pequeña parte de la anchura de banda en la que se recibe energía de la señal.

Los sistemas de portadoras múltiples se pueden diseñar para incluir un «intervalo de guarda» que permita que la interferencia entre símbolos (debido a la recepción por trayectos múltiples) sea casi eliminada en una amplia gama de tiempos de retardo por trayectos múltiples.

Hay dos casos importantes de utilización de los intervalos de guarda para reducir la interferencia entre símbolos en situaciones de trayectos múltiples. En primer lugar, cuando los trayectos múltiples se producen como resultado de reflexiones y falta de homogeneidad en los medios de transmisión. En este caso, se pueden encontrar retardos por multitrayectos relativamente cortos, por ejemplo de hasta 50  $\mu$ s aproximadamente. En segundo lugar, si se emplean repetidores activos en el canal como parte de un concepto de SFN, se pueden encontrar retardos por trayectos múltiples de mayor duración. (La duración de los retardos por multitrayecto SFN dependerá del espaciamiento del transmisor.)

El inconveniente de utilizar intervalos de guarda largos, (que pueden ser requeridos cuando se consideran los requisitos de ubicación reales de la red del transmisor existente) es que, para una duración de símbolo total fija, un aumento del intervalo de guarda reducirá el caudal de datos en proporción a la relación del intervalo de guarda con respecto a la duración total del símbolo. Para evitar la pérdida de caudal, se deberá aumentar el tamaño de la TRF utilizado en el sistema MCM. Esto producirá una mayor duración total del símbolo y una mayor cantidad de portadoras más estrechamente espaciadas dentro del canal. El incremento de tamaño de la TRF requiere la utilización de chips de procesamiento (sean procesadores de conductos o DSP) que sean más veloces y tengan mayor capacidad de memoria. Sin embargo, desde el punto de vista de los requisitos de la TRF, las aplicaciones de hasta 8000 portadoras están dentro del alcance de la tecnología actual. No obstante, los requisitos de ruido de fase del receptor determinado por sistemas con una cantidad de portadoras muy numerosa son más rigurosos. Se ha informado que las tecnologías de los receptores de usuario actuales pueden proporcionar el funcionamiento satisfactorio de sistemas de hasta 8000 portadoras. El diseño de sistemas de portadoras múltiples también debe considerar los efectos del desvanecimiento selectivo en frecuencia. Aún cuando se utilizan intervalos de guarda para invalidar la interferencia entre símbolos, puede aún existir desvanecimiento dentro de banda que podría causar una severa distorsión de amplitud y/o fase a las señales MAQ de orden superior. Por ejemplo, si un eco muy fuerte (0 dB) está presente en un sistema MDFO **no codificado** puede aumentar la potencia de las 2/3 portadoras MDFO mientras que disminuye la potencia de la restante. Sin embargo, el efecto de las portadoras que sufren una disminución de potencia importa más que el efecto positivo de las que reciben un incremento, y se obtendría una BER total de  $10^{-1}$  aproximadamente aún cuando la relación portadora/ruido fuera de 12 dB o mayor. La situación de un sistema de portadoras múltiples **codificado** cambia considerablemente. Si se puede medir la respuesta de frecuencia del canal (por ejemplo utilizando una secuencia de orientación) es posible asignar eficazmente una relación  $S/N$  a cada portadora MDFO. Esta información de estado del canal se puede comunicar al sistema de corrección de errores, donde se puede utilizar para mejorar considerablemente la calidad de funcionamiento del sistema en presencia del eco.

El sistema se pone en ejecución más fácilmente utilizando códigos convolucionales y un decodificador Viterbi de decisión flexible.

Como ejemplo de la posible mejora, se consideró el fallo de un sistema no codificado (decodificador Viterbi que sufre una BER de  $10^{-4}$ ) en presencia de un eco de  $-4,5$  dB pero con la adición del coeficiente de  $3/4$  de codificación convolucional ( $k = 7$ ) con estimación de estado del canal, el sistema pudo funcionar en un nivel de eco de  $0$  dB. En la actualidad continúan los estudios para establecer los códigos MAQ-MDFO óptimos. Los temas de estudio incluyen los tipos de códigos apropiados y la determinación de los factores de intercalación adecuados. Una de las claras ventajas del sistema MCM sobre el sistema SCM con un compensador adaptable es que el MCM es menos sensible a variaciones de retardo, siempre que los trayectos múltiples estén dentro de los intervalos de guarda y que el intercalador pueda separar eficazmente la señal con desvanecimiento. El ecualizador adaptable se comporta mejor con trayectos múltiples de retardo breve y es menos efectivo con trayectos múltiples de retardo largo. Por lo tanto, la técnica de modulación MCM puede ser un buen sistema para redes de frecuencia única.

### 5.5.3 Interferencia cocanal de la televisión analógica

Los sistemas de portadora única son resistentes a la interferencia de tono pues la energía de la señal se difunde sobre todo el espectro radioeléctrico.

Para un sistema de portadora única, se puede utilizar compensación adaptable para reducir la severidad de la interferencia de televisión analógica cocanal.

Otro método para sistemas de portadora única, es utilizar filtros de característica en peine para crear muescas en el espectro en el receptor que se ajusta con las frecuencias de las portadoras interferentes no deseadas.

Los sistemas de portadoras múltiples pueden ser sensibles a la interferencia cocanal en razón de la energía muy baja en cada portadora. El sistema MCM es especialmente vulnerable al espectro no plano de la televisión analógica cocanal, pues las portadoras ubicadas cerca de las frecuencias de luminancia, crominancia y portadora de audio pueden sufrir con fuertes interferencias.

Un método para evitar este problema es suprimir del conjunto de portadoras múltiples las portadoras probables de sufrir interferencia. Sin embargo, el inconveniente de este método es que los datos que transfieren la capacidad de las portadoras suprimidas se pierden en todos los puntos de la zona de cobertura de la DTTB, aún en aquellas ubicaciones en las que la interferencia cocanal o de canal adyacente no constituyen un problema. Este método no se debería descartar indiscriminadamente, en particular en casos difíciles de canal compartido, pues la selección cuidadosa de un pequeño número de portadoras (principalmente alrededor de la portadora de imagen interferente) para supresión podría producir un beneficio de hasta  $10$  dB aproximadamente con sólo una pequeña proporción de pérdida de datos.

Un segundo método que evita este inconveniente es aplicar codificación de error al sistema de portadoras múltiples. Como en el caso de la codificación para mejorar la calidad de funcionamiento del sistema de portadoras múltiples en presencia de múltiples trayectos, es necesario estimar que el estado del canal -es decir, la magnitud de interferencia en cada portadora. Una manera de llevar esto a cabo es desconectar el MDFO durante breves periodos y medir la energía de la interferencia. Para combatir la interferencia producida por la televisión analógica cocanal se puede utilizar un dispositivo de intercalación y un elemento de estimación de canal combinado con un algoritmo de decodificación por decisión programable. Utilizando esta técnica en un sistema MDFO real se ha informado que en un extenso ensayo en condiciones reales, se obtuvieron fácilmente relaciones de protección mejores que  $0$  dB. Asimismo, se debe señalar que en zonas de emplazamientos donde no hay interferencias de canal común o canal adyacente, la codificación de errores proporciona un nivel residual de capacidad de corrección errores que mejorará la elasticidad del sistema frente a otras interferencias.

#### 5.5.4 Cuestiones sobre la relación potencia de cresta/potencia media

Las modulaciones de portadora única y portadoras múltiples tienen esencialmente un espectro similar al ruido. Para la modulación de portadora única, la relación potencia de cresta/potencia media depende del régimen de caída del filtro. Un régimen de caída rápido (que tendrá eficacia espectral superior) producirá una relación potencia de cresta/potencia media más elevada. Se ha comunicado que para el 99,99% del tiempo, la relación potencia de cresta/potencia media de un sistema de portadora única BLR-8 simulada es de 6,9 dB o menor. (Se pueden obtener valores inferiores si se aplican limitación de crestas pero en este caso se producirá un nivel incrementado de energía de canal de adyacente que puede bien requerir filtrado adicional del transmisor.) Algunos sistemas ATV pueden aprovechar la configuración asimétrica de los filtros de entrada del receptor de televisión analógica para transmitir más energía o para aplicar una portadora piloto (que mejora la resistencia del sistema con relaciones portadora/ruido bajas) sin aumentar la interferencia cocanal.

Se hace notar asimismo que los sistemas de portadoras múltiples con un espectro plano y un elevado número de portadoras se puede modelar como distribuciones gaussianas. En el Cuadro 5.2 figuran los datos medidos en las relaciones potencia de cresta/potencia media de una señal múltiple con división en frecuencia ortogonal codificada (MDFOC).

CUADRO 5.2

#### Mediciones de la relación potencia de cresta/potencia media

Relación potencia cresta/potencia media (%)	(dB)
99	6,5
99,5	7,0
99,9	8,2
99,99	9,5
99,999	10,3

Nivel de la señal deseada: -10 dBm

Si se limita al valor de 95% se aplica una penalidad  $E_s/N_0$  menor de 0,25 dB para BER de  $10^{-3}$ . Sin embargo, los efectos sobre las necesidades de filtrado de canal adyacente serán objeto de posterior estudio. Si en el sistema de portadoras múltiples se utiliza con formación de espectro, se puede obtener una ganancia de algunos dB más pero, por supuesto, esto reducirá la velocidad de transferencia de datos efectiva del sistema de portadoras múltiples.

#### 5.6 Cuestiones de cobertura

Una cuestión que puede ser de interés para los diseñadores de sistema al aplicar un sistema de modulación para un servicio DTTB es la posibilidad de una transición repentina entre «servicio perfecto» y «sin servicio» en una gama muy pequeña de variación de la señal recibida. Esta pequeña variación se podría producir con la hora del día, las condiciones de propagación, la estación del año u otros factores más difíciles de predecir tal como la trepidación de la señal causada por el paso de una aeronave o vehículo espacial o el movimiento de la antena receptora con el viento. Hay una serie de métodos posibles para abordar este asunto.

### 5.6.1 Transmisión jerárquica

La mayoría de los sistemas DTTB ensayados hasta ahora utilizan sistemas de modulación no jerárquicos diseñados para recepción fija. Tienen todos un efecto de umbral agudo en el margen de la zona de cobertura. Desde el punto de la teoría de la información, el canal DTTB difiere de la comunicación punto a punto en que las capacidades del canal varían con la ubicación del receptor. Cuanto más alejado está el receptor del transmisor, menor será la capacidad del canal. El diseño de un sistema jerárquico puede mejorar el servicio en la zona de recepción marginal. Para receptores más cercanos al transmisor, las capacidades de canal no se explotan en su totalidad en un sistema no jerárquico. Los sistemas de modulación jerárquicos están en estudio como un enfoque posible a este problema.

Hay quienes consideran que un sistema de codificación con resolución múltiple puede ser ventajoso para la DTTB en tanto sea apto para proporcionar un rendimiento DTTB que se degrada gradualmente mientras se reducen los niveles de la señal recibida. Si bien la finalidad está, en principio, generalmente soportada, se ha argumentado que, con codificación de origen corriente, se necesita una velocidad de datos combinada superior para obtener esta funcionalidad agregada y que esta no es deseable debido al aumento de complejidad del receptor y puede requerir la utilización de un sistema de modulación de eficacia espectral superior (que tendrá menor característica de ruido). Si bien este tema está aún en estudio será tratado aquí desde el punto de vista de sus repercusiones para la selección del método de portadora única o bien de portadoras múltiples.

La cuestión principal se refiere a la capacidad de datos de canal.

Para sistemas de portadoras múltiples, se puede obtener un esquema de modulación en capas mediante uno o más de los siguientes procedimientos:

- asignar grupos de portadoras de diferentes capas de codificación de modo que la capa o capas inferiores tengan un nivel superior de corrección de errores que la capa o capas superiores;
- asignar grupos de portadoras a diversas capas de codificación y utilizar formatos de modulación más resistentes (por ejemplo MDP-4) para portadoras asignadas a la capa o capas inferiores y códigos menos resistentes (por ejemplo MAQ-16) para portadoras asignadas a la capa o capas superiores;
- codificación con resolución múltiple donde para los grupos de capas de codificación inferior de estados de modulación, las constelaciones se consideran como un estado de modulación simple (por ejemplo cuatro estados de un modulador de resolución múltiple MAQ-64 podría ser tratado como un estado único de un decodificador de MAQ-16 de resolución inferior).

Otros procedimientos para sistemas de modulación de múltiples capas pueden ser también posibles.

Para sistemas SCM que utilizan modulación MAQ, se puede obtener transmisión estratificada utilizando modulación de constelación no separada por igual y codificación de canal diferente.

En un sistema de modulación VSB de portadora única se puede obtener modulación por capas, con alguna reducción de la capacidad de datos total, mediante la transmisión de una mezcla de símbolos BLR-4 y BLR-8 en un multiplex por división de tiempo.

### **5.6.2 Sistemas de múltiples transmisores**

Otro método es utilizar repetidores de canal para ampliar o cubrir la zona servida en áreas donde tiene lugar la transición «servicio perfecto»/«sin servicio». En un sistema DTTB podría ser posible añadir repetidores sin requerir el uso de nuevas frecuencias de transmisión. Este es el concepto ya mencionado de red de frecuencia única (SFN). En ese caso, la señal de canal común del transmisor principal se procesa como si fuera interferencia cocanal. A condición que el retardo esté dentro del intervalo de guarda del sistema se puede obtener una transición sin discontinuidad en la cobertura.

Los sistemas SFN que utilizan igualadores adaptables y los sistemas MCM que utilizan intervalos de guarda pueden soportar SFN.

En ambos casos, la utilidad práctica de aplicar estas redes dependerá de los niveles de las señales de múltiples trayectos deseada e indeseada que el equipo de recepción pueda cancelar.

#### **Comentarios generales**

Para resumir, los sistemas SCM y MCM son dos técnicas de modulación prometedoras que ofrecen características comparables en un canal de ruido gaussiano. La mejor razón valor de cresta/valor medio de SFM puede reducir la potencia de salida requerida del transmisor. Se utiliza codificación de canal para reducir la vulnerabilidad a un amplio margen de degradaciones. El sistema MCM es menos sensible a la variación de retardos por múltiples trayectos (dentro del intervalo de guarda) y puede ser preferido para la operación en frecuencia única.

Como se trató anteriormente, las técnicas de portadora única y portadoras múltiples que se encuentran en estudio en diversos países, proporcionan características comparables en muchas áreas y también algunas ventajas o inconvenientes particulares. Puede ser entonces posible utilizar esas técnicas o bien crear una norma común que proporcionará velocidades de transferencia de datos diferentes para las diversas anchuras de bandas disponibles.

## CAPÍTULO 6

### CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS SISTEMAS

#### 6.1 Sistema ATSC

El sistema ATSC fue diseñado específicamente para permitir que se agregue un transmisor digital adicional a cada transmisor NTSC existente en Estados Unidos de América, con cobertura comparable y perturbación mínima al servicio NTSC existente en términos de cobertura de superficie y población. Esta capacidad se satisface e incluso se supera.

El sistema es muy eficiente y capaz de funcionar en condiciones variables, por ejemplo disponibilidad de canal libre o, como se aplica en Estados Unidos de América, limitado a disponer 1600 canales adicionales en un espectro ya congestionado y recepción con antena de techo o portátil.

El sistema también fue diseñado para ser inmune a múltiples trayectos y ofrecer eficacia de espectro y facilidad de planificación de frecuencia.

Las señales que conforman el sistema ATSC se pueden propagar por cable y la industria de fabricación de cables de los Estados Unidos de América está iniciando la conversión al sistema digital. El modo ATSC BLR-16 es adecuado para cable pues puede duplicar la capacidad en este medio de distribución. El sistema ATSC ha sido ensayado y demostró poder desempeñarse fiablemente sobre satélite a la misma velocidad binaria o superior.

Como se señaló en la introducción de este Manual, el sistema ATSC se diseñó para permitir que se agregue un transmisor digital adicional a cada transmisor NTSC existente en Estados Unidos de América con cobertura comparable y perturbación mínima para el servicio NTSC existente en términos de cobertura de superficie y población. Como se mencionó en los puntos pertinentes (SD o HD), se pueden obtener variaciones en los formatos de programas, y hay una gran posibilidad para servicios basados en datos utilizando la capacidad de transmisión de datos oportunista del sistema. El sistema puede dar cabida a recepción fija (o posiblemente portátil) sin pérdidas resultante de la carga única.

#### 6.2 Sistema DVB-T

El sistema DVB-T fue esencialmente diseñado con flexibilidad incorporada a fin de poderse adaptar a todos los canales: es capaz de recibir buena señal no sólo con canal libre sino también con planificación intercalada, y aún con operación cocanal para difusión de programas por diferentes transmisores (redes de frecuencia única).

Permite también flexibilidad de servicio con la posibilidad de recepción por antena de techo y, si se desea, recepción con equipos portátiles. Para modulación MDP-4 y modulación de orden superior es posible la recepción con equipos móviles, probado por extensas mediciones de laboratorio y pruebas de aplicación práctica en diferentes condiciones de canal.

El sistema fue también diseñado para ser resistente frente a la interferencia de señales con retardo, sean ecos procedentes del terreno o edificios o señales de transmisores distantes en una red de frecuencia única, una nueva herramienta que permite mejorar la planificación del servicio de televisión a través de una mayor eficacia de espectro, que es necesaria en el caso de espectro particularmente congestionado como sucede en Europa.

Las señales del Sistema DVB-T también se pueden transmitir por cable. Sin embargo, la especificación de DVB-T es parte de una familia de especificaciones que también incluye la operación por satélite (DVB-S) y por cable (DVB-C). Todas ellas utilizan codificación MPEG-2 para vídeo y audio y tipo de multiplexión MPEG-2, como así también tienen características en común en la estrategia de protección de errores que se ha de utilizar. La diferencia principal es el método de modulación que es propio de la portadora pertinente (satélite, cable o terrenal). La capacidad de datos disponible, es también diferente, pues el cable y el satélite permiten velocidades binarias más elevadas. Sin embargo, es posible transferir programas de una portadora a otra siempre que se disponga de la velocidad binaria adecuada.

El Sistema DVB-T presenta una serie de parámetros seleccionables, que permiten dar cabida a una amplia gama de la relación portadora/ruido y comportamiento de canal que admite la recepción fija, portátil o móvil, con el compromiso en la velocidad binaria utilizable. En el Cuadro 6.1 se resumen las posibilidades del sistema. La gama de parámetros permite a los organismos de radiodifusión seleccionar el modo adecuado a la aplicación prevista. Por ejemplo, es necesario disponer de un modo muy sólido (con carga útil relativamente baja) para asegurar la recepción portátil. Cuando la planificación de servicio utiliza canales entrelazados se podría utilizar un modo moderadamente sólido con carga útil más elevada. Si se dispone de un canal libre para radiodifusión de televisión digital se pueden utilizar los modos de menor solidez con las cargas útiles más elevadas.

Esto destaca la flexibilidad específica del Sistema DVB-T, que permite al usuario adaptar el sistema a las necesidades individuales utilizando el modo más apropiado entre los diversos modos posibles de operación propuestos.

La discusión completa de la utilización óptima de todos los parámetros es compleja y podría ser extensa. Sin embargo, se deben tener en cuenta las siguientes características:

- los modos jerárquicos, cuando sean pertinentes, dividen el canal en dos requisitos diferentes (y ajustables) en términos de la relación portadora/ruido. Esto permite condiciones de recepción diferentes para el mismo contenido de programa o para contenidos de programas diferentes;
- se puede seleccionar el régimen de código y el esquema de modulación para reducir los valores de la relación portadora/ruido a la forma de servicio deseada;
- la selección del modo 2k en lugar de 8k permite la recepción móvil de manera más sencilla. Sin embargo, sólo permite la aplicación de pequeñas redes de frecuencia única (SFN) de transmisores.

En el Cuadro 6.1 se señalan ejemplos de tales servicios que no utilizan modos jerárquicos.

CUADRO 6.1

**Ejemplos de la utilización del parámetro DVB-T para diversos servicios**

<b>Velocidad binaria (Mbit/s)</b>	<b>Modulación</b>	<b>Régimen de código</b>	<b>Aplicación</b>
5	MDP-4	1/2	Canal que destaca un alto nivel de interferencia
15	MAQ-16	2/3	Amplia zona de recepción portátil
26	MAQ-64	3/4	Maximiza la velocidad de transferencia de datos en un canal libre

### 6.3 Sistema RDSI-T

El sistema de radiodifusión digital de servicios integrados (RDSI) es un nuevo tipo de radiodifusión para servicios multimedia, que integra sistemáticamente diversas clases de contenidos digitales, cada uno de los cuales puede incluir vídeo multiprograma de televisión de definición limitada (LDTV) a televisión de alta definición (TVAD), multiprograma de audio, gráficos, texto, etc. La mayor parte del contenido digital está actualmente codificado en una forma de tren de transporte MPEG-2 entregado al mundo entero. Es altamente recomendable integrar los contenidos digitales en la base MPEG-TS.

Puesto que el Sistema RDSI contiene una diversidad de servicios, debe cubrir una amplia gama de condiciones requeridas que puede diferir de un servicio a otro. Por ejemplo, para TVAD se exige una gran capacidad de transmisión, mientras que para servicios de datos se requiere una elevada disponibilidad de servicios (o fiabilidad de transmisión) tal como entrega clave de acceso condicional, telecarga de soporte lógico, etc. Para integrar esas señales de diferentes necesidades de servicio, es conveniente para los sistemas de transmisión proporcionar una serie de esquemas de modulación y/o de protección de error que se pueden seleccionar y combinar de manera flexible a fin de satisfacer cada necesidad de servicios integrados.

Los Sistemas RDSI-T (RDSI-terrenal) han sido diseñados con la suficiente flexibilidad para enviar no sólo programas de radiodifusión sonora y de televisión como señales digitales, sino también ofrecer servicios multimedia en el que se integrará una variedad de información digital tal como vídeo, sonido, texto y programas informáticos. Tiene por objeto aprovechar las ventajas proporcionadas por las ondas radioeléctricas terrenales y tener una recepción estable proporcionada por receptores móviles compactos, ligeros y de bajo costo, además de los receptores integrados utilizados en el hogar mediante el empleo de un esquema MDFO segmentado.

El Sistema RDSI-T proporciona elementos comunes en operación y recepción entre comunicaciones y radiodifusión digital por satélite utilizando codificación MPEG-2 y sistemas en un proceso de multiplexación. El Sistema RDSI-T también proporciona edición multiprograma flexible para diferentes condiciones de recepción mediante transmisión jerárquica en un canal de transmisión que se compone de segmentos de múltiplex con división en frecuencia ortogonal (MDFO) en los que los parámetros de transmisión pueden ser independientes entre ellos.

Como el Sistema RDSI-T utiliza un esquema MDFO segmentado para modulación, se debe volver a multiplexar un tren de transporte y disponerlo en grupos de datos (segmentos de datos) previo a la formación de tramas MDFO. Después de la codificación de canal, se forman segmentos de datos dentro de segmentos MDFO. Cada segmento tiene una anchura de banda  $B/14$  MHz (siendo  $B$  la anchura de banda del canal terrenal de televisión: 6, 7 u 8 MHz dependiendo de la región, de modo que un segmento ocupa una anchura de banda  $6/14$  MHz ( $\sim 428,57$  kHz),  $7/14$  MHz ( $\sim 500$  kHz) u  $8/14$  MHz ( $\sim 571,29$  kHz). Se agregan señales piloto a cada segmento y sirven para el control de configuración de transmisión y multiplexación (TMCC). Se utilizan portadoras TMCC (pilotos agregados) con el objeto de señalar parámetros relacionados con el esquema de transmisión, es decir para codificación de canal, modulación y condición jerárquica.

Debido a la técnica de segmentación y el agregado de señales piloto, cada segmento puede tener su esquema de protección de error individual y/o tipo de modulación (MDP-4D, MDP-4, MAQ-16 o MAQ-64). Cada segmento puede entonces satisfacer necesidades de servicio integradas, y una cantidad de segmentos puede ser combinada de manera flexible para integrar un servicio de banda ancha (por ejemplo, TVAD).

### **6.3.1 Transmisión de anchura de banda de RDSI-T**

La señal de RDSI-T está integrada por 13 segmentos MDFO y tiene una anchura de banda de  $B \times 13/14$  MHz ( $\sim 5,57$  MHz para canal terrenal de 6 MHz,  $\sim 6,5$  MHz para canal terrenal de 7 MHz, y  $\sim 7,4$  MHz para canal terrenal de 8 MHz).

### **6.3.2 Transmisión jerárquica**

El Sistema RDSI terrenal proporciona características de transmisión jerárquica. Esto permite que parte de la banda sea atribuida a señales para recepción fija y el resto a señales para recepción móvil, lo cual significa que la difusión de audio y datos para receptores portátiles e instalados en automóviles se puede efectuar simultáneamente con la difusión de televisión para uso hogareño.

En el Sistema RDSI-T, los parámetros de transmisión del esquema de modulación de las portadoras MDFO, las relaciones de codificación del código interno, y la longitud del tiempo de intercalación se puede especificar independientemente para cada segmento de datos. La transmisión jerárquica RDSI-T se lleva a cabo mediante la transmisión de grupos de segmentos MDFO que tienen parámetros de transmisión diferentes en un canal. Se puede transmitir un máximo de tres capas (tres grupos de segmentos diferentes) en un canal al mismo tiempo.

Se debe señalar que la recepción parcial es considerada como una capa jerárquica.

### **6.3.3 Recepción parcial**

Al limitar la gama de frecuencias de intercalación dentro de un mismo segmento, es posible separar el segmento independientemente de los segmentos remanentes en la señal transmitida. De esta manera se puede obtener la recepción parcial de servicios contenidos en un canal de transmisión utilizando un receptor de banda estrecha que posee una anchura de banda de un segmento MDFO.

Se debe señalar que un segmento está dedicado a la recepción parcial y su posición es el segmento central de 13 segmentos MDFO.

En la Fig. 6.1 se muestra un ejemplo de transmisión jerárquica y recepción parcial.

### **6.3.4 Múltiplex para transmisión jerárquica**

La multiplexación en el Sistema RDSI-T satisface la Norma ISO/CEI 13818-1 (Sistemas MPEG-2). Para la multiplexación jerárquica en el Sistema RDSI-T se transmite, en principio un tren de transporte único (tren de transporte: definido en los Sistemas MPEG-2) en un canal de transmisión, en el que una transmisión jerárquica está en operación o no. Por esta razón, es necesaria la división y síntesis del tren de transporte y este proceso se lleva a cabo en ambos extremos, transmisión y recepción.

Se debe señalar que en razón de que la señal para recepción parcial es parte de una señal completa en un canal, parte de un tren de transporte se recibe en recepción parcial.

### **6.3.5 Diagrama de bloques funcional del Sistema RDSI-T**

En la Fig. 6.2 se muestra el diagrama funcional de bloques del Sistema RDSI-T.

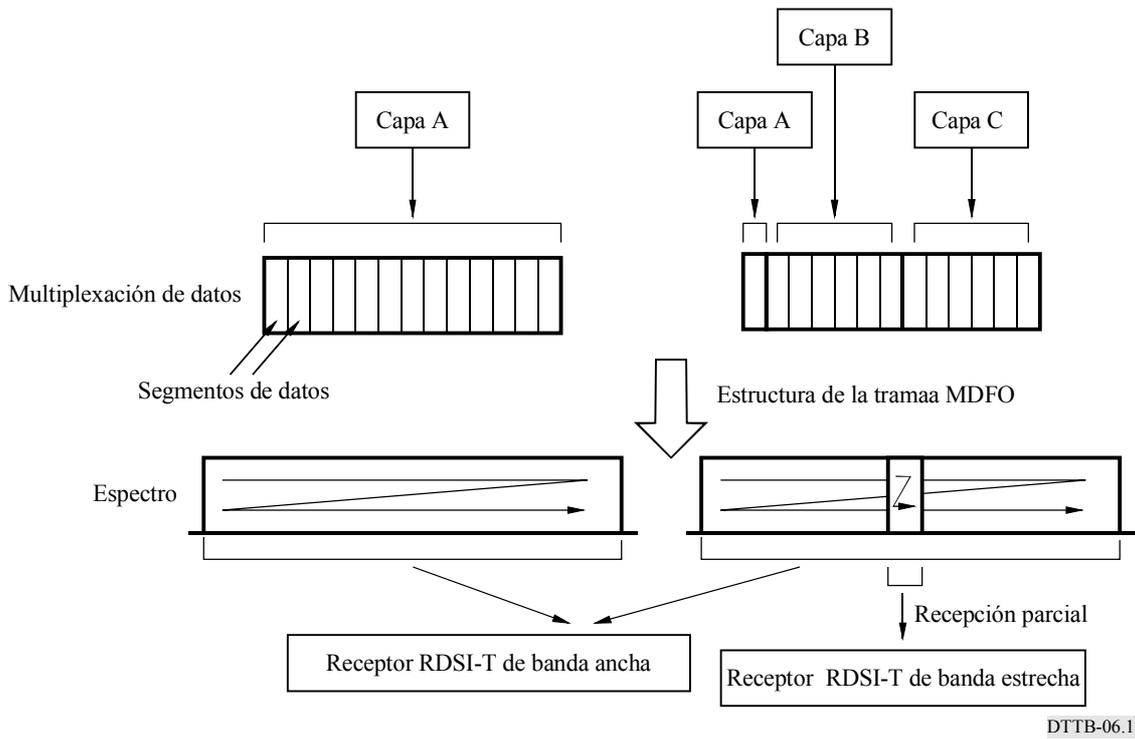


FIGURA 6.1  
Ejemplo de transmisión jerárquica y transmisión de recepción parcial

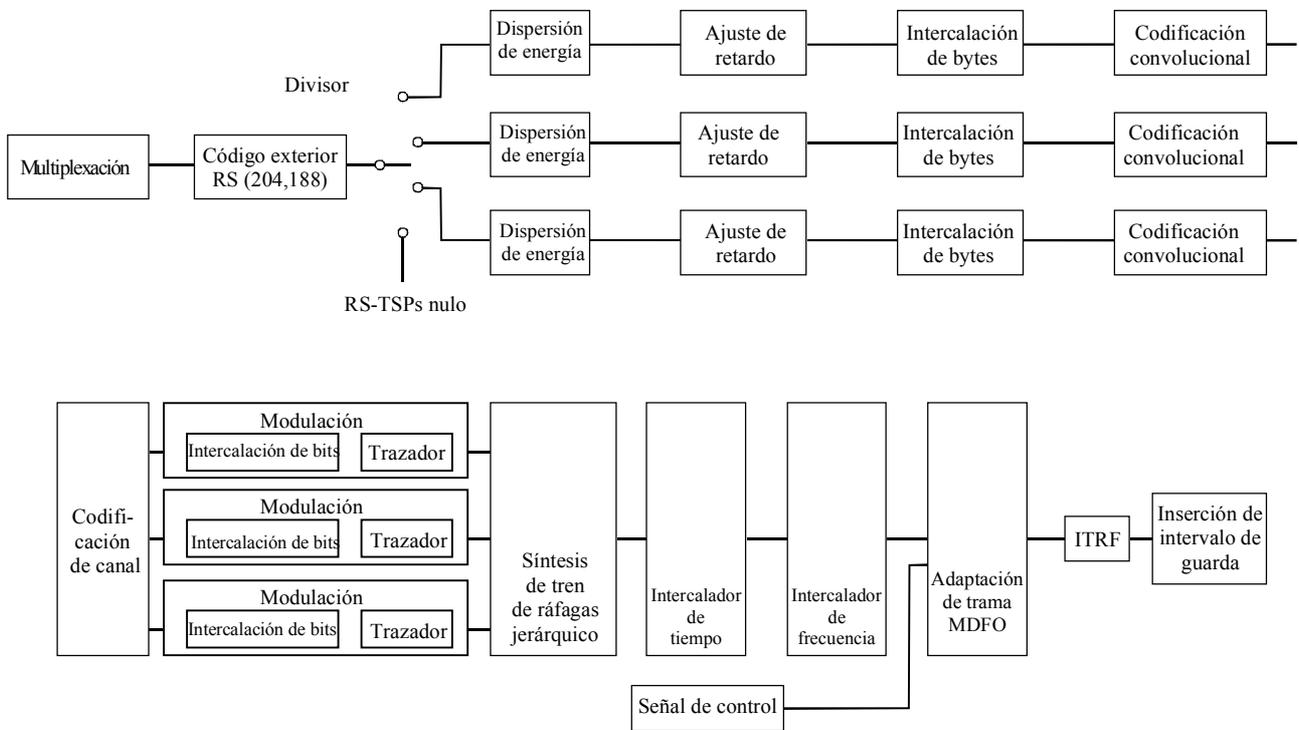


FIGURA 6.2  
Diagrama de bloques funcional del sistema RDSI

### 6.3.6 Parámetros de transmisión

#### 6.3.6.1 Sistema RDSI-T para 6 MHz

CUADRO 6.2

Parámetros de transmisión para RDSI-T (6 MHz)

Modo		Modo 1	Modo 2	Modo 3
Número de segmentos ( $N_s$ )		13		
Anchura de banda		$3\,000/7$ (kHz) $\times N_s + 250/63$ (kHz) = 5,575...MHz	$3\,000/7$ (kHz) $\times N_s + 125/63$ (kHz) = 5,573...MHz	$3\,000/7$ (kHz) $\times N_s + 125/126$ (kHz) = 5,572...MHz
Número de segmentos para modulación diferencial		$n_d$		
Número de segmentos para modulación síncrona		$n_s$ ( $n_s + n_d = N_s$ )		
Separación de portadoras		$250/63 = 3,968...$ kHz	$125/63 = 1,984...$ kHz	$125/126 = 0,992...$ kHz
Número de portadoras	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\,405$	$216 \times N_s + 1 = 2\,809$	$432 \times N_s + 1 = 5\,617$
	Datos	$96 \times N_s = 1\,248$	$192 \times N_s = 2\,496$	$384 \times N_s = 4\,992$
	SP <sup>(1)</sup>	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP <sup>(1),(2)</sup>	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC <sup>(3)</sup>	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1 <sup>(4)</sup>	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2 <sup>(4)</sup>	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulación de la portadora		MDP-4, MAQ-16, MAQ-64, MDP-4 D		
Número de símbolos por trama		204		
Duración efectiva del símbolo		252 $\mu$ s	504 $\mu$ s	1,008 $\mu$ s
Intervalo de guarda		63 $\mu$ s (1/4), 31,5 $\mu$ s (1/8), 15,75 $\mu$ s (1/16), 7,875 $\mu$ s (1/32)	126 $\mu$ s (1/4), 63 $\mu$ s (1/8), 31,5 $\mu$ s (1/16), 15,75 $\mu$ s (1/32)	252 $\mu$ s (1/4), 126 $\mu$ s (1/8), 63 $\mu$ s (1/16), 31,5 $\mu$ s (1/32)
Duración de la trama		64,26 ms (1/4), 57,834 ms (1/8), 54,621 ms (1/16), 53,0145 ms (1/32)	128,52 ms (1/4), 115,668 ms (1/8), 109,242 ms (1/16), 106,029 ms (1/32)	257,04 ms (1/4), 231,336 ms (1/8), 218,464 ms (1/16), 212,058 ms (1/32)
Código interno		Código convolucional (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Código externo		RS (204,188)		

- (1) El SP (piloto disperso), y el CP (piloto constante) se pueden utilizar para sincronización de frecuencia y estimación de canal
- (2) El número de CP incluye pilotos constantes en todos los segmentos y un piloto constante para el borde superior de la anchura de banda completa.
- (3) El TMCC (control de configuración de transmisión y multiplexación) lleva la información en los parámetros de transmisión.
- (4) El AC (canal auxiliar) lleva información auxiliar para operación de red.

**CUADRO 6.3**  
**Velocidades de información \***

Modulación de portadora	Código convolucional	Número de TSP de transmisión <sup>(1)</sup> (Modo 1/2/3)	Velocidades de información (kbit/s)			
			Intervalo de guarda relación 1/4	Intervalo de guarda relación 1/8	Intervalo de guarda relación 1/16	Intervalo de guarda relación 1/32
MDP-4 D	1/2	156/312/624	3,651	4,056	4,295	4,425
	2/3	208/216/832	4,868	5,409	5,727	5,900
	3/4	234/468/936	5,476	6,085	6,443	6,638
	5/6	260/520/1040	6,085	6,761	7,159	7,376
	7/8	273/546/1092	6,389	7,099	7,517	7,744
MAQ-16	1/2	312/624/1248	7,302	8,113	8,590	8,851
	2/3	416/832/1664	9,736	10,818	11,454	11,801
	3/4	468/936/1872	10,953	12,170	12,886	13,276
	5/6	520/1040/2080	12,170	13,522	14,318	14,752
	7/8	546/1092/2184	12,779	14,198	15,034	15,489
MAQ-64	1/2	468/936/1872	10,953	12,170	12,886	13,276
	2/3	624/1248/2496	14,604	16,227	17,181	17,702
	3/4	702/1404/2808	16,430	18,255	19,329	19,915
	5/6	780/1560/3120	18,255	20,284	21,477	22,128
	7/8	819/1638/3276	19,168	21,298	22,551	23,234

\* En el caso de transmisión jerárquica, la velocidad de información se puede calcular por la combinación de velocidades de información de segmento.

<sup>(1)</sup> TSP: paquete de tren de transporte que contiene 188 bytes y se define en Sistemas MPEG-2.

6.3.6.2 Sistema RDSI-T para 7 MHz

CUADRO 6.4

Parámetros de transmisión para RDSI-T (7 MHz)

Modo		Modo 1	Modo 2	Modo 3
Número de segmentos ( $N_s$ )		13		
Anchura de banda		$7\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 500/108 \text{ (kHz)}$ = 6,504... MHz	$7\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 500/216 \text{ (kHz)}$ = 6,502... MHz	$7\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 500/432 \text{ (kHz)}$ = 6,501... MHz
Número de segmentos para modulación diferencial		$n_d$		
Número de segmentos para modulación síncrona		$n_s (n_s + n_d = N_s)$		
Separación de portadoras		$500/108 = 4,629... \text{ kHz}$	$500/216 = 2,3148... \text{ kHz}$	$500/432 = 1,157... \text{ kHz}$
Números de portadoras	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\,405$	$216 \times N_s + 1 = 2\,809$	$432 \times N_s + 1 = 5\,617$
	Datos	$96 \times N_s = 1\,248$	$192 \times N_s = 2\,496$	$384 \times N_s = 4\,992$
	SP <sup>(1)</sup>	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP <sup>(1),(2)</sup>	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC <sup>(3)</sup>	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1 <sup>(4)</sup>	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2 <sup>(4)</sup>	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulación de la portadora		MDP-4, MAQ-16, MAQ-64, MDP-4 D		
Número de símbolos por trama		204		
Duración efectiva del símbolo		216 $\mu$ s	432 $\mu$ s	864 $\mu$ s
Intervalo de guarda		54 $\mu$ s (1/4), 27 $\mu$ s (1/8), 13,5 $\mu$ s (1/16), 6,75 $\mu$ s (1/32)	108 $\mu$ s (1/4), 54 $\mu$ s (1/8), 27 $\mu$ s (1/16), 13,5 $\mu$ s (1/32)	216 $\mu$ s (1/4), 108 $\mu$ s (1/8), 54 $\mu$ s (1/16), 27 $\mu$ s (1/32)
Duración de la trama		55,08 ms (1/4), 49,572 ms (1/8), 46,818 ms (1/16), 45,441 ms (1/32)	110,16 ms (1/4), 99,144 ms (1/8), 93,636 ms (1/16), 90,882 ms (1/32)	220,32 ms (1/4), 198,288 ms (1/8), 187,272 ms (1/16), 191,764 ms (1/32)
Código interno		Código convolucional (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Código externo		RS (204,188)		

- (1) El SP (piloto disperso), y el CP (piloto constante) se pueden utilizar para sincronización de frecuencia y estimación de canal
- (2) El número de CP incluye pilotos constantes en todos los segmentos y un piloto constante para el borde superior de la anchura de banda completa.
- (3) El TMCC (control de configuración de transmisión y multiplexación) lleva la información en los parámetros de transmisión.
- (4) El AC (canal auxiliar) lleva información auxiliar para operación de red.

**CUADRO 6.5**  
**Velocidades de información \***

Modulación de portadora	Código convolucional	Número de TSP de transmisión <sup>(1)</sup> (Modo 1/2/3)	Velocidades de información (kbit/s)			
			Intervalo de guarda relación 1/4	Intervalo de guarda relación 1/8	Intervalo de guarda relación 1/16	Intervalo de guarda relación 1/32
MDP-4 D	1/2	156/312/624	4,259	4,732	5,011	5,163
	2/3	208/216/832	5,679	6,310	6,681	6,884
MDP	3/4	234/468/936	6,389	7,099	7,517	7,744
	5/6	260/520/1040	7,099	7,888	8,352	8,605
	7/8	273/546/1092	7,454	8,282	8,769	9,035
MAQ-16	1/2	312/624/1248	8,519	9,465	10,022	10,326
	2/3	416/832/1664	11,359	12,621	13,363	13,768
	3/4	468/936/1872	12,779	14,198	15,034	15,489
	5/6	520/1040/2080	14,198	15,776	16,704	17,210
	7/8	546/1092/2184	14,908	16,565	17,539	18,071
MAQ-64	1/2	468/936/1872	12,779	14,198	15,034	15,489
	2/3	624/1248/2496	17,038	18,931	20,045	20,653
	3/4	702/1404/2808	19,168	21,298	22,551	23,234
	5/6	780/1560/3120	21,298	23,664	25,057	25,816
	7/8	819/1638/3276	22,363	24,848	26,309	27,107

\* En el caso de transmisión jerárquica, la velocidad de información se puede calcular por la combinación de velocidades de información de segmento.

<sup>(1)</sup> TSP: paquete de tren de transporte que contiene 188 bytes y se define en Sistemas MPEG-2.

### 6.3.6.3 Sistema RDSI-T para 8 MHz

CUADRO 6.6

#### Parámetros de transmisión para RDSI-T (8 MHz)

Modo		Modo 1	Modo 2	Modo 3
Número de segmentos ( $N_s$ )		13		
Anchura de banda		$8\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 1\,000/189 \text{ (kHz)}$ = 7,433... MHz	$8\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 500/189 \text{ (kHz)}$ = 7,431... MHz	$8\,000/14 \text{ (kHz)} \times N_s + 250/189 \text{ (kHz)}$ = 7,429... MHz
Número de segmentos para modulación diferencial		$n_d$		
Número de segmentos para modulación síncrona		$n_s (n_s + n_d = N_s)$		
Separación de portadoras		1 000/189 = 5,291... kHz	500/189 = 2,645... kHz	250/189 = 1,322... kHz
Números de portadoras	Total	$108 \times N_s + 1 = 1\,405$	$216 \times N_s + 1 = 2\,809$	$432 \times N_s + 1 = 5\,617$
	Datos	$96 \times N_s = 1\,248$	$192 \times N_s = 296$	$384 \times N_s = 4\,992$
	SP <sup>(1)</sup>	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$36 \times n_s$
	CP <sup>(1),(2)</sup>	$n_d + 1$	$n_d + 1$	$n_d + 1$
	TMCC <sup>(3)</sup>	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$
	AC1 <sup>(4)</sup>	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$
	AC2 <sup>(4)</sup>	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$
Modulación de la portadora		MDP-4, MAQ-16, MAQ-64, MDP-4 D		
Número de símbolos por trama		204		
Duración efectiva del símbolo		189 $\mu$ s	378 $\mu$ s	756 $\mu$ s
Intervalo de guarda		47,25 $\mu$ s (1/4), 23,625 $\mu$ s (1/8), 11,8125 $\mu$ s (1/16), 5,90625 $\mu$ s (1/32)	94,5 $\mu$ s (1/4), 47,25 $\mu$ s (1/8), 23,625 $\mu$ s (1/16), 11,8125 $\mu$ s (1/32)	189 $\mu$ s (1/4), 94,5 $\mu$ s (1/8), 47,25 $\mu$ s (1/16), 23,625 $\mu$ s (1/32)
Duración de guarda		48,195 ms (1/4), 43,3755 ms (1/8), 40,96575 ms(1/16), 39,760875 ms(1/32)	96,39 ms (1/4), 86,751 ms (1/8), 81,9315 ms (1/16), 79,52175 ms (1/32)	192,78 ms (1/4), 173,502 ms (1/8), 163,863 ms (1/16), 159,0435 ms (1/32)
Código interno		Código convolucional (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Código externo		RS (204,188)		

- (1) El SP (piloto disperso), y el CP (piloto constante) se pueden utilizar para sincronización de frecuencia y estimación de canal
- (2) El número de CP incluye pilotos constantes en todos los segmentos y un piloto constante para el borde superior de la anchura de banda completa.
- (3) El TMCC (control de configuración de transmisión y multiplexación) lleva la información en los parámetros de transmisión.
- (4) El AC (canal auxiliar) lleva información auxiliar para operación de red.

CUADRO 6.7  
Velocidades de información \*

Modulación de portadora	Código convolucional	Número de TSP de transmisión <sup>(1)</sup> (Modo 1/2/3)	Velocidades de información (kbit/s)			
			Intervalo de guarda relación 1/4	Intervalo de guarda relación 1/8	Intervalo de guarda relación 1/16	Intervalo de guarda relación 1/32
MDP-4 D	1/2	156/312/624	4,868	5,409	5,727	5,900
	2/3	208/216/832	6,490	7,212	7,636	7,867
MDP-4	3/4	234/468/936	7,302	8,113	8,590	8,851
	5/6	260/520/1040	8,113	9,015	9,545	9,834
	7/8	273/546/1092	8,519	9,465	10,022	10,326
MAQ-16	1/2	312/624/1248	9,736	10,818	11,454	11,801
	2/3	416/832/1664	12,981	14,424	15,272	15,735
	3/4	468/936/1872	14,604	16,227	17,181	17,702
	5/6	520/1040/2080	16,227	18,030	19,091	19,669
	7/8	546/1092/2184	17,038	18,931	20,045	20,653
MAQ-64	1/2	468/936/1872	14,604	16,227	17,181	17,702
	2/3	624/1248/2496	19,472	21,636	22,909	23,603
	3/4	702/1404/2808	21,907	24,341	25,772	26,553
	5/6	780/1560/3120	24,341	27,045	28,636	29,504
	7/8	819/1638/3276	25,558	28,397	30,068	30,979

\* En el caso de transmisión jerárquica, la velocidad de información se puede calcular por la combinación de velocidades de información de segmento.

<sup>(1)</sup> TSP: paquete de tren de transporte que contiene 188 bytes y se define en Sistemas MPEG-2.



## CAPÍTULO 7

### **LISTA DE RECOMENDACIONES UIT-R RELACIONADAS CON LA RADIODIFUSIÓN DE TELEVISIÓN TERRENAL DIGITAL (DTTB)**

Recomendación UIT-R BT.798:	Radiodifusión terrenal de TV digital en las bandas de ondas métricas y decimétricas.
Recomendación UIT-R BT.1125:	Objetivos básicos para la planificación y realización de sistemas de radiodifusión terrenal de televisión digital.
Recomendación UIT-R BT.1206:	Límites de conformación del espectro para la radiodifusión de televisión terrenal.
Recomendación UIT-R BT.1207:	Métodos de acceso a las señales de radiodifusión de televisión terrenal digital.
Recomendación UIT-R BT.1208:	Codificación vídeo para la radiodifusión de televisión terrenal digital.
Recomendación UIT-R BT.1209:	Métodos múltiplex de servicios para la radiodifusión de televisión terrenal digital.
Recomendación UIT-R BT.1299:	Elementos básicos de una familia mundial común de sistemas de radiodifusión de televisión terrenal digital.
Recomendación UIT-R BT.1300:	Métodos múltiplex de servicio, transporte, e identificación para la radiodifusión de televisión terrenal digital.
Recomendación UIT-R BT.1301:	Servicios de datos en la radiodifusión terrenal de televisión digital.
Recomendación UIT-R BT.1306:	Métodos de corrección de errores, de configuración de trama de datos, de modulación y de emisión para la radiodifusión de televisión terrenal digital.
Recomendación UIT-R BT.1368:	Criterios para la planificación de servicios de televisión terrenal digital en las bandas de ondas métricas y decimétricas.



## **PARTE 2**

# **PLANIFICACIÓN**



## PARTE 2

### ÍNDICE

	Página
CAPÍTULO 1 – Introducción .....	137
CAPÍTULO 2 – Información general y visión de conjunto.....	139
2.1 Sistemas analógicos actuales .....	140
2.2 Sistemas de televisión digital.....	141
2.2.1 Sistema de portadora única .....	141
2.2.2 Sistema de portadoras múltiples .....	142
2.3 Categorías de recepción .....	143
2.3.1 Recepción con antena fija .....	143
2.3.2 Recepción portátil .....	143
2.3.3 Recepción móvil .....	144
2.4 Necesidades del servicio .....	144
2.4.1 Posibilidades del servicio digital .....	144
2.4.2 Posibilidades de red digital .....	145
2.4.3 Disponibilidad de servicio .....	146
2.5 Consideraciones sobre interferencias.....	147
2.5.1 Interferencia digital-analógica .....	147
2.5.2 Interferencia digital-digital .....	147
2.5.3 Interferencia analógica-digital .....	148
2.6 Repercusiones de las características del sistema de recepción .....	148
2.7 Relaciones de protección .....	149
2.8 Aspectos de transmisión .....	149
CAPÍTULO 3 – Suma de la señal de propagación .....	151
3.1 Predicción de los niveles de la señal en el 50% de los emplazamientos .....	151
3.1.1 Predicción de los niveles de la señal deseada .....	152
3.1.2 Predicción de los niveles de la señal no deseada .....	152
3.2 Estadísticas con relación al punto de emplazamiento.....	153
3.3 Cálculo de la zona de cobertura para televisión digital .....	153
3.3.1 Necesidad de métodos de cálculo complejos.....	153
3.3.2 Repercusión de la característica de fallo rápido .....	153

	Página
3.3.3 Empleo de las relaciones C/I y C/N.....	154
3.3.4 Métodos de cálculo .....	156
3.4 Combinación de los niveles de la señal para evaluaciones de cobertura .....	156
3.4.1 Introducción.....	156
3.4.2 El método de Monte Carlo.....	156
3.4.3 El método de la suma de potencias .....	157
3.4.4 El método de la multiplicación simplificada .....	157
3.4.5 El método lognormal.....	157
3.4.6 El método LNM- <i>t</i> .....	158
3.4.7 El método Schwartz y Yeh .....	158
ANEXO 1 AL CAPÍTULO 3 – Método de la suma de potencias .....	159
ANEXO 2 AL CAPÍTULO 3 – LNM normal y LNM- <i>k</i> .....	161
ANEXO 3 AL CAPÍTULO 3 – LNM- <i>t</i> (V2).....	163
1 Introducción.....	163
2 Algoritmo del LNM- <i>t</i> (V2).....	163
CAPÍTULO 4 – Cobertura.....	167
4.1 Definiciones de cobertura para recepción fija, portátil y móvil.....	167
4.1.1 Introducción.....	167
4.1.2 Recepción con antena portátil.....	168
4.1.3 Recepción móvil .....	168
4.1.4 Zona de cobertura .....	169
4.1.5 Ejemplos de utilización práctica .....	169
4.2 Antenas de recepción .....	170
4.2.1 Recepción con antena fija .....	170
4.2.2 Recepción con antena portátil.....	170
CAPÍTULO 5 – Niveles medios mínimos de la señal deseada.....	177
5.1 Generalidades.....	177
5.2 Recepción con antena fija .....	179
5.2.1 Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente	179
5.3 Recepción con antena portátil.....	183
5.3.1 Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente	184

	Página
CAPÍTULO 6 – Planificación de la red .....	193
6.1 Introducción .....	193
6.2 Redes de múltiples frecuencias .....	194
6.2.1 Planificación convencional de MFN .....	195
6.3 Redes de frecuencia única .....	196
6.3.1 Generalidades .....	196
6.3.2 Utilización eficaz del espectro .....	196
6.3.3 Retardo del eco en SFN .....	196
6.3.4 Ganancia de red .....	197
6.3.5 Planificación de las SFN .....	197
6.3.6 Tipos de SFN .....	198
6.4 Efectos de señales múltiples .....	198
6.4.1 Señales únicas y márgenes de propagación .....	199
6.4.2 Señales múltiples y ganancias de red .....	199
6.4.3 Interferencias múltiples y autointerferencia .....	200
6.4.4 Correlación .....	201
ANEXO 1 AL CAPÍTULO 6 – Caracterización de las SFN teóricas .....	203
ANEXO 2 AL CAPÍTULO 6 – Definiciones relacionadas con las estaciones transmisoras y las redes de frecuencia única para los servicios de televisión digital....	205
CAPÍTULO 7 – Métodos de planificación .....	207
7.1 Introducción .....	207
7.1.1 Planificación de asignaciones para televisión terrenal digital .....	207
7.1.2 Planificación de atribuciones para televisión terrenal digital .....	207
7.1.3 Limitaciones de planificación para la coordinación .....	208
7.2 Planificación de la televisión digital en Estados Unidos de América .....	208
7.3 Planificación de la televisión digital en Europa .....	210
7.4 Elementos de planificación .....	210
7.4.1 Criterios de planificación .....	210
7.4.2 Métodos de predicción de propagación .....	210
7.4.3 Combinación de múltiples señales .....	210
7.4.4 Bases de datos para planificación .....	210

	Página
7.5	Procedimientos para la protección de los servicios de televisión analógica..... 210
7.6	Definiciones de los puntos de prueba ..... 211
7.6.1	Puntos de prueba que representan zonas de cobertura..... 211
7.6.2	Puntos de prueba en la frontera de un país ..... 211
7.6.3	Disponibilidad de ubicaciones de puntos de prueba ..... 211
7.7	Cálculo de la ubicación para puntos de prueba que representan zonas de cobertura 211
7.8	Método para la combinación de señales (método de la suma de potencias)..... 214
7.9	Métodos de planificación para asignaciones de televisión digital ..... 214
7.9.1	Establecimiento de las características de una estación de televisión digital..... 214
7.9.2	Establecimiento de la dimensión de zonas de cobertura de la televisión digital ... 215
7.9.3	Establecimiento de las características de un grupo de estaciones de televisión digital en una mini SFN ..... 215
7.10	Protección de los servicios de televisión digital ..... 216
CAPITULO 8 – Interacción con otros servicios..... 217	
8.1	Generalidades..... 217
8.2	Otras estaciones de servicio ..... 217
8.2.1	Necesidades de protección de otros servicios..... 217
8.3	Elementos técnicos de otros servicios necesarios para cálculos de compatibilidad 218
8.4	Cálculo de la protección de otros servicios..... 218
8.5	Cálculo de protección de la televisión digital ..... 219
CAPÍTULO 9 – Aspectos de transmisión..... 221	
9.1	Antenas transmisoras ..... 221
9.1.1	Introducción ..... 221
9.1.2	Descripción de las antenas transmisoras de televisión existentes..... 221
9.1.3	Opciones para antenas de televisión digital ..... 221
9.2	Supresión de emisiones no deseadas..... 224
9.2.1	Plantillas de espectro asimétricas para DVB-T ..... 225
9.2.2	Plantilla de espectro simétrica para DVB-T en canales de 7 y 8 MHz..... 231
9.3	Televisión analógica ..... 233
9.3.1	Anchura de banda de referencia para plantillas de espectro de televisión analógica ..... 234
9.4	Espectro de potencia del transmisor medido ..... 241
ANEXO 1 AL CAPÍTULO 9 – Origen de los valores de la relación de protección utilizados para las plantillas de espectro DVB-T asimétricas..... 243	

	Página
CAPÍTULO 10 – Estrategias de implantación.....	261
10.1 Introducción.....	261
10.2 Escenarios de aplicación.....	261
10.2.1 Escenarios de corto plazo.....	261
10.2.2 Escenarios de largo plazo.....	261
10.3 Gestión de frecuencias.....	262
10.3.1 Requisitos de espectro.....	262
10.3.2 Investigación detallada del espectro – fase II.....	262
10.3.3 Periodo de corto plazo.....	263
10.3.4 Periodo de largo plazo.....	263
10.3.5 Periodo de transición.....	264
10.3.6 Algunas consideraciones especulativas.....	264
10.3.7 ¿Se puede dejar espectro libre para ser utilizado por otros servicios?.....	265
10.3.8 Conclusiones.....	265
10.4 Algunos escenarios de implantación posibles.....	266
10.4.1 Periodo de corto plazo.....	266
10.4.2 Periodo de largo plazo.....	270
10.4.3 Periodo de transición.....	272



## CAPÍTULO 1

### **INTRODUCCIÓN**

Esta parte del Manual sobre televisión terrenal digital (DTTB) se ocupa de consideraciones sobre la planificación. Este tema es muy complicado por el hecho de que en distintas partes del mundo se utilizan tramas de frecuencias de exploración y sistemas de televisión analógica diferentes, que requieren distinto tratamiento si se ha de introducir la televisión digital sin afectar a los millones de televidentes actuales. Una gran parte de la información presentada se relaciona con la Región 1 ya que la mayoría de las complicaciones creadas por la utilización de múltiples sistemas de televisión analógica se producen en esta Región.

Esta parte del Manual tiene por objeto proporcionar información basada en hechos y directrices algo generales, estando estas últimas basadas en la experiencia obtenida en la prestación de servicios de televisión analógica. Si bien el objetivo principal es proporcionar orientaciones para la introducción de la televisión digital, muchas de las lecciones aprendidas en la implantación de la televisión analógica permanecen válidas y se pueden volver a utilizar con modificaciones adecuadas.



## CAPÍTULO 2

### INFORMACIÓN GENERAL Y VISIÓN DE CONJUNTO

En la introducción de este Manual se resumen las posibles ventajas de la radiodifusión de televisión terrenal digital (DTTB), en términos de calidad de servicio, menores costos y diversidad de programas. En términos de planificación de frecuencias, cuando se dispone de un espectro de frecuencias nuevo o no utilizado, la cobertura de televisión digital a partir de transmisores individuales o de redes de transmisores se puede planificar para obtener el potencial completo de la DTTB. Esto produce considerables beneficios (comparado con la situación analógica actual), en términos de provisión de servicio y utilización del espectro. Sin embargo, la situación del espectro está muy lejos de ser la ideal pues existen numerosos problemas en encontrar las frecuencias requeridas y en el tratamiento para su atribución y asignación, que tendrá que ser superada antes que los servicios DTTB sean una realidad en muchas partes del mundo.

La *atribución* del espectro de frecuencias a servicios específicos sobre la base regional o mundial está sujeta a tratados internacionales celebrados bajo los auspicios de la UIT.

La *asignación* del espectro atribuido a usos particulares está sujeto a tratados y negociaciones regionales, así como a la reglamentación sobre una base nacional.

En la Región 1, por ejemplo, el Plan de Estocolmo de 1961, (basado en la utilización de normas de televisión analógica) ha proporcionado el marco para la planificación e implantación de las extensas redes de televisión terrenal actualmente en operación. Se utilizan las disposiciones de los tratados, como las que rigen para la Región 2, para controlar la planificación y los procedimientos de asignación de frecuencias. Dentro de esos planes regionales existen muchas áreas geográficas en las que el espectro atribuido ha sido fuertemente explotado para suministrar la cantidad máxima de servicios de televisión analógica, estando cada uno de ellos diseñado para obtener, en la medida de lo posible, una elevada cobertura demográfica. Por consiguiente, para estas áreas hay pocas probabilidades de obtener el espectro suficiente dedicado a la DTTB, y mucho menos que se pueda encontrar el espectro suficiente para todos los servicios DTTB que lo requirieran. Así, se está estudiando intensivamente la opción alternativa de compartición de banda con servicios analógicos existentes, aceptando que las restricciones de potencia del transmisor de DTTB que esta disposición necesariamente impone limitará, a su vez, inevitablemente la calidad de funcionamiento del sistema DTTB. Hay otras zonas geográficas abarcadas por dichos planes regionales en los que el espectro atribuido no está fuertemente explotado y donde será viable considerar el empleo de potencias de transmisión de la DTTB relativamente altas para obtener mejor calidad de funcionamiento en términos de niveles de calidad de servicio o robustez de transmisión.

Se puede prever que las limitaciones que se aplican a la «planificación de frecuencias» variarán de un país a otro, como así también, en algunos casos, dentro de las fronteras nacionales – siendo el grado de variación dependiente de los factores geográficos y demográficos como así también sobre la explotación de las «atribuciones». Frente a este antecedente de «planificación de frecuencias» bastante complejo se están estudiando estrategias para la introducción y posterior evolución de los servicios de la DTTB. La parte esencial de estos estudios es encontrar «medios y arbitrios» sensatos de pasar de una fase inicial de la DTTB, en la cual los servicios de DTTB de capacidad limitada se introducen en una base de «compartición», a una fase final del servicio DTTB que podría permitir la eliminación programada de los servicios NTSC, PAL y SECAM. Si se puede hallar y seguir esta migración al punto donde se obtiene la «conmutación» a todas las operaciones digitales sería esa la oportunidad de perfeccionar los servicios DTTB a su plena potencialidad posiblemente liberando algún espectro atribuido para su reatribución a otros servicios o permitiendo la introducción de

servicios de radiodifusión nuevos e innovadores. La entrega de televisión digital y servicios sonoros asociados en un canal único de radiodifusión de televisión en ondas métricas o decimétricas de 6, 7 u 8 MHz requiere una serie de disciplinas y procesos técnicos separados para la planificación del espectro que incluye:

- la comprensión de los aspectos de planificación y de espectro de los servicios digitales incluida la zona de cobertura para distintas condiciones ambientales; y
- la capacidad de proporcionar un sistema de emisión digital en las bandas métricas y decimétricas terrenales que permiten la transmisión simultánea posible con los servicios de televisión analógica existentes.

## **2.1 Sistemas analógicos actuales**

Los primeros sistemas de televisión se desarrollaron independientemente en diversas partes del mundo y, a pesar de los considerables esfuerzos hacia la normalización que se han efectuado desde aquel momento, aún hoy los sistemas analógicos terrenales con diversos valores de parámetros clave significativamente distintos tales como anchura de canal permanecen en funcionamiento difundido. Sin embargo, toda vez que se emprende esa planificación sistemática, ha sido basada en el principio que permita el recurso natural escaso que consiste en la explotación del espectro lo más completa posible. No obstante, el espectro disponible para la radiodifusión terrenal, en la medida en que es realmente explotado, varía también considerablemente desde una parte del mundo a otra. En algunos casos es debido al elevado costo de operación; en otros refleja la disponibilidad de otros medios de distribución tales como servicios de cable y satélite.

Una de las limitaciones más importantes para la planificación de los sistemas analógicos actuales es el hecho que la separación entre transmisores cocanal debe ser un múltiplo importante del radio de servicio de un transmisor individual. Además, en el tiempo cuando se establecieron criterios de planificación, las características de los receptores del consumidor fueron previstas de forma tal que debían ser respetadas algunas otras restricciones en la asignación de canales a otros transmisores en las mismas áreas o próximas a ellas. Si bien el comportamiento funcional del receptor del consumidor ha mejorado considerablemente desde entonces, esas restricciones, en gran medida, han permanecido en vigor. Sin embargo, cabe señalar que la medida en la cual estas restricciones se consideran obligatorias, varía considerablemente desde una parte del mundo a otra. Por ejemplo, hay una restricción comúnmente aplicada que no permite la utilización de dos canales adyacentes en el mismo emplazamiento del transmisor —esta restricción puede no aplicarse en situaciones donde no hay otra solución de planificación.

Asimismo, a causa de que el proceso de planificación ha sido diseñado para permitir la prestación de uno de los dos tipos de servicio principales, en la mayoría de los casos la configuración real de las estaciones transmisoras sobre el territorio tiende a corresponder a uno de los dos tipos característicos. Un tipo tiene como objetivo el asegurar que se pueda obtener la recepción satisfactoria de la mayor cantidad de servicios de programas virtualmente posibles a través de un extenso territorio; el objetivo del otro tipo es permitir la mayor cantidad de compañías de radiodifusión posibles para competir plenamente entre ellas en prestar servicios dentro del área cubierta por una sola estación transmisora de alta potencia ubicada cerca del centro de una zona metropolitana. En el primer caso (cobertura de zona amplia), se utilizan también numerosas estaciones retransmisoras de baja potencia, especialmente cuando el terreno es montañoso; en el segundo caso (cobertura de mercado local) hay pocas estaciones retransmisoras de baja potencia.

Cabe señalar que ambos tipos pueden coexistir en la misma zona, debido a que algunos tipos de servicio de programa son principalmente de interés local, mientras que otros son apropiados para la distribución dentro de una zona mucho mayor. No obstante, un tipo de estos es generalmente

dominante en cualquier caso particular, y éste tiene consecuencias importantes para la posibilidad de reorganizar la utilización del espectro, y, por tanto, para la posible intromisión en el mismo de radiodifusión digital. Específicamente, en el tipo de cobertura de zona amplia hay generalmente mucho menos espectro vacante para ser explotado por servicios digitales.

## **2.2 Sistemas de televisión digital**

Se han elaborado tres sistemas de televisión digital para radiodifusión terrenal cuyos detalles figuran en la Parte 1 de este Manual. Todos los sistemas utilizan las normas de compresión digital MPEG-2 en la codificación de origen y capa de compresión y el múltiplex de servicio y capa de transporte para tener así un alto grado de uniformidad. La diferencia principal entre ellos reside en la capa de RF/transmisión o física donde se determina el tipo de modulación utilizado y el modo de emisión de RF. El Sistema ATSC, elaborado en América del Norte, es un sistema de portadora única que utiliza modulación en banda lateral vestigial (BLR-8). El Sistema DVB-T, elaborado en Europa, y el Sistema BST-MDFO elaborado en Japón, son sistemas de múltiples portadoras que utilizan múltiplex con división en frecuencia ortogonal codificada (MDFOC) con modulación MAQ. Estos sistemas de modulación se pueden aplicar a una portadora única modulada a una velocidad de transferencia de datos elevada o bien a un gran número de portadoras moduladas a velocidades relativamente bajas –el método de portadoras múltiples. Los parámetros del sistema son escalables para permitir la entrega de servicios de televisión digital con una velocidad de transferencia de datos de hasta unos 24 Mbit/s a través de canales con una anchura de banda de 6, 7 y 8 MHz.

Una cuestión que puede preocupar a los diseñadores de sistemas al implantar un sistema de modulación para cualquier servicio de DTTB es la posibilidad de una transición repentina entre «servicio perfecto» y «sin servicio» en una gama muy estrecha de variación de señales recibidas. Además, esta pequeña variación se podría producir con la hora del día, las condiciones de propagación, la estación del año u otro factor más difícil de predecir tal como el movimiento de una aeronave o vehículo espacial o de una antena receptora con el viento.

Para resumir, los sistemas de modulación de portadora única y portadoras múltiples son dos técnicas de entrega de televisión digital promisorias que ofrecen características comparables en un canal de ruido gaussiano. Las características de ambos con limitaciones de ruido combinado e interferencias de televisión analógica cocanal es también comparable. La codificación de canal se utiliza para reducir la vulnerabilidad a una amplia gama de limitaciones.

### **2.2.1 Sistema de portadora única**

El sistema de televisión digital de portadora única está diseñado para transmitir señales de vídeo y audio de alta calidad y datos auxiliares utilizando la misma anchura de banda del canal como los sistemas actuales. El sistema puede entregar un caudal de datos fiable de unos 19 Mbit/s en un canal de radiodifusión terrenal de 6 MHz y velocidades superiores en canales de 7 y 8 MHz. La información que transporta datos se utiliza para modular una portadora única que ocupa el canal de RF entero.

En situaciones de recepción DTTB típicas, la propagación por trayectos múltiples causada por reflexiones o inhomogeneidades en el medio de propagación producirá interferencias entre símbolos al tren de datos recibido no procesado. La recepción por trayectos múltiples también se manifestará como desvanecimiento selectivo en frecuencia dentro del canal. Para sistemas de portadora única prácticos se utiliza un igualador adaptable (usualmente un igualador de realimentación de decisión) para reducir al mínimo los efectos de la distorsión por trayectos múltiples. Para modulación de portadora única, la interferencia entre símbolos, si no fuera correcta, limitará el diagrama de altura en ojo e incrementará la relación portadora/interferencia ( $C/I$ ) mínima con la cual puede funcionar

el sistema. Para transmisiones con portadora única, se transmite generalmente un mecanismo de orientación para asistir a la convergencia del igualador adaptable y sincronización del sistema. Un igualador adaptable y una antena directiva de alta ganancia pueden reducir la repercusión de la interferencia de televisión digital cocanal y la rigurosidad de la interferencia de televisión analógica cocanal. Otro método, para sistemas de portadoras únicas, es utilizar filtros de característica en peine para crear muescas en el espectro en el receptor que se alinea con las frecuencias de las portadoras interferentes no deseadas.

Los sistemas de portadora única son resistentes a interferencias de tono pues la potencia de la señal está dispersada sobre el espectro entero. Los sistemas de portadora única son particularmente resistentes frente al desvanecimiento selectivo en frecuencia en razón que el desvanecimiento sólo afectará a una pequeña porción de la anchura de banda en la que se recibe la energía de la señal.

### **2.2.2 Sistema de portadoras múltiples**

El sistema de portadoras múltiples (DVB-T) fue diseñado originalmente para la separación de canales de ondas decimétricas de 8 MHz utilizado en Europa y ha sido readaptado para canales de 7 y 6 MHz. De conformidad con la elección de los parámetros de codificación y modulación, las velocidades de transferencia de datos de 20 a 30 Mbit/s se pueden realizar para entregar televisión digital de alta calidad a través de canales de radiodifusión. De igual modo, se pueden emplear velocidades de datos menores en casos en que se considera conveniente mayor robustez.

El concepto MDFO se basa en la dispersión de los datos que se han de transmitir a través de un considerable número de portadoras difundidas sobre el canal de RF, siendo cada portadora modulada a una velocidad binaria baja. En un múltiplex con división en frecuencia convencional, las portadoras se filtran individualmente para asegurar que no hay superposición de espectro. Por tanto, no hay interferencia intersímbolos entre portadoras pero el espectro disponible no se utiliza con máxima eficacia. Si, no obstante, se elige la separación de portadoras, de modo que las portadoras son ortogonales sobre el periodo de símbolos, éstos se pueden recuperar sin interferencia aún con un grado de superposición espectral. Para máxima eficacia espectral, la separación de portadoras es igual a la recíproca del período del símbolo.

Se utiliza un sistema de modulación MDFO con codificación de corrección de errores concatenada y un intervalo de guarda de modo tal que el sistema de portadoras múltiples puede hacer frente a ecos «naturales» breves debido a la propagación por trayectos múltiples así como con ecos «artificiales» relativamente largos que se producen en redes de frecuencia único (SFN). El sistema también proporciona buena protección frente a altos niveles de interferencia cocanal e interferencia de canal adyacente que emanan de servicios de televisión analógica. El concepto MDFO también tiene excelente conformación de espectro de frecuencias inherente que permitirá al sistema DVB-T que se utilice en canales adyacentes a los utilizados para servicios de televisión analógica, causando así mínima interferencia a esos servicios.

La recepción móvil de la señal MDFO es posible siempre que se otorgue la debida consideración a factores como velocidad del vehículo, separación de portadoras, velocidad de transferencia de datos y esquema de modulación, mientras que, para un servicio de recepción fija se podrían utilizar esquemas de modulación de orden superior y, por lo tanto, elevadas velocidades de transferencia de datos. Las señales MDFO también permiten la posibilidad de funcionamiento con SFN. Esto es debido a la inmunidad a trayectos múltiples del sistema MDFO. La operación SFN es posible cuando se emite exactamente la misma señal, en tiempo y en frecuencia, de múltiples transmisores.

Los sistemas de portadoras múltiples pueden ser sensibles a la interferencia cocanal en razón de la potencia muy baja de cada portadora. Un sistema de portadoras múltiples es posiblemente

vulnerable al espectro no plano de la televisión analógica cocanal pues las portadoras ubicadas cerca de las frecuencias de luminancia, crominancia y audio pueden sufrir por fuertes interferencias. Los métodos para evitar este problema son aplicar codificación de errores al sistema de portadoras múltiples o eliminar del conjunto de portadoras múltiples aquellas propensas a sufrir interferencias. Una adaptación al sistema de portadoras múltiples para zonas con congestión de espectro muy elevada utiliza «bandas segmentadas» MDFOC que transporta los datos en bandas de 500 kHz que pueden estar ubicadas para evitar interferencias de la televisión analógica.

## **2.3 Categorías de recepción**

### **2.3.1 Recepción con antena fija**

El modelo de sistema de recepción adoptado para planificar adjudicaciones debe ser una instalación de recepción típica ubicada cerca del borde de la zona de servicio (es decir, condiciones de señal débiles). Tal configuración puede constar de una antena montada externamente (recepción con antena fija), un amplificador de bajo ruido instalado en la antena (opcional), un cable conductor de bajada de interconexión y el receptor de televisión digital. La recepción de antena fija se define como recepción en la que se utiliza una antena receptora direccional instalada a nivel de techo. Al calcular la intensidad de campo equivalente requerida para la recepción con antena fija, se considera representativa una antena de 10 m de altura sobre el nivel del suelo. En el caso de recepción con antena fija, se supone que las condiciones de recepción cercanas a la óptima (para los canales de radiofrecuencia pertinentes) se encuentran cuando la antena está instalada. La utilización del amplificador de bajo ruido opcional en la antena permite al sistema de recepción tener un mejor factor de ruido y compensar las pérdidas del conductor de bajada.

### **2.3.2 Recepción portátil**

La recepción con antena portátil se define como aquella que utiliza un receptor portable con una antena adjunta o incorporada.

- Clase A (exterior) – exteriores a no menos de 1,5 m sobre el nivel del suelo.
- Clase B (interior planta baja) – interiores a no menos de 1,5 m sobre el nivel del suelo en habitaciones de planta baja y con una ventana externa en una pared.

La recepción con antena portátil tendrá lugar, en la práctica, conforme a una gran variedad de condiciones (exterior, interior, planta baja, primer piso, y pisos superiores). Se puede también considerar que un receptor portátil está en movimiento mientras se lo está viendo.

Se prevé que haya una variación significativa de las condiciones de recepción para la recepción portátil interior dependiendo, en alguna medida, del nivel de piso en el que se requiere la recepción. Sin embargo, habrá una considerable variación de pérdida de penetración de edificio de un edificio a otro y, además, una variación considerable de una parte a otra de la habitación. En el Capítulo 5 figuran algunas estimaciones de los requisitos probables de nivel de la señal para diferentes niveles de piso.

En ambas categorías A y B, se supone que el receptor portátil no se mueve durante la recepción y que los grandes objetos cercanos al receptor tampoco están en movimiento. Se supone también que no se consideran los casos extremos, tales como recepción en cámaras totalmente blindadas.

Se considera que la cobertura portátil está dirigida principalmente a zonas urbanas. En muchos países la mayor parte de la gente que vive en zonas urbanas ocupa edificios de apartamentos. La

segunda categoría, clase B, es por tanto probablemente el caso más común de recepción portátil. Se puede prever que la recepción será menos difícil en habitaciones más altas que en la planta baja.

### **2.3.3 Recepción móvil**

La recepción móvil de la televisión terrenal digital se está convirtiendo en una característica atractiva de sistemas futuros pero una consideración mayor de la planificación para la implantación de la televisión digital. Las pruebas han mostrado que la recepción móvil es posible dentro del sistema de múltiples portadoras siempre que se optimicen los parámetros para superar las dificultades del entorno de recepción móvil. Esta característica no se ha desarrollado actualmente para el sistema de portadora única y no se han hecho ensayos para demostrar su viabilidad si bien con adaptación de los parámetros del sistema, puede ser posible.

En los Capítulos 4 y 5 se presenta información detallada sobre las categorías de recepción y niveles de señal media mínimos requeridos.

En este Manual no se da información sobre los niveles de señal mínimos requeridos por los receptores de televisión digital. Se aconseja al lector referirse a la Recomendación UIT-R BT.1368 para obtener la última información sobre este tema particular y la metodología utilizada para calcular los valores que aquí figuran. Sin embargo, en el momento de redactarse el presente Manual, parece probable que los niveles de señal requeridos para recepción móvil sean similares a los necesarios para recepción externa portátil.

## **2.4 Necesidades del servicio**

### **2.4.1 Posibilidades del servicio digital**

Los servicios de televisión digital terrenales ofrecen ventajas e inconvenientes comparados con los servicios de televisión analógica y, en algunos aspectos, están vinculados. La característica de fallo abrupto de los sistemas digitales, comparados con el fallo gradual típico de los sistemas analógicos, es un inconveniente pues significa que es necesario tener mayor cuidado para asegurar que un alto porcentaje de espectadores pueda recibir un servicio satisfactorio. En la práctica, esto significa que es necesario definir fronteras de cobertura para un alto porcentaje de ubicaciones, tanto en términos de niveles de señal mínima necesarios para una recepción satisfactoria como para la protección contra la interferencia. Por otra parte, la calidad total del sistema digital se conserva fuera de la frontera de cobertura.

En principio, los sistemas digitales pueden proporcionar una calidad de recepción más elevada que los sistemas analógicos para las mismas condiciones de propagación, anchura de banda del sistema y potencia efectiva radiada. Sin embargo, se puede desistir de esta posible calidad de recepción adicional a fin de proporcionar una capacidad de transmisión mayor en una determinada anchura de banda. Esta mayor capacidad se puede utilizar para proporcionar normas de mayor definición, más programas, o características adicionales (por ejemplo, más datos o información de sonidos) con un programa individual. Un método alternativo sería el compromiso de calidad de servicio y cantidad a fin de proporcionar un sistema más resistente, por ejemplo, un servicio que está previsto para ser recibido con receptores portátiles y antenas enchufables o incorporadas.

La flexibilidad inherente de las transmisiones digitales tiene muchas ventajas comparadas con la de transmisión que utiliza un sistema analógico de «formato fijo». Sin embargo, el número de configuraciones del sistema digital posible hace difícil proporcionar una comparación directa entre las capacidades de los sistemas analógico y digital que están diseñados para ocupar la misma anchura de canal. Estas dificultades están agravadas por el hecho de que algunos sistemas digitales

permiten cambios de configuración sobre una base dinámica para satisfacer las necesidades variantes de los organismos de radiodifusión. No obstante, hay algunas características, que parecen ser bastante generales. Los sistemas digitales:

- pueden proporcionar un método más flexible para suministrar servicios de televisión terrenal;
- pueden proporcionar una mayor capacidad de programa dentro de una determinada atribución de espectro;
- pueden proporcionar recepción de mayor calidad;
- pueden proporcionar un mayor grado de resistencia a las degradaciones causadas por señales retardadas;
- pueden proporcionar recepción satisfactoria en aparatos que utilizan antenas enchufables o incorporadas;
- pueden emplear potencias efectivas radiadas algo menores.

Aún así, es necesario calificar algunas de estas características. La mejor utilización del espectro y la menor potencia radiada se refleja en el resultado de  $C/N$  y en los valores de la relación de protección que son menores que los correspondientes a sistemas analógicos. El empleo de desplazamiento de precisión con transmisores analógicos puede proporcionar relaciones de protección comparables con la de los sistemas digitales que tienen el propósito de suministrar alta calidad. En el último caso, la economía en la potencia del transmisor puede no ser muy elevada si se realizan intentos para proporcionar cobertura a un porcentaje muy alto de localizaciones. De modo similar, el empleo de esquemas de supresión de fantasmas puede reducir la sensibilidad de los sistemas analógicos a ese tipo de degradación particular. No obstante, el balance general es que la utilización de sistemas de televisión digital ofrece ventajas significativas sobre sus equivalentes analógicos.

#### **2.4.2 Posibilidades de red digital**

La gama completa de posibilidades para redes de televisión digital sólo estará disponible cuando ya no sea necesario que los servicios digitales y analógicos compartan espectro (véanse los Capítulos 8 y 10). Suponiendo que los servicios de televisión digital tengan el uso exclusivo de una atribución de espectro dada, la flexibilidad inherente y la mejor utilización del espectro de los sistemas de televisión digital terrenal (comparado con los sistemas analógicos) hace posible considerar una gama de configuraciones de red mucho mayor que la que se dispone con la televisión analógica. Una diferencia obvia es que las redes de frecuencia única (SFN) pueden ser posibles bajo algunas circunstancias. Esto conduce a una división inicial de redes en tipos convencional y SFN, aunque hay similitudes significativas y superposiciones de tal división.

Las redes convencionales implican conceptos de planificación similar a los utilizados en el presente para redes analógicas, si éstas están previstas para proporcionar cobertura a estaciones individuales, regionales o incluso nacionales. Es probable que los emplazamientos de transmisores similares a los empleados en el presente continúen siendo utilizados a fin de mantener diagramas de cobertura comparables a los existentes en la actualidad. Las diferencias principales de las redes analógicas existentes serían las distancias menores entre transmisores cocanal y el conjunto reducido de restricciones en las relaciones de este canal entre coberturas superpuestas (si los transmisores están nominalmente coubicados o no). En la práctica, estas diferencias aparentemente pequeñas tendrán consecuencias importantes debido al incremento potencialmente grande en la capacidad del espectro disponible. Esto conducirá a un aumento significativo en el número de programas disponibles o bien a una reducción en la magnitud de espectro atribuido a televisión.

Las SFN en gran escala implican la utilización de un sistema de portadoras múltiples (tal como MDFO). Además, los conceptos de planificación básicos tienen diferencias mayores que los utilizados para redes analógicas. Si las zonas medianas o grandes requieren ser servidas con exactamente el mismo material de programa, una red completa puede tener todos sus transmisores ajustados exactamente a la misma frecuencia, aunque haya restricciones significativas en los requisitos de temporización para el material de programa que se ha de transmitir. Sin duda, la utilización de una sola frecuencia para una amplia zona de cobertura de un programa produce grandes economías de espectro. En el caso en que se transporten múltiples programas dentro de un solo canal, los ahorros pueden ser aún mayores, aunque tal empleo implica que son necesarias relaciones de protección y de portadora/ruido mayores y esto, en alguna medida, compensa las ganancias aparentes. Además, es necesario considerar cuidadosamente los requisitos de longitud de símbolo e intervalo de guarda si se deben obtener los beneficios plenos de una SFN. Por otra parte, se debe también aceptar que el programa «opt-outs» para partes de la zona general no es posible.

Existen diversas variantes de SFN para proporcionar amplia cobertura de zona, aunque esas difieren más en apariencia que en realidad. La diferencia primaria radica en la separación entre emplazamientos de transmisor. En un extremo estaría una red basada en los emplazamientos utilizados corrientemente para servicios analógicos, que pueden estar separados hasta por 80 km aproximadamente. En el otro extremo estaría una red densa con separaciones de transmisor de solo 10 ó 20 km. En la práctica, cualquier red real probablemente comprende algunos elementos de ambos casos. Incluso una red basada principalmente en los emplazamientos de estaciones analógicas existentes posiblemente necesite una serie de estaciones repetidoras y éstas tendrían separaciones relativamente pequeñas. Por el contrario, una red densa puede tener posiblemente algunas «brechas» donde la densidad de población es muy baja para que sea económicamente justificable construir algunas estaciones. No se puede suponer que el empleo de SFN implica que se deben cubrir grandes áreas. Un uso alternativo estaría restringido a zonas urbanas con el objeto de proporcionar los altos niveles de señal necesarios para la recepción portátil. En este caso, habría una SFN para cada zona urbana, con un método de planificación convencional utilizado para prestar diferentes servicios por separado, zonas urbanas individuales. Un aspecto del empleo de SFN puede no estar limitado a sistemas de portadoras múltiples. Si se emplean igualadores de retardo con un sistema de portadora única, es posible utilizar una sola frecuencia para una estación principal y sus repetidoras geográficamente próximas a fin de proporcionar ampliación de cobertura. Sin embargo, un requisito normal de un igualador de retardo es que habría una diferencia significativa en amplitud entre la señal principal y cualquier componente retardado. Si este es el caso, habrá poca o ninguna cobertura superpuesta entre la zona de servicio de la estación principal y la correspondiente a cualquiera de sus repetidoras, o entre las zonas de cobertura de cada una de las estaciones repetidoras.

En el Capítulo 6 figura una información detallada sobre planificación de la red.

### **2.4.3 Disponibilidad de servicio**

Una característica de los sistemas de televisión digital que incide en los factores de planificación es la brusca degradación entre el punto en que aparece el deterioro de la imagen y el punto cuando ésta es inutilizable. Con este factor de degradación en el orden de 1 dB, puede ser necesario un análisis crítico de los criterios de planificación en términos de disponibilidad y calidad de servicio en vista de cualquier objetivo para duplicar la cobertura analógica en la medida de lo posible.

La disponibilidad del servicio en ubicación y tiempo son factores que se deben elegir para proporcionar el servicio de televisión digital requerido en un modo eficaz y viable. Las características de transmisión y recepción de un sistema de televisión digital difieren de un sistema analógico y se estima que para proporcionar un servicio de televisión digital aceptable es necesario disponer de mejor disponibilidad de ubicación y tiempo de los utilizados para la planificación del

servicio analógico. La prestación de servicios digitales requiere total atención a la cobertura o disponibilidad de servicio y, por lo general, se supone que es necesario una disponibilidad de ubicación y tiempo de 90% o incluso de 99%.

Un requisito de cobertura para la televisión digital es el de adaptación de los servicios analógicos existentes en las bandas de televisión de ondas métricas y decimétricas. Una cuestión que necesita ser resuelta en la planificación de cobertura de televisión digital es que objetivos de *disponibilidad de servicios* deben ser establecidos en el límite de la zona de cobertura protegida o cercano a ella que corresponda a una disponibilidad «equivalente» como está provisto por el servicio analógico. Mientras que el servicio analógico está planificado sobre la base de una calidad de funcionamiento especificada para el 50% de localizaciones como mínimo y 90% ó 99% del tiempo, la característica de degradación gradual del servicio analógico produce una estadística de disponibilidad de servicio considerablemente mayor en el límite de la cobertura o cercano a ella. Si el objetivo es duplicar la cobertura analógica con una estación de televisión digital, será necesario considerar entonces un margen de propagación superior debido a la naturaleza abrupta del umbral para la interrupción de servicio que presenta la televisión digital.

La disponibilidad del servicio puede afectar el nivel de la potencia del transmisor requerido para establecer la disponibilidad deseada en la distancia de cobertura requerida. A medida que la disponibilidad del servicio se incrementa en ubicaciones o tiempo, se incrementa la potencia efectiva radiada transmitida necesaria y las distancias de separación requeridas para protección de interferencia entre los servicios digital y analógico se incrementan.

En los Capítulos 3 y 7 figura una información detallada de este tema.

## **2.5 Consideraciones sobre interferencias**

### **2.5.1 Interferencia digital-analógica**

Al considerar la introducción de los servicios DTTB en una base de «compartición» con los servicios analógicos existentes, es necesario definir el grado de degradación para los servicios analógicos de la interferencia cocanal (CCI, *co-channel interference*) y la interferencia de canal adyacente (ACI, *adjacent-channel interference*) que serán aceptables. En general, la señal digital transmitida tiene características espectrales similares al ruido gaussiano. El efecto de la interferencia cocanal, es, por tanto, elevar los umbrales de ruido de los receptores analógicos que a su vez reducen el grado de imagen (en la escala de 5 grados de la UIT) ejecutable en el borde del área del servicio analógico. En general, el objetivo de planificación es limitar esta pérdida de grado debido a la CCI digital-analógica, donde los grados corrientes de 4.0 (para interferencia continua) y 3.0 (para interferencia troposférica) constituyen la norma.

### **2.5.2 Interferencia digital-digital**

Dada la naturaleza similar al ruido del espectro transmitido digitalmente, la susceptibilidad de sistemas digitales a la CCI digital es casi idéntica a su susceptibilidad al ruido termal. Es decir, la susceptibilidad aumenta cuando los niveles de modulación aumentan a valores superiores como MAQ-16 y MAQ-64 (en teoría, unos 7 dB y unos 13 dB, respectivamente). Sin embargo, la capacidad de transmisión incrementada de los niveles de modulación superiores permite la utilización de esquemas de gestión de error muy complejos que compensan esta pérdida y proporcionan una ganancia general en calidad de funcionamiento.

### 2.5.3 Interferencia analógica-digital

Las fuentes principales de la CCI «analógica-digital» está centrada en las frecuencias de las subportadoras de imagen, sonido y color del sistema analógico. Si bien en principio esta interferencia de «banda estrecha» y potencia relativamente alta puede ser muy perjudicial para la transmisión digital, los esquemas muy complejos de gestión de errores descritos en detalle en la Parte 1 de este Manual puede abordar eficazmente este tipo de interferencia para suministrar un comportamiento funcional más resistente. En lo que respecta al caso de interferencia «digital-digital», el comportamiento final dependerá de la elección del nivel de modulación, la capacidad de transmisión dedicada a la protección de error, así como, en alguna medida, las características particulares del sistema de modulación -sea éste de naturaleza único o de portadoras múltiples.

En el Capítulo 7 figura una información detallada sobre el tema de cálculos de interferencia.

### 2.6 Repercusiones de las características del sistema de recepción

Los parámetros del sistema de recepción dan lugar a un número de factores que tienen repercusión en la planificación de la atribución o asignación. Los factores claves son el factor de ruido del sistema de recepción, la separación de ruido e interferencia a la entrada del receptor, y las relaciones de protección (en particular cocanal y canal adyacente) necesarias para permitir la recepción libre de interferencia en operaciones analógicas y digitales.

En sitios próximos al límite de la cobertura, el factor de ruido del receptor tiene efecto directo sobre la intensidad de campo requerida y, por tanto, la potencia de transmisión requerida resultante. Para planificación de la televisión digital, un sistema de recepción típico puede estar integrado por una antena, un cable de interconexión y un receptor, o los mismos componentes aumentados con un preamplificador de bajo ruido instalado en la antena. Para la primera configuración, el factor de ruido del receptor y la pérdida del cable de interconexión tienen repercusión en la intensidad de campo requerida. En el segundo caso, con el amplificador de bajo ruido, el factor de ruido del preamplificador (en el orden de 5 dB) tiene la repercusión principal en determinar la intensidad de campo requerida. La repercusión de la pérdida de línea y el factor de ruido del receptor están reducidos por la ganancia del preamplificador. En general, la configuración con el preamplificador requerirá una intensidad de campo inferior que la configuración para el receptor solamente.

Otro factor clave que repercute en los planes de atribución o asignación es la combinación de la relación portadora/ruido ( $C/N$ ) requerida en el terminal de la antena receptora de televisión y la relación portadora/interferencia ( $C/I$ ) cocanal requerida. La relación  $C/N$  asociada con la ganancia de la antena receptora, el factor de ruido y la calidad de señal deseada establece la intensidad de campo requerida del sistema de recepción. La  $C/I$  cocanal en asociación con la discriminación de directividad de la antena receptora determina la separación o protección requerida. En el caso de televisión digital, el ruido y la interferencia cocanal son aditivos pues la interferencia se comporta de forma similar al ruido. Por lo tanto, hay un valor mínimo de  $C/(N + I)$  en la entrada del receptor que es necesario satisfacer para obtener un nivel umbral de calidad de imagen especificado, referido normalmente como umbral de visibilidad. Una vez establecido este valor, es necesario, para fines de planificación, separar el valor umbral  $C/(N + I)$  entre  $C/N$  y la interferencia ( $C/I$ ). Basado en una separación equitativa entre ruido e interferencia, una  $C/N = C/I$  en el contorno protegido de televisión digital sería necesario disponer de unos 3 dB sobre el umbral de visibilidad.

En el Capítulo 3 figura una información detallada de la suma de interferencia y ruido.

## **2.7 Relaciones de protección**

Se requieren relaciones de protección para diversas situaciones de interferencia en casos de:

- Televisión digital interferida por televisión digital.
- Televisión analógica interferida por televisión digital.
- Televisión digital interferida por televisión analógica.

Las relaciones de protección utilizadas en planificación están basadas generalmente en los valores resultantes de las pruebas y mediciones de los sistemas de televisión digital. Las relaciones de protección con canal y de canal adyacente tienen la mayor repercusión en la planificación e influye sobre los parámetros del sistema y lugares de emplazamiento de transmisión. Se debe prestar atención a la relación de protección de canal adyacente para asegurar que suministra protección no sólo a la señal interferente adyacente sino también al espectro fuera de banda adyacente de esa señal (que aparece como interferencia cocanal para la señal deseada).

En este Manual no figuran detalles de valores de relación de protección. Esto se debe a que dichos valores tendrán tendencia a variar considerablemente en los años venideros pues se dispondrá de mayor información relativa a la calidad de funcionamiento de receptores prácticos (consumidor). Se invita al lector a consultar las Recomendaciones UIT-R BT.655 y UIT-R BT.1368 sobre relaciones de protección para televisión analógica y digital, respectivamente.

## **2.8 Aspectos de transmisión**

Se supone que los organismos de radiodifusión desearán utilizar la mayor cantidad posible de su infraestructura de transmisión existente, en particular, las instalaciones del transmisor y mástiles de antena que representan una considerable inversión que podría ser reutilizada. En los casos en que se desea obtener aproximadamente la misma zona de cobertura que la de los servicios analógicos existentes, esto podría ser posible. Incluso para nuevos servicios puede ser conveniente alguna reutilización de las facilidades existentes, sea para reducir las repercusiones ambientales como para bajar costos.

La suave transición de los servicios de televisión analógica a digital es de gran importancia y tiene una repercusión significativa en la reutilización de emplazamientos de transmisor y mástiles existentes, y posiblemente aún las antenas existentes originalmente instaladas para televisión analógica.

Debido a la amplia variedad de instalaciones de transmisión de televisión analógica existentes y la probabilidad que la diversidad de instalaciones de televisión digital sea como mínimo tan amplia, no es posible dar orientaciones específicas en esta materia. Por tanto, es necesario estudiar cada caso en particular.

En el Capítulo 9 figura una información detallada sobre ejemplos específicos de aspectos de transmisión.



## CAPÍTULO 3

### SUMA DE LA SEÑAL DE PROPAGACIÓN

#### 3.1 Predicción de los niveles de la señal en el 50% de los emplazamientos

En algunos países se utilizan métodos de predicción de la propagación en base a la información de bancos de datos de terreno. Esto permite obtener mejoras importantes en exactitud de la predicción cuando se lo compara con los métodos simples que figuran en la Recomendación UIT-R P.370<sup>1</sup>. Sin embargo, se ha encontrado que estos nuevos métodos no se pueden aplicar universalmente debido a la utilización de factores de corrección empíricos dentro de cada programa informático que mejora los resultados para el tipo de terreno encontrado en un determinado país.

La Unión Europea de Radiodifusión (UER) ha efectuado pruebas para investigar la magnitud de las diferencias introducidas en este modo (mediante la comparación de las predicciones con mediciones) y se ha encontrado que ninguno de los programas informáticos disponibles se comporta coherentemente mejor que la utilización de un método simple tal como el que figura en la Recomendación UIT-R P.370. Este método es de naturaleza esencialmente estadística y sus curvas tienen el propósito de dar resultados razonables para el tipo de terreno que se encuentra en muchas partes del mundo. La Recomendación UIT-R P.370 también tiene la ventaja de haber sido acordada internacionalmente para su utilización, por ejemplo, en conferencias.

Es interesante señalar que algunos experimentos efectuados recientemente han indicado que la Recomendación UIT-R P.370 puede proporcionar un método de propagación mejor que algunos métodos de banco de datos de terreno más complejos en lo que concierne a las señales T-DAB. En razón que las versiones T-DAB y DVB-T de la televisión digital terrenal son sistemas MDFO, parece probable que la Recomendación UIT-R P.370 (o su reemplazo, Recomendación UIT-R P.1546) pueda proporcionar un método de predicción de la propagación razonable para el caso de televisión digital terrenal. Sin embargo, es necesario recordar que la Recomendación UIT-R P.370 es un método estadístico y que no puede predecir zonas de recepción pobres en razón de la reducción del nivel de la señal causada por obstrucciones en el trayecto de propagación. En efecto, algunos experimentos han indicado que la desviación normal de la diferencia entre una medición del 50% de emplazamientos y una predicción conforme a la Recomendación UIT-R P.370 es de alrededor de 13 dB. Este valor elevado indica que puede no ser muy importante para la exactitud de la predicción cuál sea el valor exacto de la variación de ubicación asociada con las señales MDFO –si este valor es 4 dB o 7 dB no es realmente muy importante. Este último tema se trata con más detalle en los § 3.2 y 3.3.

A causa de las diferencias muy significativas de las condiciones de propagación en trayectos por tierra y por mar, se debe incluir como elemento de cálculo de predicción de la propagación un contorno de la costa (posiblemente en forma simplificada) para permitir tener en cuenta las diferencias en el cálculo de los niveles de interferencia.

---

<sup>1</sup> Esta Recomendación UIT-R fue sustituida por la Recomendación UIT-R P.1546 mientras se elaboraba el presente Manual para su publicación. Los comentarios efectuados en este Manual con referencia a la Recomendación UIT-R P.370 tienen igual aplicación que para la Recomendación UIT-R P.1546.

### 3.1.1 Predicción de los niveles de la señal deseada

Cuando se predican los niveles de la señal *deseada*, no hay consideraciones particulares que se deban tener en cuenta para un trayecto transmisor a receptor individual en el caso de predicciones basadas en la Recomendación UIT-R P.370. Los valores para el 50% del tiempo son apropiados en este caso pues el porcentaje de tiempo es también aplicable al requisito del 99% del tiempo para señales deseadas. Para las distancias cortas consideradas (hasta unos 60 km) las diferencias entre los valores del nivel de la señal correspondiente al 50% y al 99% del tiempo, no son considerables. Sin embargo, hay diferencias en la propagación de trayectos sobre tierra y sobre mar y, por tanto, es necesario tener en cuenta la naturaleza de cada trayecto de propagación individual; es decir, si es un trayecto todo sobre tierra, todo sobre mar o un trayecto mixto tierra-mar.

Cuando se dispone de la información pertinente, la Recomendación UIT-R P.370 permite efectuar una corrección utilizando el ángulo de despeje del terreno para el trayecto desde un determinado sitio de recepción en el sentido de emplazamiento del receptor.

Las predicciones de nivel de la señal que utilizan un banco de datos de terreno tendrán en cuenta toda información que requiere el modelo individual. Como se señaló anteriormente, se puede esperar que el valor previsto para un determinado trayecto sea dependiente del modelo utilizado.

### 3.1.2 Predicción de los niveles de la señal no deseada

En el curso de los procesos de planificación y de coordinación, es necesario predecir el nivel de intensidad de campo de la interferencia producido por una estación transmisora en la zona de servicio de otra. Cuando se calcula el nivel de la intensidad de campo interferente, se deben usar las curvas del 1% del tiempo que figuran en la Recomendación UIT-R P.370 (o Recomendación UIT-R P.1546). No obstante, se pueden utilizar otros métodos si existen acuerdos entre los países interesados.

De manera ideal el cálculo se debe efectuar en puntos que definen la zona de cobertura de la estación que se ha de proteger. Sin embargo, en algunas circunstancias, esto no puede ser posible o necesario. Se pueden distinguir dos casos:

#### a) *Predicción en puntos que definen las zonas de servicio*

Las predicciones de intensidades de campo interferentes se harían normalmente en puntos de la periferia de la zona de servicio de la estación que se ha de proteger. Es preferible que los puntos que definen el límite de la zona de servicio estén especificados o calculados sobre 36 ó 12 radiales de igual separación del emplazamiento del transmisor. En el cálculo de las intensidades de campo de la interferencia en esos puntos se puede incluir la corrección del ángulo de despeje del terreno descrito en la Recomendación UIT-R P.370 (y Recomendación UIT-R P.1546), si se dispone de la información suficiente en relación con el terreno local. En el caso que se especifiquen puntos límites en lugar de ser calculados, no hay requisito particular que esté sobre los radiales de igual separación.

#### b) *Predicción de la ubicación del emplazamiento del transmisor*

En algunos casos puede no ser posible o necesario definir la zona de servicio en la manera descrita en el punto anterior. Un ejemplo de esto sería cuando la estación que se ha de proteger es una estación de baja potencia con un radio de cobertura muy pequeño. Para definir la zona de servicio y calcular los niveles de interferencia en muchos puntos implicaría cálculos innecesarios. En este caso, la ubicación de la estación transmisora se puede tomar como representativa de la zona de servicio que se ha de proteger, y la predicción de la intensidad de campo de la interferencia se puede efectuar a ese punto. Sin embargo, en razón que la altura del terreno en el emplazamiento del transmisor no sería representativo de la zona que se ha de proteger, no se aplicarían correcciones del ángulo de despeje del terreno.

### **3.2 Estadísticas con relación al punto de emplazamiento**

Dentro de una pequeña zona, por ejemplo  $100\text{ m} \times 100\text{ m}$ , habrá una variación aleatoria del nivel de la señal en función del punto de emplazamiento, debido a las irregularidades del terreno local. Las estadísticas de este tipo de variación se caracterizan generalmente por una distribución lognormal de los niveles de la señal. Las recientes mediciones para señales digitales muestran que la desviación típica será de unos 5,5 dB dependiendo, en cierta medida, del entorno circundante del punto de emplazamiento del receptor.

No se puede realmente decir que se dispone ya de una gran cantidad de datos medidos para justificar *plenamente* cualquier valor individual de la desviación típica de variación de las ubicaciones para señales de televisión digital. Sin embargo, la evidencia que se dispone indica que esta desviación típica es probable que esté cerca de 5,5 dB, al menos para trayectos externos. Cualquier valor relacionado con cobertura externa en el resto de este documento estará basado en una desviación típica de 5,5 dB. Para recepción interior, la desviación típica será mayor y este tema será tratado en detalle en el Capítulo 5. La diferencia entre el 50% y el 95% de ubicaciones se toma así en 9 dB y entre 50% y 70% de ubicaciones se toma en 2,9 dB. Se debe subrayar que dicho valor no tiene en cuenta las inexactitudes propias de todo método de predicción de la propagación.

En el caso que la señal deseada esté compuesta de diversas señales individuales procedentes de distintos transmisores, el resultado de la desviación típica se hace variable, dependiendo de las intensidades de la señal individuales. Como consecuencia, la diferencia entre el 50% y el 70% o el 95% de ubicaciones se hace variable. No obstante, siempre será menor que la de una señal individual. Este tema será tratado con mayor detalle en el § 6.3.

### **3.3 Cálculo de la zona de cobertura para televisión digital**

#### **3.3.1 Necesidad de métodos de cálculo complejos**

Las cuestiones principales cuando se intenta construir nuevas redes terrenales de televisión digital son la evaluación de la zona de servicio y la población servida. Estas evaluaciones se efectúan a través de la estimación del nivel de la señal o señales útiles y el nivel de las señales interferentes. Como se indica en el § 3.3.2, debido a la rápida interrupción de la recepción digital cuando el nivel de la señal útil disminuye por debajo de su valor «mínimo», el objetivo para el porcentaje de ubicaciones nominalmente en cualquier borde<sup>2</sup> de la zona de servicio debe ser más elevada para sistemas digitales que el 50% de ubicaciones utilizadas para sistemas de televisión analógica. Para transmisiones de televisión digital se toman, por lo general, valores que oscilan entre el 70% y el 95% (véase el Capítulo 4). En tales condiciones, algunos de los medios más sencillos utilizados para efectuar evaluaciones de cobertura de televisión analógica no son completamente satisfactorios y es necesario efectuar cálculos más complejos.

#### **3.3.2 Repercusión de la característica de fallo rápido**

En el proceso de evaluación de la zona de cobertura del servicio de televisión analógica que utiliza medios de predicción usuales, el valor de la intensidad de campo especificada en el borde de la zona de cobertura es un valor medio. Representa el valor promedio de todos los valores reales de la intensidad de campo que podría ser medida dentro de una pequeña zona, tomado generalmente como  $100\text{ m} \times 100\text{ m}$ . Esto significa que en esta pequeña zona, alrededor de la mitad de los valores reales de la intensidad de campo se encuentran por debajo de este valor medio y aproximadamente

---

<sup>2</sup> El término «borde» significa aquí *cualquier* transición entre una zona cubierta y una zona no cubierta. Esos bordes pueden ocurrir en el límite exterior de una zona cubierta o en los límites que pueden existir dentro de la zona general, usualmente como resultado del blindaje local del trayecto de la señal deseada.

la mitad por encima del mismo. Para televisión analógica, si el valor es de, por ejemplo, 67 dB( $\mu$ V/m) se determina como el límite inferior del valor medio, que indica que dentro de la zona de cobertura se pueden encontrar los valores más pequeños de la intensidad de campo. Pero, si el valor de 67 dB( $\mu$ V/m) corresponde al grado 4 para la calidad de imagen conforme a la escala de la UIT, un valor inferior de intensidad de campo dará una calidad ligeramente inferior debido a la degradación uniforme de la recepción analógica en presencia de ruido o de interferencia. Una reducción de unos 6 dB para las relaciones  $C/N$  o  $C/I$  producirá la pérdida de un grado de calidad de imagen. Así, en el borde de la zona de servicio, incluso si el valor real de la intensidad de campo deseada está por debajo del valor límite especificado, la imagen se puede recibir aún pero con calidad menor. Se puede afirmar que para la televisión analógica la calidad «promedio» es de grado 4 en el borde de la zona de servicio.

Referente a la televisión digital, se sabe que el comportamiento del receptor es completamente diferente. Cuando el nivel de la señal disminuye y la relación  $C/N$  o  $C/I$  cae por debajo de un valor «mínimo» dado, la imagen desaparece completamente con una mayor reducción del nivel de la señal o menor de 1 dB. Este comportamiento se conoce generalmente como «característica de fallo rápido del sistema digital» y el valor límite de la intensidad de campo está diseñado como la mínima intensidad de campo. Si para la televisión digital se utilizara la misma definición de cobertura que para la televisión analógica, esto significaría que el 50% de las ubicaciones no estarían servidas en el borde de la zona de servicio o cercana a ella o en cualquier otra zona de señal reducida causada por obstrucciones locales. Esto se debe al hecho de que para receptores digitales no hay degradación suave sino que la calidad de la imagen cambia rápidamente de grado 5 a grado 0 sin ningún nivel de calidad intermedio. Este valor de sólo 50% de emplazamientos que reciben la imagen es claramente inaceptable, se deben seleccionar valores de porcentaje de emplazamientos más elevados a fin de permitir la recepción en mayor número de hogares con una instalación de recepción normal.

El valor exacto elegido depende del nivel de calidad del servicio deseado, y esta es la razón por la cual los valores pueden ser diferentes de un país a otro o aún de una compañía a otra dentro del mismo país. No obstante, en las definiciones de cobertura que figuran en el Capítulo 4, se han escogido dos valores, 70% y 95% del porcentaje de emplazamiento.

### **3.3.3 Empleo de las relaciones $C/I$ y $C/N$**

La evaluación de la zona de cobertura de un transmisor digital deseado se lleva a cabo utilizando los parámetros del sistema elegido teniendo en cuenta todos los transmisores que funcionan en la vecindad del transmisor digital en el mismo canal o en canales adyacentes. La mayor parte de esas señales interferirán la señal digital deseada; la excepción es una SFN por la cual las señales que provienen de transmisores vecinos pueden efectuar una contribución positiva. Se debe señalar que la expresión «en la vecindad» puede significar «en un radio de varios cientos de kilómetros».

#### **3.3.3.1 Caso de un emplazamiento de recepción**

Para que un emplazamiento de recepción sea cubierto por una transmisión de televisión digital, es sabido que el nivel de la señal deseada, expresado en dB, debe ser mayor que el nivel de ruido en un determinado valor que es la relación  $C/N$  mínima. Esto se puede expresar en dB mediante la fórmula  $C > \alpha + N$ , siendo  $\alpha$  la relación  $C/N$  mínima,  $N$  el nivel de ruido y  $C$  el nivel de la señal deseada. De la misma manera, para superar el efecto de una señal interferente, el nivel de la señal deseada debe ser superior al nivel de interferencia en un determinado valor referido como relación de protección para este tipo particular de señal interferente. Esto también se puede expresar en dB mediante  $C > \beta + I$ , siendo  $\beta$  la relación de protección (relacionada con la relación  $C/I$  mínima). La suma  $\beta + I$  (relación de protección + intensidad de campo de la señal interferente) se refiere a menudo como campo de perturbación. (En la práctica, se debe tener también en cuenta la discriminación de la antena receptora frente a la señal interferente.)

A causa de las diferentes naturalezas y anchuras de banda de las señales interferentes que producen distintos efectos en las portadoras de la señal MDFO, el valor de la relación de protección es muy distinto de un tipo de señal interferente a otro. Las relaciones de protección se evalúan en laboratorios con la hipótesis de que sólo hay una fuente de interferencia (ruido o una señal no deseada solamente).

En el mundo real, la señal deseada está sometida a interferencia por ruido y, posiblemente, por diversas señales interferentes que pueden ser de distintos tipos. Así, el nivel de la señal deseada puede ser comparado con una combinación de señales no deseadas. Es evidente que, debido a la distinta naturaleza de las señales, la potencia de la señal deseada no puede ser comparada directamente con la potencia suma del ruido y señales interferentes.

Se ha de evitar la notación  $C/(N + I)$  en razón que el término  $(N + I)$  se podría interpretar como la suma de la potencia de ruido y la potencia de cada señal interferente y esto daría un valor que no tiene significado. Los únicos valores que se pueden comparar a la señal deseada son los campos de perturbación  $(\beta + I)$ .

Debido al hecho que, en este caso particular de un emplazamiento de recepción, los niveles de las señales son valores reales, la condición de buena recepción se puede expresar simplemente de la siguiente manera:

$$\Sigma P_C \geq P_N + \Sigma P_{(\beta + I)}$$

donde:

$\Sigma P_C$ : potencia de las señales deseadas

$P_N$ : potencia de ruido equivalente

$\Sigma P_{(\beta + I)}$ : potencia de los campos de perturbación  
y todas las potencias se expresan matemáticamente.

### 3.3.3.2 Casos de una zona pequeña

En la práctica, no es posible conocer los valores reales de la intensidad de campo de cada emplazamiento de recepción para aplicar la fórmula previa y determinar en forma precisa la zona de cobertura. Las únicas cifras que se pueden evaluar son los valores medios de las intensidades de campos en zonas pequeñas (típicamente 100 m × 100 m).

El problema es entonces conocer si una determinada zona pequeña está dentro o fuera de la zona de cobertura y, a tal fin, se calcula la probabilidad de buena recepción en esas zonas. Esto probablemente representa el porcentaje de emplazamientos de recepción que pueden recibir una señal satisfactoria (es decir, cuya potencia es mayor o igual que la suma de las potencias de ruido e interferentes) dentro de esa zona pequeña. Una zona pequeña se puede encontrar dentro de la cobertura general si la probabilidad es mayor que un umbral determinado, 70% o 95% (para las definiciones de cobertura indicadas en el Capítulo 4).

El cálculo de la probabilidad se lleva a cabo utilizando los valores fijos apropiados para el nivel de ruido y las relaciones de protección de cada tipo de señal interferente y para las intensidades de campo que son variables aleatorias, con predicción del nivel medio de la intensidad de campo deseada y de cada señal no deseada que utiliza el método de predicción que figura en la Recomendación UIT-R P.370 (o Recomendación UIT-R P.1546) o modelos de predicción que utilizan bancos de datos de terrenos.

Sin embargo, a causa de que las potencias deseada e interferente son variables aleatorias que sólo se conocen a través de sus desviaciones medias y típicas, la fórmula indicada anteriormente no ha de ser aplicada sólo a los medios de las potencias deseada e interferente. Por lo tanto, es necesario referirse a modelos matemáticos para la distribución de la intensidad de campo con emplazamientos y utilizar métodos matemáticos para obtener el resultado de la combinación de diversas señales distribuidas aleatoriamente.

### **3.3.4 Métodos de cálculo**

El principio básico para evaluar una zona de servicio es estimar el valor medio y la desviación típica de la intensidad de campo de las señales deseada y no deseada en un gran número de emplazamientos de prueba en la zona de servicio supuesta y, con esos valores, calcular el porcentaje de emplazamientos servidos. Esto se puede efectuar para diferentes rumbos que tienen su origen en el emplazamiento del transmisor, por ejemplo cada  $10^\circ$ , o, en algunos casos, con una mayor densidad de emplazamientos de prueba.

Para la televisión analógica, iguales valores de la intensidad de campo deseada y de la intensidad de campo interferente corresponden a una cobertura del 50% de emplazamientos. Se han desarrollado diferentes métodos para calcular el nivel de la señal interferente equivalente cuando hay diversas señales interferentes, esos métodos se encuentran en el Informe UIT-R BS.945. En el caso de una SFN la señal deseada también puede estar compuesta de diversas señales individuales.

## **3.4 Combinación de los niveles de la señal para evaluaciones de cobertura**

### **3.4.1 Introducción**

Uno de los interrogantes que se han de resolver es cómo combinar las señales interferentes cuando existe más de una y cómo tener en cuenta el efecto de ruido. Algunos de los métodos de cálculo que se ocupan de esta cuestión se presentan a continuación. Son todos métodos estadísticos que requieren procesamiento informático y utilizan modelos de situación real. En todos ellos, excepto el método de suma de potencias, se supone que las intensidades de campo tienen una distribución lognormal con el emplazamiento.

El primer método es un informe numérico capaz de proporcionar la exactitud requerida pero a expensas de un tiempo de computación considerable. Los métodos restantes son aproximaciones que se presentan en orden de complejidad creciente y este aumento de complejidad corresponde a un incremento del tiempo de procesamiento informático.

Se debe señalar que aunque pueda existir alguna correlación entre las señales individuales, señales deseadas y no deseadas, ninguno de los métodos que se describen a continuación incluyen el tratamiento de correlación en su forma original. Sin embargo, alguno de ellos puede ser ampliado para incluir correlación. El efecto de correlación varía con la situación de recepción. Puede producir un incremento o una disminución de cobertura que depende de la situación de correlación particular.

### **3.4.2 El método de Monte Carlo**

Aparte de un método determinístico (integración numérica), el procedimiento de Monte Carlo es el método más exacto disponible para evaluar la probabilidad de cobertura. Con el valor medio de la desviación típica de la distribución de cada señal es posible simular la situación para un gran número de emplazamientos de recepción en una pequeña zona (por ejemplo,  $100\text{ m} \times 100\text{ m}$ ). Esto se efectúa generando un valor aleatorio del campo deseado y un valor aleatorio de cada señal interferente. Para cada combinación es posible verificar si el emplazamiento de recepción está servido o no comparando la potencia de la señal útil con la suma de las potencias de los campos de ruido e interferente.

Mediante la repetición de esta simulación para un gran número de combinaciones de señales deseada y no deseada, se puede calcular la posibilidad de cobertura para una zona pequeña determinada. Cuanto mayor es el número de combinaciones, más exacto será el método, pero esto puede conducir a tiempos de procesamiento de computación muy prolongados. Además, el proceso se debe repetir para un amplio número de pequeñas zonas a fin de representar la zona de cobertura general.

### **3.4.3 El método de la suma de potencias**

Este método, que fue tratado en diversas conferencias de la UIT, ha sido utilizado para la evaluación de múltiples interferencias. La suma de los niveles de las señales se calcula por medio de una adición no estadística de las potencias de cada una de las señales. Para la señal no deseada, las potencias de los valores medio de los campos de cada señal interferente se agregan a la potencia de la intensidad de campo mínima (que representa la contribución de ruido). Para la señal deseada en una SFN, se agregan las potencias de cada uno de los campos útiles. Si la suma de los niveles de las señales no deseadas es igual a la suma de los niveles de las señales deseadas, se obtiene una cobertura del 50% de los emplazamientos.

Para televisión digital, se debe agregar un margen al campo interferente resultante a fin de cubrir más del 50% de los puntos de emplazamientos. Este margen se relaciona con el porcentaje de emplazamientos objetivo. Su valor no se calcula con el método de la suma de potencias. Por lo general, se utiliza un valor calculado mediante la desviación típica de una sola señal.

Este método da resultados aceptables para el objetivo del 50% de emplazamientos pero presenta bajos comportamientos para porcentajes superiores debido a su carácter no estadístico. En el Anexo 1 al presente Capítulo figuran fórmulas detalladas.

### **3.4.4 El método de la multiplicación simplificada**

El método de la multiplicación simplificada es un procedimiento de cálculo estadístico que también se ha utilizado para la evaluación de la interferencia múltiple, por ejemplo en la Conferencia Regional de Radiodifusión en ondas métricas y modulación de frecuencia (Ginebra, 1984).

Este método permite la posibilidad de cobertura en presencia de diversas señales interferentes que se supone tienen una distribución lognormal con valores medios identificados y desviaciones típicas. La zona de cobertura se puede determinar calculando la probabilidad de diferentes emplazamientos. El contorno de la zona de cobertura está integrado por el conjunto de puntos de emplazamientos donde la posibilidad de cobertura obtiene el valor requerido.

Como en el tratamiento estadístico no se tiene en cuenta el efecto del ruido, se puede esperar la sobreestimación de la cobertura cuando los niveles de las señales interferentes son bajos. Sin embargo, es posible añadir el efecto de ruido al final del proceso de cálculo.

Este método se explica en detalle en el Doc. Técnico 3254 de la UER, pero se debe señalar que no se aplica a las SFN pues no puede tratar múltiples señales útiles.

### **3.4.5 El método lognormal**

El método lognormal (LNM) es un enfoque de aproximación para el cálculo estadístico de la distribución suma de diversas variables de distribución lognormal. En un cálculo de cobertura permite la posibilidad de cobertura de la pequeña zona en estudio. Este método que se basa en el supuesto que las distribuciones suma resultantes de los campos de las señales deseadas y no deseadas sean también lognormal, se compone de diversos pasos. Primero se calcula las distribuciones de los campos deseados ( $C$ ) y no deseados ( $NF$ ) compuestos. A continuación se

evalúan las distribuciones correspondientes de las relaciones  $C/NF$  y  $C/N$ , y por último, la combinación de esas distribuciones indica la posibilidad de cobertura. En alguna medida, el LNM es capaz de atender diferentes desviaciones típicas de las distribuciones de un solo campo.

Para mejorar la exactitud del LNM en la región de alta probabilidad (es decir, un valor de cobertura elevado) se puede introducir un factor de corrección. Esta versión se denomina LNM factor  $k$  (LNM- $k$ ).

En el Anexo 2 a este Capítulo figuran fórmulas detalladas del LNM normal y LNM- $k$ . En el Informe UIT-R BS.945 se describe una versión simplificada del LNM normal. (No se debe confundir este método con el denominado «método lognormal simplificado» que se aplica sólo para cálculos del 50% de cobertura y, por tanto, no se utiliza para la planificación de la televisión digital.

### **3.4.6 El método LNM- $t$**

El método LNM factor  $t$  (LNM- $t$ ) es un método de aproximación numérica para el cálculo estadístico de la distribución suma de diversas variables distribuidas de modo lognormal. Su estructura es similar a la del LNM y está basada en la misma idea, es decir, que la distribución suma de dos variables lognormal es también lognormal. Sin embargo, los parámetros de la distribución suma se calculan de modo diferente y, como consecuencia, son distintos de los del LNM normal.

Este procedimiento presenta una exactitud superior en la región de alta probabilidad (es decir, un valor de cobertura elevado) comparado con los procedimientos del LNM normal y LNM- $k$ , y presenta mayor complejidad matemática. El método LNM- $t$  puede procesar distintas desviaciones típicas de campos únicos con algunas restricciones. El caso específico del ruido se puede considerar como una señal de interferencia con una desviación típica de 0 dB.

En el Anexo 3 a este Capítulo figura una descripción de este método.

### **3.4.7 El método Schwartz y Yeh**

El método Schwartz y Yeh es un método interactivo para cálculos de las características de la resultante de  $N$  señales interferentes. Presenta la hipótesis de que la combinación de dos variables lognormales tiene también una distribución lognormal (es decir, una aproximación común) y presenta las fórmulas para calcular la resultante de dos variables. Para más de dos señales se aplica un proceso interactivo. Su procedimiento general es muy similar al de LNM- $t$  y la exactitud de ambos métodos es comparablemente alta; por esta razón, no se darán aquí mayores detalles.

## ANEXO 1

### AL CAPÍTULO 3

#### **Método de la suma de potencias**

El método de la suma de potencias es un procedimiento para el cálculo aproximado del valor medio de un campo suma. Si el valor medio de la intensidad de campo (logarítmico) de una señal única se representa por  $\bar{F}$  y se expresa en dB( $\mu\text{V}/\text{m}$ ), su potencia  $P$  (en unidades arbitrarias) viene dada por:

$$P = 10^{\frac{\bar{F}}{10}}$$

Para  $n$  campos individuales se añaden las potencias respectivas:

$$P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n P_i$$

y el valor medio  $\bar{F}_{\Sigma}$  de la intensidad de campo suma (logarítmica) se calcula con la siguiente expresión:

$$\bar{F}_{\Sigma} = 10 \log_{10}(P_{\Sigma})$$



## ANEXO 2

### AL CAPÍTULO 3

#### **LNМ normal y LNМ-k**

El método se basa en el concepto de describir la distribución de la suma de dos variables estadísticas con distribución lognormal por una nueva distribución lognormal, cuyos parámetros se determinan por la prescripción que el valor medio y la desviación típica de la nueva distribución, aproximada, debe ser idéntica a la distribución de la suma verdadera.,

$$M_{aprox.}^{pot.} = M_{verdadera}^{pot.}, \quad S_{aprox.}^{pot.} = S_{verdadera}^{pot.}$$

donde  $M$  y  $S$  representan el valor medio y la desviación típica de las respectivas distribuciones.

Dado que la distribución suma aproximada resultante sigue una configuración lognormal, puede ser combinada nuevamente con una tercera distribución lognormal, y así sucesivamente, permitiendo así una construcción de una distribución aproximada de  $n$  variables estadísticas distribuidas según una ley lognormal. Este procedimiento se puede efectuar analíticamente.

Supóngase que haya:

$n$  campos logarítmicos  $F_i$  con distribución gaussiana (parámetros  $\bar{F}_i, \sigma_i, i = 1 \dots n$ )

La tarea es encontrar los parámetros de la distribución suma lognormal aproximada:

1. Transfórmese  $\bar{F}_i, \sigma_i, i = 1 \dots n$ , de la escala dB a la escala Neper (esto evita la utilización de constantes molestas para el cálculo):

$$X_{\text{Neper}} = \frac{1}{10 \log_{10}(e)} * X_{\text{dB}}$$

2. Evalúense los valores medios  $M_i$  y las varianzas  $S_i^2$  de los  $n$  campos:

$$M_i = e^{\bar{F}_i + \frac{\sigma_i^2}{2}}, \quad S_i^2 = e^{2\bar{F}_i + \sigma_i^2} * \left( e^{\sigma_i^2} - 1 \right) \quad i = 1 \dots n$$

3. Determínese el valor medio  $M$  y la varianza  $S^2$  de la distribución de intensidad de campo suma:

$$M = \sum_{i=1}^n M_i, \quad S^2 = \sum_{i=1}^n S_i^2$$

4. Determínese los parámetros de distribución  $\sigma_{\Sigma}$  y  $\bar{F}_{\Sigma}$  de la distribución suma lognormal aproximada:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \log_e \left( k \frac{S^2}{M^2} + 1 \right), \quad \bar{F}_{\Sigma} = \log_e(M) - \frac{\sigma_{\Sigma}^2}{2} \quad i = 1 \dots n$$

donde  $k$  es un factor de corrección que varía entre 0 ... 1.

5. Transfórmese  $\bar{F}_{\Sigma}$  y  $\sigma_{\Sigma}$  de la escala Neper a la escala dB:

$$X_{\text{dB}} = 10 \log_{10}(e) * X_{\text{Neper}}$$

El método LNM- $k$  tiene el inconveniente de que el factor de corrección  $k$  depende del número, las potencias y las varianzas de los campos que intervienen. Para obtener resultados óptimos, sería necesario una tabla de interpolación, pero esto no es adecuado para un procedimiento heurístico como el del método lognormal factor  $k$ . Por lo tanto, para mantener el carácter simple y analítico de la aproximación, sólo se puede elegir un valor promedio de  $k$ , extractado de una muestra de configuraciones de campo representativas. Esta simplicidad se obtiene a expensas de una inexactitud que puede llegar a algunos dB para el 1% de algunas configuraciones típicas. Para la sumatoria de campos con desviaciones normales entre 6 y 10 dB el valor  $k = 0,5$  parece representar un compromiso posible. Para desviaciones típicas más pequeñas se debe utilizar un valor de  $k$  más elevado, por ejemplo  $k = 0,7$ . Si  $k$  se fija en 1,0, el LNM- $k$  es idéntico al procedimiento del LNM normal, como se describe en el Informe UIT-R BS.945.

ANEXO 3  
AL CAPÍTULO 3  
**LN*M-t* (V2)**

**1 Introducción**

Este Anexo describe un método de cálculo del campo suma a partir de parámetros de campo de componente (valor medio, varianza) que proporciona una reducción de la carga de cómputo comparada con las primeras versiones del LN*M-t*. Se ha retenido la estructura principal de calcular el campo suma mediante la combinación del *n*-ésimo campo componente con la suma de los campos 1 a *n* - 1 mediante el empleo de tablas de interpolación. Aprovechando las propiedades de una aproximación analítica adecuadamente elegida de la expresión para la suma de dos campos ha resultado posible calcular las tablas de interpolación al tiempo de ejecución y reemplazar los dos pasos de interpolación trilineal por tres interpolaciones bilineales, lo cual reduce el número de operaciones necesarias a casi la mitad de la versión LN*M-t* (V1) trilineal doble.

**2 Algoritmo del LN*M-t* (V2)**

Sean  $f_1$  y  $f_2$  los niveles de intensidad (no correlacionados y distribuidos normalmente) de los dos campos que han de ser combinados. El nivel del campo suma correspondiente viene dado por:

$$f = \log_e(e^{f_1} + e^{f_2}) \quad (1)$$

que se puede escribir en la forma:

$$f = \frac{1}{2}(f_1 + f_2) + \log_e \left( e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) \quad (2)$$

donde:

$$x = f_1 - f_2 \quad (3)$$

De la ecuación (2) se desprende que el valor medio  $\langle f \rangle$  del nivel del campo suma  $f$  tiene la forma

$$\langle f \rangle = \frac{1}{2}(\langle f_1 \rangle + \langle f_2 \rangle) + U(\bar{x}, \sigma_x) \quad (4)$$

donde  $\langle f_1 \rangle$  y  $\langle f_2 \rangle$  son los valores medios de  $f_1$  y  $f_2$ , respectivamente, y:

$$U(\bar{x}, \sigma_x) := \left\langle \log_e \left( e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) \right\rangle \quad (5)$$

Por razones de conveniencia,  $\bar{f}$  se utiliza en lugar de  $\langle f \rangle$  en algunas de las siguientes ecuaciones.

Sin duda  $U(\bar{x}, \sigma_x)$  depende de los parámetros de la distribución de  $x$  solamente; a propuesta,  $x$  es distribuida normalmente con valor medio  $\bar{x} = \bar{f}_1 - \bar{f}_2$  y varianza  $\sigma_x^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$ . La varianza de  $f$  se puede expresar de la siguiente forma:

$$\langle f^2 \rangle - \langle f \rangle^2 = \frac{1}{4} \sigma_x^2 + V(\bar{x}, \sigma_x) - [U(\bar{x}, \sigma_x)]^2 + \tilde{W}(\bar{x}, \sigma_1, \sigma_2) \quad (6)$$

donde:

$$V(\bar{x}, \sigma_x) = \left\langle \left[ \log_e \left( e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) \right]^2 \right\rangle \quad (7)$$

y

$$\tilde{W}(\sigma_1, \sigma_2) = \langle (f_1 - \bar{f}_1 + f_2 - \bar{f}_2) \times \log_e \left( e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) \rangle \quad (8)$$

Con los coeficientes  $A$ ,  $B$ , y  $C$  adecuadamente elegidos el término  $\ln(e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}})$  pueden ser aproximados mediante la siguiente ecuación:

$$\log_e \left( e^{\frac{x}{2}} + e^{-\frac{x}{2}} \right) = \frac{1}{2} |x| + C e^{-A|x| - Bx^2} \quad (9)$$

Los errores de aproximación tanto absolutos como relativos son menores que  $7 \times 10^{-3}$  con errores máximos que suceden para  $x$  en el intervalo  $[-4, 4]$  cuando  $A = 0,685437037$ ,  $B = 0,08198801$  y  $C = 0,686850632$ . Cuando la aproximación de la ecuación (9) se inserta en las ecuaciones (5), (7) y (8) se pueden evaluar los valores medios. Resulta entonces que:

$$U(\bar{x}, \sigma_x) = \bar{x} \left[ \Phi \left( \frac{\bar{x}}{\sigma_x} \right) - \frac{1}{2} \right] + \frac{\sigma_x}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} + \frac{C e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}}}{\sqrt{1+2B\sigma_x^2}} \left[ e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] \quad (10)$$

donde:

$$K_{\pm} = \frac{\bar{x}/\sigma_x \pm A\sigma_x}{\sqrt{1+2B\sigma_x^2}} \quad (11)$$

y donde  $\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y dm e^{-\frac{m^2}{2}}$  es la distribución común normalizada acumulada.

$V$  viene dado por:

$$\begin{aligned}
 V(\bar{x}, \sigma_x) = & \frac{1}{4}(\bar{x}^2 + \sigma_x^2) + \frac{C \sigma_x}{1 + 2B \sigma_x^2} e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} \times \\
 & \left[ \sqrt{\frac{2}{\pi}} - K_+ e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + K_- e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] + \frac{C^2}{\sqrt{1 + 4B\sigma_x^2}} e^{\frac{-2B\bar{x}^2 + 2A^2 \sigma_x^2}{1 + 4B\sigma_x^2}} \times \\
 & \left[ e^{\frac{2A\bar{x}}{1 + 4B\sigma_x^2}} \Phi\left(-\frac{\bar{x}/\sigma_x + 2A\sigma_x}{\sqrt{1 + 4B\sigma_x^2}}\right) + e^{\frac{-2A\bar{x}}{1 + 4B\sigma_x^2}} \Phi\left(\frac{\bar{x}/\sigma_x - 2A\sigma_x}{\sqrt{1 + 4B\sigma_x^2}}\right) \right] \quad (12)
 \end{aligned}$$

$\tilde{W}$  finalmente se puede expresar como:

$$\tilde{W} = (\sigma_1^2 - \sigma_2^2) W(\bar{x}, \sigma_x) \quad (13)$$

donde:

$$\begin{aligned}
 W(\bar{x}, \sigma_x) = & \Phi\left(\frac{\bar{x}}{\sigma_x}\right) - \frac{1}{2} + C e^{-\frac{\bar{x}^2}{2\sigma_x^2}} \times \\
 & \left\{ \frac{1}{\sigma_x(1 + 2B\sigma_x^2)} \left[ K_+ e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + K_- e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] \right. \\
 & \left. - \frac{\bar{x}}{\sigma_x^2 \sqrt{1 + 2B\sigma_x^2}} \left[ e^{\frac{K_+^2}{2}} \Phi(-K_+) + e^{\frac{K_-^2}{2}} \Phi(K_-) \right] \right\} \quad (14)
 \end{aligned}$$

Una vez que las funciones  $U$ ,  $V$  y  $W$  hayan sido tabuladas (que debido a las numerosas similitudes de los términos que aparecen en las ecuaciones (10), (12) y (14) sólo consumen un moderado tiempo de computación) la combinación de dos campos se puede llevar a cabo muy simplemente calculando primero  $\bar{x}$  y  $\sigma_x$ , luego se hallan los valores correspondientes de las funciones  $U$ ,  $V$  y  $W$  por interpolación bilineal en las tablas respectivas, y, por último, se calcula el nivel de campo suma medio con la ecuación (4) y la varianza como:

$$\langle f^2 \rangle - \langle f \rangle^2 = \frac{1}{4} \sigma_x^2 + V(\bar{x}, \sigma_x) - [U(\bar{x}, \sigma_x)]^2 + (\sigma_1^2 - \sigma_2^2) W(\bar{x}, \sigma_x) \quad (15)$$



## CAPÍTULO 4

### COBERTURA

#### 4.1 Definiciones de cobertura para recepción fija, portátil y móvil

##### 4.1.1 Introducción

Es necesario tener definiciones de la cobertura de una estación transmisora de televisión terrenal o un grupo de estas estaciones. Tales definiciones pueden estar basadas principalmente en criterios técnicos pero es necesario que sean fácilmente utilizables para propósitos no técnicos.

Esto es así para transmisiones de televisión analógica como para transmisiones de televisión digital. Sin embargo, el caso de las estaciones analógicas es relativamente sencillo de abordar pues la línea que define los contornos de una zona de cobertura es bastante flexible y no es necesario ser demasiado preciso acerca de donde realmente se encuentra la línea en cualquier zona determinada; en efecto, en muchos casos no es realmente posible ser preciso.

Las coberturas del servicio de televisión digital se caracterizan por una transición muy rápida desde la recepción casi perfecta a no tener recepción alguna y esto hace mucho más crítico poder definir qué zonas van a ser cubiertas y cuáles no. Sin embargo, debido a la transición muy rápida del sistema DVB-T, hay una desventaja de costo si el objetivo de cubrimiento dentro de una zona pequeña (por ejemplo, 100 m × 100 m) se fija demasiado alto. Esto ocurre en razón que es necesario implementar las potencias de transmisión o bien proporcionar un considerable número de transmisores a fin de garantizar la cobertura al último porcentaje de las zonas pequeñas peor servidas.

Por esta razón, se ha convenido en definir cobertura «buena» el caso en que estén cubiertos el 95% de los puntos de emplazamientos dentro de una zona pequeña. De manera similar, se ha definido «aceptable» el caso en que el 70% de los emplazamientos dentro de la zona pequeña estén cubiertos.

Las definiciones no pretenden describir la zona en la que se obtiene la cobertura en las condiciones para el caso más desfavorable. Para proporcionar una descripción de la zona en la que la cobertura es «buena» o «aceptable» se debe obtener en condiciones representativas prácticas.

Se debe tener en cuenta que en una situación determinada puede ser posible mejorar la recepción:

- buscando una mejor posición para la antena receptora;
- utilizando una antena receptora (más) direccional con mayor ganancia;
- utilizando un amplificador de antena de bajo ruido (en el caso de recepción con antena fija).

##### 4.1.1.1 Recepción con antena fija

La recepción con antena fija se define como recepción en la que se utiliza una antena receptora directiva instalada en el nivel de techo.

Se supone que las condiciones de recepción cercanas a la óptima (dentro de un volumen relativamente pequeño en el techo) se encuentran cuando la antena está instalada.

Al calcular la intensidad de campo de la recepción con antena fija se considera que una altura de 10 m sobre el nivel del suelo de la antena receptora es representativo.

### 4.1.2 Recepción con antena portátil

La recepción con antena portátil se define como:

- clase A (exterior), cuya recepción se hace a través de un receptor portátil que utiliza una antena incorporada o antena exterior a no menos de 1,5 m sobre el nivel del suelo;
- clase B (planta baja, interior), cuya recepción se hace a través de un receptor portátil con una antena incorporada o externa en locales a una altura no menor de 1,5 m sobre el nivel del suelo:
  - en la planta baja;
  - con una ventana en una pared externa.

La recepción interna portátil en el primer piso o piso superiores se considerará clase B con correcciones de nivel de señal aplicados, pero la recepción interna en planta baja es posiblemente el caso más común.

En ambas categorías, A y B, se supone que:

- las condiciones de recepción óptimas se encontrarán moviendo la antena hasta 0,5 m en cualquier dirección;
- el receptor portátil no se mueve durante la recepción y los grandes objetos cercanos al receptor tampoco se mueven;
- no se consideran casos extremos, tales como recepción en locales completamente blindados.

### 4.1.3 Recepción móvil

La recepción móvil se define como aquella que utiliza una antena no directiva instalada en el nivel de techo de un vehículo móvil.

El factor dominante con relación a los efectos de recepción locales se considera que son los márgenes de desvanecimiento en presencia de canales Rayleigh. Los márgenes de desvanecimiento dependen de la frecuencia y velocidad del vehículo. Los valores de los márgenes de desvanecimiento se derivan de las diferencias entre la relación  $C/N$  requerida para un canal gaussiano y la relación  $C/N$  requerida para un canal Rayleigh.

Los otros márgenes pueden tomar los mismos valores que los correspondientes a la recepción portátil exterior.

En el Cuadro 4.1 se muestran las especificaciones adoptadas en Japón para recepción portátil para cada banda de frecuencia.

CUADRO 4.1  
Recepción móvil

	Banda	Banda	Banda	Banda
	65 MHz	200 MHz	500 MHz	800 MHz
Ganancia debida a la altura <sup>(1)</sup>	-10 dB	-10 dB	-12 dB	-12 dB
Ganancia de antena	-2,2 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Directividad de antena	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Pérdida en el alimentador	0 dB	0 dB	0 dB	0 dB
Márgenes de desvanecimiento	10,8 dB <sup>(2)</sup>	8,8 dB <sup>(2)</sup>	4 dB <sup>(2)</sup>	4 dB <sup>(2)</sup>
NF	7 dB	7 dB	7 dB	7 dB

(1) Para una altura de antena receptora de 1,5 m sobre el nivel del suelo.

(2) Los valores para MDP-4D,  $r = 1/2$ .

#### 4.1.4 Zona de cobertura

Al definir la zona de cobertura para cada condición de recepción se toma un enfoque de tres niveles.

##### – Nivel 1: Lugar de recepción

La unidad más pequeña es el lugar de recepción: las descripciones de las condiciones de recepción figuran en los § 4.1.2 a 4.1.4.

Se considera que el lugar de recepción está servido si el nivel de la señal deseada es suficientemente elevado para superar el nivel de ruido e interferencia durante un determinado porcentaje de tiempo. Se recomienda un valor de 99% de tiempo.

##### – Nivel 2: Cobertura de zona pequeña

El segundo nivel es una «pequeña zona» (por lo general 100 m × 100 m).

En esta área pequeña se indica el porcentaje de emplazamientos cubiertos.

La cobertura de esta pequeña zona se clasifica como:

«**Buena**», si se cubre por los menos el 95% de puntos de recepción dentro de la misma.

«**Aceptable**», si se cubre por lo menos el 70% de los puntos de recepción dentro de la misma.

##### – Nivel 3: Zona de cobertura

La zona de cobertura de un transmisor, o de un grupo de transmisores, está integrada por la suma de cada una de las zonas pequeñas en la cual se obtiene un porcentaje dado (70% ó 95%) de cobertura.

#### 4.1.5 Ejemplos de utilización práctica

En el caso que se requieran definiciones simplificadas de cobertura de transmisor, una frase tal como «zona dentro de la cual se espera buena recepción con antena fija» es equivalente:

- a la zona de cobertura para un transmisor o un grupo de transmisores;
- al menos el 95% de los puntos de recepción dentro de cada zona pequeña incluida;
- a la recepción con antena fija.

De la misma manera la indicación «zona dentro de la cual se espera recepción aceptable con antena portátil clase B» es equivalente:

- a la zona de cobertura para un transmisor o un grupo de transmisores;
- al menos el 70% de los puntos de recepción en planta baja (interior) con cada zona pequeña incluida;
- a la recepción con antena portátil.

## 4.2 Antenas de recepción

### 4.2.1 Recepción con antena fija

En la Recomendación UIT-R BT.419 figuran los diagramas (de directividad) de antena que se han de utilizar para la planificación de la televisión digital.

Las ganancias de antena (referidas al dipolo de media onda) utilizadas para el cálculo de los niveles de la señal deseada medio mínimos en el § 5.2.1 son:

65 MHz	200 MHz	500 MHz	800 MHz
3 dB	7 dB	10 dB	12 dB

Esos valores son considerados como valores mínimos realistas.

Dentro de cualquier banda de frecuencias, se puede tener en cuenta la variación de la ganancia de antena con la frecuencia mediante la adición de un término de corrección:

$$\text{Corr} = 10 \log (F_A/F_R)$$

donde:

$F_A$ : frecuencia real que se considera

$F_R$ : frecuencia de referencia pertinente indicada más arriba.

#### 4.2.1.1 Pérdidas en la línea de alimentación

Las pérdidas en la línea de alimentación utilizadas para el cálculo de los niveles de la señal deseada media mínimos en el § 5.2.1 son:

65 MHz	250 MHz	500 MHz	800 MHz
1 dB	2 dB	3 dB	5 dB

### 4.2.2 Recepción con antena portátil

#### 4.2.2.1 Generalidades

Las condiciones para la recepción portátil difieren de la recepción fija en:

- ausencia de ganancia y directividad de la antena receptora;
- pérdida reducida del alimentador;
- altura de recepción generalmente inferior;
- pérdida de penetración en el edificio en el caso de recepción interna.

Se ha considerado que un receptor portátil y un receptor para recepción fija tienen el mismo factor de ruido, es decir 7 dB.

Para la consideración de este tema, se puede suponer que la ganancia de una antena receptora portátil es de -2,2 dB o para ondas métricas y 0 dB para ondas decimétricas. Para ambas bandas de frecuencias, se puede suponer que la pérdida en el alimentador es de 0 dB. Estos valores se utilizaron en el cálculo de los niveles de la señal deseada medios mínimos que figuran en el § 5.3.1.

## 4.2.2.2 Elementos de recepción con antena portátil

### 4.2.2.2.1 Variaciones del nivel de señal

#### 4.2.2.2.1.1 Generalidades

Las variaciones de intensidad de campo se pueden dividir en variaciones de macroescala y de microescala. Las variaciones de macroescala se relacionan con áreas con dimensiones lineales de 10 m a 100 m o más y están principalmente causadas por atenuación por sombra y reflexiones por trayectos múltiples de los objetos distantes. Las variaciones de microescala se relacionan con áreas con dimensiones del orden de una longitud de onda y están principalmente causadas por reflexiones de trayectos múltiples procedentes de objetos cercanos. Como se puede suponer que para recepción portátil la posición de la antena se puede optimizar dentro del orden de una longitud de onda, las variaciones de microescala no será muy importante para fines de planificación. Otra manera de superar esas variaciones es la posibilidad de disponer de un receptor que utiliza diversidad de antena.

Las variaciones de macroescala de la intensidad de campo son muy importantes para determinar la cobertura. En general, se debe requerir un elevado porcentaje objetivo de cobertura para compensar la rápida velocidad de fallo de las señales de televisión digital.

#### 4.2.2.2.1.2 Variaciones de microescala

Las mediciones efectuadas en Eindhoven, Países Bajos, mostraron que la desviación típica de la distribución de intensidad de campo de microescala es de unos 3 dB. Este valor ha sido confirmado por mediciones efectuadas en el Reino Unido. La variabilidad del área afectada para variaciones de microescala es por tanto:

Objetivo de cobertura	Variación del área afectada
>95%	5 dB
>70%	1,5 dB

#### 4.2.2.2.1.3 Variaciones de macroescala en lugares de emplazamiento en exteriores

En la Recomendación UIT-R P.370 figura una desviación típica para señales de banda ancha de 5,5 dB. Este valor se utiliza aquí para determinar la variación del área afectada en puntos de emplazamiento en exteriores.

La variación del área afectada para variaciones de macroescala es por tanto:

Objetivo de cobertura	Variación del área afectada
>95%	9 dB
>70%	2,9 dB

#### 4.2.2.2.1.4 Variaciones de macroescala en puntos de emplazamiento interiores

El factor de variación en puntos de emplazamiento interiores es el resultado combinado de la variación de exteriores y el factor de variación debido a la atenuación de edificios (véase el § 4.2.2.4).

### **4.2.2.3 Pérdida debida a la altura**

Para recepción portátil, la altura de la antena de 10 m sobre el nivel del suelo generalmente utilizada para fines de planificación no es real y es necesario introducir un factor de corrección basado en una antena receptora cercana al nivel de suelo. Por esta razón, se ha adoptado una altura de antena receptora de 1,5 m sobre el nivel del suelo (exterior) o sobre el nivel del suelo (interior).

El método de predicción de propagación que figura en la Recomendación UIT-R P.370 utiliza una altura de recepción de 10 m. Para corregir los valores previstos para una altura de recepción de 1,5 m sobre el nivel del suelo se ha introducido un factor denominado «pérdida debida a la altura». Las mediciones en ondas decimétricas realizadas en los Países Bajos indicaron una pérdida debida a la altura de 12 dB. Para ondas métricas, el Informe UIT-R BS.1203 presenta un valor de 10 dB.

### **4.2.2.4 Pérdida por penetración en edificio**

#### **4.2.2.4.1 Generalidades**

La recepción de televisión portátil tendrá lugar en el interior o exterior de edificios. La intensidad de campo en emplazamientos interiores será atenuada considerablemente por un valor que depende de los materiales y de la construcción del edificio. Está previsto un alto margen de pérdidas por penetración de edificios.

La pérdida media por penetración en edificio es la diferencia (dB) entre la intensidad de campo media dentro de una edificación a una determinada altura sobre el nivel del suelo y la intensidad de campo media fuera de la misma edificación a la misma altura sobre el nivel del suelo.

#### **4.2.2.4.2 Mediciones en ondas métricas**

En el Informe UIT-R BS.1203 figuran los resultados de mediciones de ondas métricas efectuadas en el Reino Unido para investigar la recepción de T-DAB en el interior de un edificio. Los resultados indican un valor medio de pérdida por penetración en edificio de 8 dB con una desviación típica de 3 dB.

#### **4.2.2.4.3 Mediciones en ondas decimétricas**

Se llevaron a cabo mediciones en los Países Bajos utilizando una señal MDFO transmitida con una anchura de banda de 8 MHz que contenía 512 portadoras. Las mediciones fueron hechas como muestras con una anchura de banda de recepción de 12 kHz que cubre el canal en una serie de pasos.

Se midió el nivel de la señal como función de las variaciones de microescala en lugares interiores y exteriores.

Se prevé que el valor  $V_{10\%}$ , que representa la potencia de la señal de banda estrecha recibida rebasada en el 10% de los puntos de emplazamiento, está más estrechamente relacionada con el nivel de la señal recibida de banda ancha. Por lo tanto, los valores de  $V_{10\%}$ , para sitios de medición en interiores, exteriores y 10 m de referencia parecen ser lo más adecuados para el cálculo de los factores de pérdida y ganancia.

Se estima que el valor medio  $M(V_{10\%}(\text{exterior})/V_{10\%}(\text{interior}))$ , que podría ser una buena medida para la pérdida por penetración en edificio, está en el orden de 6 dB. La desviación típica está en el orden de unos 6 dB.

Otras medidas efectuadas en los Países Bajos que utilizaron una señal de ruido transmitida de 7 MHz y anchura de banda de recepción de 7 MHz indicaron una pérdida media por penetración en edificio de unos 9 dB. Sin embargo, esas mediciones fueron realizadas en un número limitado de ubicaciones. La cantidad de edificaciones de hormigón fue relativamente alta. Esta podría ser la razón para el valor medio algo superior.

Asimismo, ha sido estimada la influencia de las personas caminando alrededor de la antena receptora. Las variaciones de nivel de la señal (valor 10% y 90%) se extienden de +2,6 dB a -2,6 dB. Estas variaciones son relativamente pequeñas y no parece necesario tenerlas en cuenta para fines de planificación.

Se han llevado también a cabo otras mediciones en los Países Bajos para determinar:

- la influencia de una pared húmeda;
- el tiempo de variación de la señal recibida en un período de 11 días a través de un trayecto corto.

Se considera que ninguna de esas dos condiciones tiene una influencia importante en la señal recibida.

#### 4.2.2.4.4 Valores de pérdida por penetración en edificio para fines de planificación

Hasta que no se dispongan de valores más uniformes la pérdida por penetración en edificio para fines de planificación se toma como:

Banda	Valor medio	Desviación típica
Ondas métricas	8 dB	3 dB
Ondas decimétricas	7 dB	6 dB

Sin embargo, la pérdida por penetración no se hace negativa.

#### 4.2.2.4.5 Distribución de lugares en interior de edificios

El factor de variación en ubicaciones en interior de edificios es el resultado combinado de la variación en exterior y el factor de variación debido a la atenuación por edificio. Se supone que esas distribuciones no son correlativas. La desviación típica de la distribución de intensidad de campo en interiores se puede, por tanto, calcular tomando la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de cada desviación típica. En ondas métricas, donde las desviaciones típicas de macroescala son 5,5 dB y 3 dB respectivamente, el valor combinado es de 6,3 dB. En ondas decimétricas, donde las desviaciones típicas de macroescala son de 5,5 dB y 6,2 dB respectivamente, el valor combinado es de 8,3 dB.

La variación del área afectada para variaciones de macroescala en ubicaciones dentro de edificios es, por tanto, en ondas métricas:

Objetivo de cobertura	Variación del área afectada
>95%	10 dB
>70%	3 dB

y en ondas decimétricas:

Objetivo de cobertura	Variación del área afectada
>95%	14 dB
>70%	4 dB

Como se indicó en el Capítulo 3, el proceso de predicción de intensidad de campo general debe tener en cuenta la variación del área afectada y la diferencia entre los valores medidos y previstos.

#### **4.2.2.5 Propiedades de las antenas receptoras portátiles**

##### **4.2.2.5.1 Generalidades**

Se estima que una antena de nivel de techo como se utiliza para recepción fija tenga una ganancia de unos 10 a 12 dB en ondas decimétricas. Para un receptor portátil la antena será muy probablemente del tipo incorporada en el caso extremo que tenga una ganancia de  $-20$  dB o bien, en el mejor de los casos, una antena de techo orientable con una ganancia de algunos dB (en ondas decimétricas).

Para fines de planificación se supone que una antena de un receptor portátil es omnidireccional y que la ganancia es 0 dB para una antena de ondas decimétricas y de  $-2,2$  dB para una antena de ondas métricas. Se puede suponer que un receptor portátil puede tener una pérdida de alimentador de 0 dB. Para referencia, se puede señalar que una antena de techo se conectará a un receptor por medio de un cable de alimentación. Éste probablemente presente una pérdida de 3 a 5 dB en ondas decimétricas. Estos valores pueden parecer elevados cuando se consideran longitudes de líneas de alimentación relativamente cortas, pero se debe incluir alguna tolerancia para efectos de envejecimiento de la línea de alimentación (por ejemplo, corrosión del blindaje de cobre).

##### **4.2.2.5.2 Mediciones de antenas de interior**

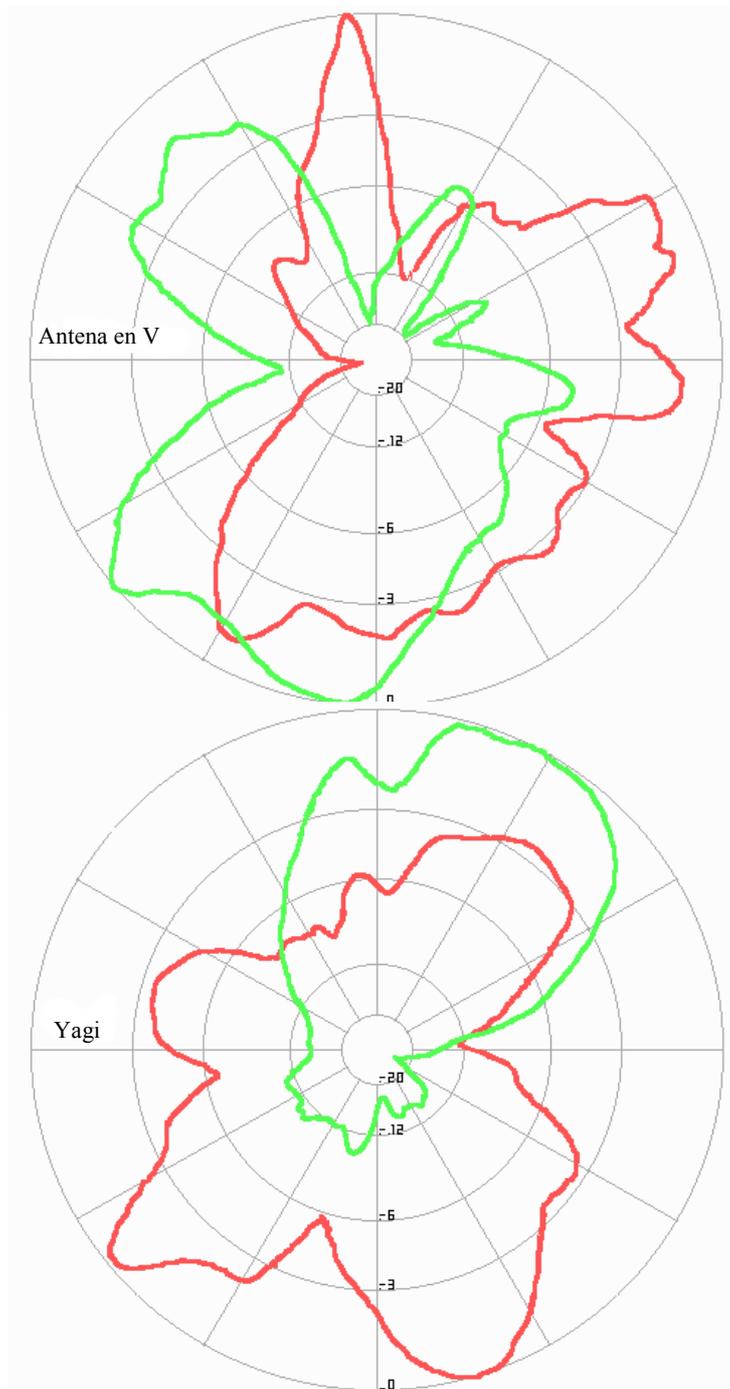
Se efectuaron mediciones en los Países Bajos para investigar la directividad de antenas de techo en circunstancias prácticas. Se seleccionó una antena en V y dos antenas Yagi de cinco elementos de moderada calidad. Los resultados mostraron que la ganancia y directividad dependen mucho de la frecuencia y ubicación.

La ganancia varió de  $-15$  a  $+3$  dB aproximadamente para las antenas Yagi y de  $-10$  a  $-4$  dB aproximadamente para la antena en V.

Para mediciones de directividad las antenas se colocaron en una sala cerca de una pared para representar las condiciones prácticas. Los diagramas de radiación cambiaron considerablemente en función de la frecuencia.

En condiciones prácticas la antena debe, por tanto, ser dirigida para obtener la señal más elevada antes que colocarla en la dirección del transmisor (suponiendo que ésta sea conocida).

En las Figs. 4.1 y 4.2 se muestran los diagramas de dos tipos de antenas en el interior de un edificio cercanos a una pared, medidos en los Países Bajos.



DTTB-04142

FIGURAS 4.1 y 4.2  
Ejemplos de diagramas de antenas de interior

Las mediciones efectuadas por la BBC de dos antenas de interior disponibles en el comercio mostraron mejor rendimiento. Las antenas tenían una ganancia de 5 a 6 dB en toda la Banda IV y V.



## CAPÍTULO 5

### NIVELES MEDIOS MÍNIMOS DE LA SEÑAL DESEADA

#### 5.1 Generalidades

Los niveles mínimos de la señal necesarios para superar el ruido, expresado generalmente como la potencia de entrada mínima del receptor o la tensión de entrada equivalente mínima correspondiente del receptor, no toman en cuenta ningún efecto de propagación. Sin embargo, es necesario tener en cuenta esos efectos cuando se considera la recepción de televisión en un entorno práctico.

En el § 3.3.2 y en el Capítulo 4, se indica que, debido a la transición muy rápida entre recepción casi perfecta a sin recepción alguna, es necesario que el nivel de señal mínimo requerido se logre en un elevado porcentaje de lugares. Estos porcentajes han sido fijados en 95 para recepción «buena» y 70 para recepción «aceptable». Los niveles de señal medios mínimos se pueden calcular teniendo en cuenta los elementos de propagación, para asegurar que los valores mínimos se obtienen en el porcentaje de lugares especificado.

Los niveles de señal media mínimos se calculan para:

- tres condiciones de recepción:
  - recepción para antena fija;
  - recepción portátil en exteriores;
  - recepción portátil de interiores en planta baja;
- cuatro frecuencias que representan las Bandas I, III, IV y V:
  - 65 MHz;
  - 200 MHz;
  - 500 MHz;
  - 800 MHz;
- cinco relaciones  $C/N$  representativas:
  - 2 dB;
  - 8 dB;
  - 14 dB;
  - 20 dB;
  - 26 dB.

Para estos ejemplos se utilizan valores  $C/N$  representativos. Los resultados para cualquier variante del sistema elegido se pueden obtener por interpolación entre valores representativos que intervienen.

Todos los valores equivalentes medios mínimos de intensidad de campo presentados en este Capítulo son para cobertura por un solo transmisor, no para redes de frecuencia única, donde habrá más de una contribución para la señal deseada. En el Capítulo 6 se encuentra mayor información al respecto.

Para calcular la densidad media mínima del flujo de potencia o intensidad de campo equivalente necesaria para asegurar que los valores mínimos del nivel de señal se puedan obtener con el porcentaje de lugares requeridos, se utilizan las siguientes expresiones:

para recepción con antena fija (en Cuadros 5.1 a 5.4):

$$\Phi_{min} = P_{s\ min} - A_a + L_f$$

$$\Phi_{med} = \Phi_{min} + P_{mnn} + C_l$$

para recepción portátil de exteriores (Clase A) (en Cuadros 5.5 a 5.8):

$$\Phi_{min} = P_{s\ min} - A_a$$

$$\Phi_{med} = \Phi_{min} + P_{mnn} + C_l + L_h$$

para recepción portátil en edificio planta baja (Clase B) (en Cuadros 5.9 a 5.12):

$$\Phi_{min} = P_{s\ min} - A_a$$

$$\Phi_{med} = \Phi_{min} + P_{mnn} + C_l + L_h + L_b$$

por lo general:

$$E_{min} = \Phi_{min} + 120 + 10 \log (120\pi) = \Phi_{min} + 145,8$$

$$E_{med} = \Phi_{med} + 120 + 10 \log (120\pi) = \Phi_{med} + 145,8$$

donde:

$C/N$ : relación señal de RF/ruido requerida por el sistema (dB)

$\Phi_{min}$ : densidad de flujo de potencia mínima en el lugar de recepción (dB(W/m<sup>2</sup>))

$E_{min}$ : intensidad mínima equivalente en el lugar de recepción (dB(μV/m))

$L_f$ : pérdida de línea de alimentación (dB)

$L_h$ : pérdida debida a la altura (10 m sobre el nivel del suelo a 1,5 m sobre el nivel del suelo (dB)

$L_b$ : pérdida por penetración en edificio (dB)

$P_{mnn}$ : tolerancia para ruido industrial (dB)

$C_l$ : factor de corrección del emplazamiento (dB)

$\Phi_{med}$ : densidad de flujo de potencia media mínima, valor de planificación (dB(W/m<sup>2</sup>))

$E_{med}$ : intensidad de campo equivalente media mínima, valor de planificación (dB(μV/m))

$A_a$ : apertura efectiva de antena (dBm<sup>2</sup>)

$P_{s\ min}$ : potencia de entrada mínima del receptor (dBW).

Para calcular el factor de corrección de ubicación,  $C_l$ , se supone una distribución lognormal de la señal recibida. Se debe señalar que esta desviación típica sólo se relaciona con estadísticas de ubicación y las inexactitudes propias del método de predicción de la propagación no son tenidas en cuenta. Puede ser necesario que el factor de corrección de la ubicación deba ser evaluado nuevamente a medida que se disponga de mayor información.

El factor corrección de la ubicación se puede calcular con la siguiente expresión:

$$C_l = \mu * \sigma$$

donde:

$\mu$ : factor de distribución, siendo 0,52 para 70% y 1,64 para 95%

$\sigma$ : desviación típica tomada como 5,5 dB para recepción en exterior.

Para los valores de  $\sigma$  apropiados para recepción en exteriores véase el § 4.2.2.4.4.

Los estudios de planificación para recepción portátil se basan en la capacidad del receptor para tratar señales de banda ancha y el requisito de relación portadora/ruido de un sistema será moderado y puede tener un valor considerablemente bajo como 2 dB en el caso de un sistema particularmente robusto. Sin embargo, los servicios de múltiples canales pueden necesitar receptores con antenas simples. En la práctica, la posibilidad de la recepción portátil de señales con elevada velocidad binaria y que requieren una relación  $C/N$  de 20 a 26 dB estará muy restringida debido al elevado nivel de la señal necesario para superar el ruido.

Para estos estudios se partió de la hipótesis de que un receptor portátil y un receptor fijo tienen el mismo factor de ruido de recepción, es decir, 7 dB.

## **5.2 Recepción con antena fija**

En el § 4.2 se indican los diagramas de antena y ganancias utilizados para el cálculo de los niveles medios mínimos de la señal deseada para recepción con antena fija.

### **5.2.1 Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente**

Los Cuadros que se muestran a continuación indican la densidad de flujo de potencia media mínima y la intensidad de campo equivalente media mínima para el 70% y el 95% de probabilidad de emplazamiento en las Bandas I, III, IV y V. Estos valores se relacionan con la densidad de flujo de potencia mínima y la intensidad de campo equivalente mínima en el emplazamiento de recepción. Para las Bandas I y III se ha incluido una tolerancia de ruido industrial.

CUADRO 5.1

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda I para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción con antena fija**

**Condición de recepción: antena fija, Banda I**

Frecuencia	$f$ (MHz)	65				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_s \text{ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Pérdida en la línea de alimentación	$L_f$ (dB)	1				
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	3				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	7,4				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\varphi_{\text{min}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-132,6	-126,6	-120,6	-114,6	-108,6
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{\text{min}}$ (dB( $\mu$ V/m))	13	19	25	31	37
Tolerancia de ruido industrial	$P_{\text{mmn}}$ (dB)	6				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	2,9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-123,7	-117,7	-111,7	-105,7	-99,7
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	22	28	34	40	46

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-117,6	-111,6	-105,6	-99,6	-93,6
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	28	34	40	46	52

Para canales de 7 MHz, se debe sustraer 0,6 dB de los valores de las potencias de entrada de la señal, densidad de flujo de potencia e intensidad de campo que figuran en el Cuadro anterior.

CUADRO 5.2

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda III para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción con antena fija**

**Condición de recepción: antena fija, Banda III**

Frecuencia	$f$ (MHz)	200				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_{s\ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Pérdida en la línea de alimentación	$L_f$ (dB)	2				
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	7				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	1,7				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\phi_{min}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-125,9	-119,9	-113,9	-107,9	-101,9
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{min}$ (dB( $\mu$ V/m))	20	26	32	38	44
Tolerancia de ruido industrial	$P_{mmn}$ (dB)	1				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	2,9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-122	-116	-110	-104	-98
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	24	30	36	42	48

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-115,9	-109,9	-103,9	-97,9	-91,9
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	30	36	42	48	54

Para canales de 7 MHz, se debe sustraer 0,6 dB de los valores de las potencias de entrada de la señal, densidad de flujo de potencia e intensidad de campo que figuran en el Cuadro anterior.

CUADRO 5.3

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda IV para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción con antena fija**

**Condición de recepción: antena fija, Banda IV**

Frecuencia	$f$ (MHz)	500				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_s \text{ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Pérdida en la línea de alimentación	$L_f$ (dB)	3				
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	10				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-3,3				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\phi_{\text{min}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-119,9	-113,9	-107,9	-101,9	-95,9
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{\text{min}}$ (dB( $\mu$ V/m))	26	32	38	44	50
Tolerancia de ruido industrial	$P_{\text{mmn}}$ (dB)	0				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	2,9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-117	-111	-105	-99	-93
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	29	35	41	47	53

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-110,9	-104,9	-98,9	-92,9	-86,9
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	35	41	47	53	59

CUADRO 5.4

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda V para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción con antena fija**

**Condición de recepción: antena fija, Banda V**

Frecuencia	$f$ (MHz)	800				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_s \text{ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Pérdida en la línea de alimentación	$L_f$ (dB)	5				
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	12				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-5,4				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\phi_{\text{min}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-115,8	-109,8	-103,8	-97,8	-91,8
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{\text{min}}$ (dB( $\mu$ V/m))	30	36	42	48	54
Tolerancia de ruido industrial	$P_{\text{mmn}}$ (dB)	0				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	2,9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-112,9	-106,9	-100,9	-94,9	-88,9
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	33	39	45	51	57

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-106,8	-100,8	-94,8	-88,8	-82,8
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	39	45	51	57	63

**5.3 Recepción con antena portátil**

En el § 4.2.2 se tienen en cuenta las pérdidas en la línea de alimentación y la ganancia de antena con recepción portátil.

### 5.3.1 Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente

Los siguientes Cuadros indican la densidad de flujo de potencia media mínima y la intensidad de campo equivalente media mínima para probabilidades de emplazamientos de 70% y 95% en Bandas I, III, IV y V.

CUADRO 5.5

#### Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda I para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción en exterior portátil

##### Condición de recepción: exterior portátil (Clase A), Banda I

Frecuencia	$f$ (MHz)	65				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_{s\ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	-2,2				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-2,2				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\varphi_{min}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-128,4	-122,4	-116,4	-110,4	-104,4
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{min}$ (dB( $\mu$ V/m))	17	23	29	35	41
Tolerancia de ruido industrial	$P_{mmn}$ (dB)	6				
Pérdida debida a la altura	$L_h$ (dB)	10				

##### Probabilidad de emplazamiento: 70%

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	2,9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-109,5	-103,5	-97,5	-91,5	-85,5
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	36	42	48	54	60

##### Probabilidad de emplazamiento: 95%

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-103,4	-97,4	-91,4	-85,4	-79,4
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	42	48	54	60	66

Para canales de 7 MHz, se debe sustraer 0,6 dB de los valores de las potencias de entrada de la señal, densidad de flujo de potencia e intensidad de campo que figuran en el Cuadro anterior.

CUADRO 5.6

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda III para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción en exterior portátil**

**Condición de recepción: exterior portátil (Clase A), Banda III**

Frecuencia	$f$ (MHz)	200				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_s \text{ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	-2,2				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-7,5				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\varphi_{\text{min}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-118,7	-112,7	-106,7	-100,7	-94,7
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{\text{min}}$ (dB( $\mu$ V/m))	27	33	39	45	51
Tolerancia de ruido industrial	$P_{\text{mmn}}$ (dB)	1				
Pérdida debida a la altura	$L_h$ (dB)	10				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	2,9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-104,8	-98,8	-92,8	-86,8	-80,8
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	41	47	53	59	65

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-98,7	-92,7	-86,7	-80,7	-74,7
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	47	53	59	65	71

Para canales de 7 MHz, se debe sustraer 0,6 dB de los valores de las potencias de entrada de la señal, densidad de flujo de potencia e intensidad de campo que figuran en el Cuadro anterior.

CUADRO 5.7

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda IV para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción en exterior portátil**

**Condición de recepción: exterior portátil (Clase A), Banda IV**

Frecuencia	$f$ (MHz)	500				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_{s\ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	0				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-13,3				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\phi_{min}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-112,9	-106,9	-100,9	-94,9	-88,9
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{min}$ (dB( $\mu$ V/m))	33	39	45	51	57
Tolerancia de ruido industrial	$P_{mmn}$ (dB)	0				
Pérdida debida a la altura	$L_h$ (dB)	12				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	2,9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-98	-92	-86	-80	-74
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	48	54	60	66	72

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-91,9	-85,9	-79,9	-73,9	-67,9
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	54	60	66	72	78

CUADRO 5.8

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda V para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción en exterior portátil**

**Condición de recepción: exterior portátil (Clase A), Banda V**

Frecuencia	$f$ (MHz)	800				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_s \text{ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	0				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-17,4				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\phi_{\text{min}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-108,8	-102,8	-96,8	-90,8	-84,8
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{\text{min}}$ (dB( $\mu$ V/m))	37	43	49	55	61
Tolerancia de ruido industrial	$P_{\text{mmn}}$ (dB)	0				
Pérdida debida a la altura	$L_h$ (dB)	12				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	2,9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-93,9	-87,9	-81,9	-75,9	-69,9
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	52	58	64	70	76

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	9				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-87,8	-81,8	-75,8	-69,8	-63,8
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	58	64	70	76	82

CUADRO 5.9

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima equivalente en la Banda I para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción interna portátil en planta baja**

**Condición de recepción: interior portátil planta baja (Clase B), Banda I**

Frecuencia	$f$ (MHz)	65				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_s \text{ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	-2,2				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	2,2				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\varphi_{\text{min}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-128,4	-122,4	-116,4	-110,4	-104,4
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{\text{min}}$ (dB( $\mu$ V/m))	17	23	29	35	41
Tolerancia de ruido industrial	$P_{\text{mmn}}$ (dB)	6				
Pérdida debida a la altura	$L_h$ (dB)	10				
Pérdida debida a la penetración en un edificio	$L_b$ (dB)	8				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	3				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-101,4	-95,4	-89,4	-83,4	-77,4
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	44	50	56	62	68

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	10				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-94,4	-88,4	-82,4	-76,4	-70,4
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	51	57	63	69	75

NOTA 1 – Se prevé que los valores de intensidad de campo equivalente medios mínimos a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y el 50% de emplazamientos sean:

- 5 dB inferiores a los valores indicados si la recepción se requiere en salas del primer piso;
- 10 dB inferiores a los valores indicados si la recepción se requiere en locales más altos que el primer piso.

Para canales de 7 MHz, se debe sustraer 0,6 dB de los valores de las potencias de entrada de la señal, densidad de flujo de potencia e intensidad de campo que figuran en el Cuadro anterior.

CUADRO 5.10

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda III para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción interna portátil en planta baja**

**Condición de recepción: interior portátil planta baja (Clase B), Banda III**

Frecuencia	$f$ (MHz)	200				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_s \text{ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_s \text{ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	-2,2				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-7,5				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\varphi_{\text{min}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-118,7	-112,7	-106,7	-100,7	-94,7
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{\text{min}}$ (dB( $\mu$ V/m))	27	33	39	45	51
Tolerancia de ruido industrial	$P_{\text{mmn}}$ (dB)	1				
Pérdida debida a la altura	$L_h$ (dB)	10				
Pérdida debida a la penetración en un edificio	$L_b$ (dB)	8				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	3				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-96,7	-90,7	-84,7	-78,7	-72,7
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	49	55	61	67	73

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	10				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{\text{med}}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-89,7	-83,7	-77,7	-71,7	-65,7
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{\text{med}}$ (dB( $\mu$ V/m))	56	62	68	74	80

NOTA 1 – Se prevé que los valores de intensidad de campo equivalente medios mínimos a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y el 50% de emplazamientos sean:

- 5 dB inferiores a los valores indicados si la recepción se requiere en salas del primer piso;
- 10 dB inferiores a los valores indicados si la recepción se requiere en locales más altos que el primer piso.

Para canales de 7 MHz, se debe sustraer 0,6 dB de los valores de las potencias de entrada de la señal, densidad de flujo de potencia e intensidad de campo que figuran en el Cuadro anterior.

CUADRO 5.11

**Densidad media mínima del flujo de potencia e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda IV para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción interna portátil en planta baja**

**Condición de recepción: interior portátil planta baja (Clase B), Banda IV**

Frecuencia	$f$ (MHz)	500				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_{s\ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	0				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-13,3				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\phi_{min}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-112,9	-106,9	-100,9	-94,9	-88,9
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{min}$ (dB( $\mu$ V/m))	33	39	45	51	57
Tolerancia de ruido industrial	$P_{mmn}$ (dB)	0				
Pérdida debida a la altura	$L_h$ (dB)	12				
Pérdida debida a la penetración en un edificio	$L_b$ (dB)	7				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	4				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-89,9	-83,9	-77,9	-71,9	-65,9
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	56	62	68	74	80

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	14				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\phi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-79,9	-73,9	-67,9	-61,9	-55,9
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	66	72	78	74	90

NOTA 1 – Se prevé que los valores de intensidad de campo equivalente medios mínimos a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y el 50% de emplazamientos sean:

- 6 dB inferiores a los valores indicados si la recepción se requiere en salas del primer piso;
- 12 dB inferiores a los valores indicados si la recepción se requiere en locales más altos que el primer piso.

CUADRO 5.12

**Densidad de flujo de potencia media mínima e intensidad de campo equivalente media mínima en la Banda V para el 70% y 95% de probabilidad de emplazamiento, recepción interna portátil en planta baja**

**Condición de recepción: interior portátil planta baja (Clase B), Banda V**

Frecuencia	$f$ (MHz)	800				
<b>C/N mínima requerida por el sistema</b>	<b>(dB)</b>	<b>2</b>	<b>8</b>	<b>14</b>	<b>20</b>	<b>26</b>
Potencia de entrada de la señal recibida mínima	$P_{s\ min}$ (dBW)	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Tensión de entrada recibida equivalente mínima, 75 $\Omega$	$U_{s\ min}$ (dB( $\mu$ V))	13	19	25	31	37
Ganancia de antena referida a un dipolo de media onda	$G_D$ (dB)	0				
Abertura efectiva de la antena	$A_a$ (dBm <sup>2</sup> )	-17,4				
Densidad de flujo de potencia mínima en el sitio de recepción	$\varphi_{min}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-108,8	-102,8	-96,8	-90,8	-84,8
Intensidad de campo equivalente mínima en el sitio de recepción	$E_{min}$ (dB( $\mu$ V/m))	37	43	49	55	61
Tolerancia de ruido industrial	$P_{mmn}$ (dB)	0				
Pérdida debida a la altura	$L_h$ (dB)	12				
Pérdida debida a la penetración en un edificio	$L_b$ (dB)	7				

**Probabilidad de emplazamiento: 70%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	4				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-85,8	-79,8	-73,8	-67,8	-61,8
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	60	66	72	78	84

**Probabilidad de emplazamiento: 95%**

Factor de corrección de emplazamiento	$C_l$ (dB)	14				
Densidad de flujo de potencia media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$\varphi_{med}$ (dB(W/m <sup>2</sup> ))	-75,8	-69,8	-63,8	-57,8	-51,8
Intensidad de campo equivalente media mínima a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y 50% de emplazamientos	$E_{med}$ (dB( $\mu$ V/m))	70	76	82	88	94

NOTA 1 – Se prevé que los valores de intensidad de campo equivalente medios mínimos a 10 m sobre el nivel del suelo para el 50% del tiempo y el 50% de emplazamientos sean:

- 6 dB inferiores a los valores indicados si la recepción se requiere en salas del primer piso;
- 12 dB inferiores a los valores indicados si la recepción se requiere en locales más altos que el primer piso.



## CAPÍTULO 6

### PLANIFICACIÓN DE LA RED

#### 6.1 Introducción

En casi todo el mundo la televisión analógica está ampliamente desarrollada y muchos países alcanzan más del 99% de cobertura de la población o al menos dos o tres redes nacionales. Al mismo tiempo, funciona una numerosa cantidad de redes locales con cobertura menor. La necesidad de obtener un amplio porcentaje de cobertura conduce al empleo de muchos transmisores de televisión. La potencia radiada de estos transmisores abarca un amplio margen: desde un 1 MW aproximadamente de potencia radiada aparente (p.r.a.) para estaciones mayores que dan servicio a amplias zonas, a menos de 1 W de p.r.a. para estaciones pequeñas que tienen por objeto prestar servicios a algunas centenas de personas.

Los sistemas de televisión analógica (PAL, SECAM) son muy sensibles a la interferencia de otras señales de televisión a analógica, y requieren elevadas relaciones de protección de cocanal (del orden de 30 dB a 45 dB, dependiendo del valor de desplazamiento de frecuencia). Asimismo, los canales adyacentes no se pueden utilizar generalmente desde la misma ubicación de transmisión.

Además, los sistemas de televisión analógica no pueden funcionar en una configuración de red de frecuencia única (SFN), donde los transmisores vecinos cubren zonas de servicios superpuestas con el mismo programa, en el mismo canal de RF. Por tanto, los servicios analógicos existentes se planifican en configuraciones de red de múltiples frecuencias (MFN), que cubren zonas de servicio adyacente con diferentes canales de RF. El mismo canal de RF se vuelve a utilizar sólo en regiones separadas por grandes distancias, para evitar interferencia perjudicial cocanal.

La cobertura de televisión se caracteriza entonces por una explotación intensiva de canales de ondas métricas y decimétricas, con grandes zonas en las que no se puede utilizar un determinado canal debido a las elevadas relaciones de protección requeridas por los sistemas analógicos. La totalidad de canales de RF disponibles (10 canales como máximo en ondas métricas y 48 en ondas decimétricas, al menos en la Región 1) sólo permiten dos programas en ondas métricas y de tres a cinco programas en ondas decimétricas por zona de cobertura, se requiere elevada protección contra interferencias. Se puede obtener mayor explotación del espectro utilizando técnicas de desplazamiento precisas.

Se debe señalar que en algunos países se ha obtenido el empleo más intensivo del espectro, pero en este caso se encuentra comúnmente que muchos programas muestran una calidad técnica muy pobre, debido a interferencia o ruido, en especial en zonas menos densamente pobladas.

Las MFN analógicas están basadas, por lo general, en relativamente pocos transmisores de alta potencia, ubicados en colinas o montañas. Están alimentados por cable o por enlaces radioeléctricos o aún por satélite o fibras ópticas. Asimismo, para seguir exactamente la orografía del terreno en presencia de colinas, montañas u otros obstáculos, o para mejorar la recepción en regiones altamente pobladas, se han puesto en operación una numerosa cantidad de transmisores de baja potencia. Están usualmente alimentados por las señales difundidas por transmisores de potencia más elevada o, a veces, por enlaces radioeléctricos.

En conclusión, las redes de televisión analógica actuales utilizan un gran porcentaje del espectro de ondas métricas/decimétricas disponible, y operan en configuraciones MFN con densidad de transmisor media a alta. En cada zona de servicio, un gran número de canales de RF no pueden ser reutilizados para servicios analógicos de alta potencia, debido a la posibilidad de interferencia. A causa de que los sistemas digitales pueden ser significativamente menos sensibles a la interferencia y

el ruido, este espectro se podría utilizar para introducir servicios de televisión digitales con capacidad para funcionar con niveles de p.r.a. reducidos. (Sin embargo, se debe tener aún la precaución de asegurar que esos servicios digitales no causen interferencias a servicios analógicos existentes.)

El sistema de televisión digital puede ofrecer mejor rendimiento funcional de RF sobre los sistemas analógicos en términos de eficacia de espectro y requisito de potencia. En primer lugar, los sistemas digitales permiten múltiple programación: en un canal simple de 8 MHz se puede transmitir en múltiplex por división en el tiempo, 2 a 4 programas de televisión digital de definición normalizada (SDTV), a unos 6 Mbit/s cada uno. La capacidad total (de 12 a 24 Mbit/s) también puede ser atribuida a normas de televisión de alta calidad tal como televisión de definición mejorada (TVDM), (que requiere unos 10 a 12 Mbit/s por programa) o televisión de alta definición (TVAD) (que requiere unos 24 Mbit/s por programa). Por supuesto, los sistemas de capacidad superior también tienen requisitos de relación  $C/N$  superiores.

Los sistemas digitales pueden ser considerablemente menos sensibles al ruido y a la interferencia en especial cuando la eficacia del espectro del sistema no es demasiado elevada y que se hayan adoptado técnicas de modulación complejas y corrección de error. Esto puede ofrecer la posibilidad de funcionar en niveles de p.r.a. bajos (dependiendo de la modulación) reduciendo así la interferencia a servicios analógicos existentes.

No obstante, se debe tener en cuenta, que la mejor modulación y sistema de corrección de error muestran una característica de fallo muy pronunciada; un sistema digital puede funcionar en condiciones de recepción rigurosa sin decodificación de errores, pero un incremento de 1 a 2 dB del nivel de interferencia o ruido pueden interrumpir repentinamente el servicio. Por lo tanto, se deben mantener amplios márgenes en los procedimientos de planificación para permitir la disponibilidad de servicio en un elevado porcentaje de emplazamientos y un alto porcentaje de tiempo.

Los sistemas de modulación digital y codificación de canal pueden obtener diferentes compromisos entre eficacia de espectro y resistencia contra distorsión y ruido. Por ejemplo, para recepción fija, una eficacia de espectro adecuada puede estar en el orden de 4 bit/s/Hz, (es decir, una velocidad binaria útil de unos 24 Mbit/s en un canal de 8 MHz), mientras que para recepción portátil estática el valor más adecuado puede ser de 1 a 2 bit/s/Hz.

La introducción de la televisión digital terrenal en el futuro inmediato tiene una limitación primordial que es la necesidad de proteger los servicios analógicos existentes. Además, es necesario una buena cobertura de servicio digital para proporcionar una base de desarrollo atractiva.

En numerosos países, en razón de la extensa explotación del espectro, no hay posibilidad de acceso a redes de televisión previamente coordinadas pero no utilizadas o asignaciones de estación individuales al menos a potencias relativamente altas. En esos países, la utilización de nuevas asignaciones de canal es casi esencial a fin de introducir cualquier nuevo servicio digital.

## **6.2 Redes de múltiples frecuencias**

La ventaja del método de planificación de múltiples frecuencias es que gran parte de la infraestructura de la red analógica existente se puede reutilizar. Esto tiene obvias repercusiones de ahorro de costos para la empresa de radiodifusión pero también debe proporcionar beneficios para el espectador. Este último procederá cuando sea posible en utilizar canales para las transmisiones digitales desde un determinado lugar que esté cerca de los canales utilizados para las transmisiones analógicas desde el mismo, especialmente si se puede utilizar la misma polarización. Esto permitirá a los espectadores reutilizar su antena receptora y sistemas de alimentación existentes. Puede ser necesario utilizar alguna forma de divisor o conmutador de señales para permitir separar las señales de alimentación aplicadas a los receptores analógico y digital, aunque esto se podría evitar si el receptor digital proporciona facilidades de conexión derivada.

Durante el periodo de transición de coexistencia de servicios analógico y digital, y especialmente en la primera introducción de servicios digitales, puede ser importante no presentar dificultades innecesarias frente a los posibles espectadores y evitar así la necesidad de disponer de un nuevo sistema de antenas receptoras.

Otro aspecto de la planificación por múltiples frecuencias es que efectúa una suposición inherente que los servicios analógicos existentes, que actualmente sirven a más del 98% de la población en muchos países, permanecerá en uso por muchos años y que se producirán relativamente pocos cambios en las estaciones analógicas en ese tiempo. En particular, posiblemente no habrá cambios de sitio o canal generalmente aplicados dentro de las redes analógicas.

Sin embargo, se puede encontrar conveniente introducir un número limitado de cambios de canal, o aún de cambios de sitios, en algunas de las estaciones analógicas de baja potencia donde esto puede tener una repercusión importante en las oportunidades de implantación para estaciones y servicios digitales.

En la mayoría de los países hay pocas oportunidades (o ninguna) para la introducción de nuevas estaciones analógicas con un cubrimiento de población importante. Existen oportunidades para la introducción de nuevas estaciones digitales debido a su mayor inmunidad a la interferencia y la capacidad de los receptores digitales de utilizar menores niveles de la señal de entrada, produciendo un sistema de televisión digital apropiado. Aún así estas oportunidades están limitadas por la necesidad de proteger a los telespectadores de sistemas de televisión analógicos existentes de interferencias adicionales.

### **6.2.1 Planificación convencional de MFN**

Se utiliza el término «planificación convencional» para describir la situación en la que la red de un servicio digital tiene una configuración similar a la de un servicio analógico, al menos para las estaciones de potencia superior. Esto significa que las estaciones digitales utilizarían mucho los mismos emplazamientos de transmisión de las estaciones analógicas y tendrían alturas de antena transmisora comparables, si bien con menor p.r.a.

Las razones principales para que los valores de la potencia efectiva radiada sean inferiores son:

- menor exigencia de intensidad de campo mínima;
- la necesidad de proteger al telespectador de sistemas de televisión analógico existentes.

Parece probable que en muchos casos los servicios digitales utilicen canales cercanos a los que utilizan los servicios analógicos, por ejemplo canales adyacentes. Las generalizaciones con respecto a la elección de polarización no son posibles, pero la utilización de la misma polarización para los servicios digital y analógico significaría al menos que las antenas receptoras de uso interno existentes se podrían emplear para los servicios digitales sin cambios. A causa de que los servicios proceden del mismo emplazamiento y debido a que la p.r.a. del servicio digital sería menor que la correspondiente al servicio analógico (por las razones indicadas anteriormente), habría poco riesgo de causar interferencias en canal adyacente a los telespectadores del servicio analógico existente. Si este tipo de interferencia existiera, se haría presente durante el 100% del tiempo y, por tanto, debe ser evitado. Se debe señalar que muchos de los aspectos técnicos relacionados con la utilización de transmisiones en canal adyacente desde el mismo emplazamiento debe continuar estudiándose aún.

Las zonas de cobertura para los servicios digitales deben probablemente reducirse en tamaño comparado con las de los servicios analógicos, la cantidad de reducción depende del valor  $C/N$  requerido. No obstante, se estima que pueden obtenerse coberturas de población importantes, siempre que se puede aceptar alguna degradación del servicio analógico debido a la interferencia cocanal.

No parece probable que se puedan encontrar canales que permitan la duplicación de los servicios analógicos existentes por servicios digitales en todos los emplazamientos de transmisión analógicos de potencia superior en todos los países.

### **6.3 Redes de frecuencia única**

#### **6.3.1 Generalidades**

En una red de frecuencia única (SFN) todos los transmisores de una red utilizan el mismo canal. Poseen una zona de cobertura común y no pueden ser operados independientemente. Los conceptos de MFN y SFN se basan, en principio, en la misma topología de red, es decir, transmisores con antena principal y antenas auxiliares, si fuera necesario.

La técnica de modulación MDFO que permite la recepción (y la adición constructiva) de más de una señal RF útil, se describe en la Parte 1 de este Manual.

#### **6.3.2 Utilización eficaz del espectro**

La utilización eficaz del espectro se considera como una ventaja mayor del concepto SFN comparado con la configuración MFN. Es una característica importante en una situación donde el espectro, por ejemplo, en la fase introductoria de la televisión digital cuando la mayor parte del espectro de televisión está aún ocupado por servicios analógicos, así como a largo plazo, cuando un gran número de programas ha de ser proporcionado para que la televisión digital terrenal sea atractiva para el consumidor.

Los actuales servicios analógicos funcionan como MFN. Dentro de la banda de ondas decimétricas, que utiliza cualquiera de los 40 canales disponibles, se pueden obtener de 2 a 4 programas analógicos bien protegidos de cobertura total (dependiendo de la situación geográfica de un país en particular). Los sistemas digitales serán más eficaces que éste. Utilizando MFN se puede estimar que se podrían poner en ejecución de 3 a 6 redes de cobertura global; con 4 programas por canal esto podría aumentar de 12 a 24 programas. Utilizando redes de frecuencia única, se estima que el número de redes de cobertura global (y el número de programas entregados) es de dos a tres veces mayor. Si el objetivo de cobertura fuera cambiado para ser las zonas más densamente pobladas, el número de canales disponibles sería teóricamente de 40 aproximadamente. Todas estas cifras están basadas en consideraciones teóricas y el efecto de las consideraciones prácticas se debe verificar caso por caso, por ejemplo, teniendo en cuenta servicios en países vecinos.

#### **6.3.3 Retardo del eco en SFN**

La radiodifusión de televisión terrenal en ondas métricas y decimétricas se caracteriza por la atenuación y propagación multitrayecto debida a la presencia de obstáculos y reflexiones en el entorno de propagación. Por lo tanto, la señal en el receptor se caracteriza por la presencia de un componente de la señal y de muchos ecos, con amplitud variable y retardo (canal de Rice). En el caso de receptores portátiles, la señal principal puede estar ausente (canal de Rayleigh). El retardo de esos «ecos naturales» está usualmente limitado de 20 a 30  $\mu$ s, correspondiente a la diferencia de trayecto de propagación de unos 6 a 9 km.

La presencia de transmisores SFN y antenas auxiliares produce un entorno de propagación de múltiples trayectos significativamente más críticos, que introduce «ecos artificiales» de gran amplitud y largo retardo. Esos ecos artificiales se superponen a los ecos naturales. La gama de tiempo de retardo de los ecos artificiales es proporcional a la distancia del transmisor, y se determina mediante la geometría de red del transmisor. Por ejemplo, suponiendo que en una SFN grande con una distancia del transmisor  $D = 100$  km la gama de tiempo de retardo es de 330  $\mu$ s, para una SFN densa con  $D = 10$  km sería de sólo 33  $\mu$ s.

#### **6.3.4 Ganancia de red**

En una SFN muchos sitios de recepción pueden ser cubiertos por más de un transmisor, introduciendo así un cierto nivel de redundancia en las fuentes de señal y mejorando la disponibilidad del servicio, en especial cuando se requiere recepción portátil. En recepción portátil, en particular, la intensidad de campo de un sólo transmisor muestra variaciones estadísticas debido a la presencia de obstáculos en el trayecto de propagación. Esta variación de intensidad de campo se puede reducir por la presencia de diversos transmisores, ubicados en direcciones distintas, puesto que cuando una fuente está en una zona de sombra, otras se pueden recibir fácilmente. Esto se conoce como «ganancia de la red» (véase también el Anexo 1 al Capítulo 6). En el § 6.4.2 figuran ejemplos numéricos.

Como resultado de la ganancia de red, las SFN pueden ser operadas a baja potencia para los transmisores principales y la distribución de intensidad de campo es más homogénea comparada con las MFN. La repercusión de estas características para recepción fija puede no ser muy destacada pero la recepción portátil con sus sitios de recepción no favorables y antenas de recepción no elaboradas se beneficiarán en gran medida con estas características. El concepto SFN parece ser el medio más razonable para proporcionar cobertura satisfactoria en zonas más amplias cuando se considera la recepción portátil.

#### **6.3.5 Planificación de las SFN**

Puesto que las configuraciones MFN y SFN están basadas en la misma topología de transmisor de red, las SFN pueden utilizar, en principio, la estructura de red de las redes analógicas MFN existentes. En general, se puede considerar que con las SFN son necesarias menores antenas auxiliares debido a su distribución de intensidad de campo más uniforme.

La introducción de servicios DVB-T basados en la SFN se enfrenta al principal problema de que la mayor parte del espectro de televisión (o todo, en algunos países) está ocupado por servicios analógicos que utilizan una estructura MFN. Aún en el caso de que existan asignaciones no utilizadas (en un determinado país) que pudieran ser empleadas para televisión digital, éste sólo tiene uso limitado para la introducción de un servicio de zona grande basado en la SFN, pues una red únicamente puede funcionar en el modo SFN a condición de que su canal sea liberado para toda la zona de servicio. Si hay aún servicios analógicos utilizando este canal -esto es probable en la medida que haya algún servicio analógico nacional o regional en funcionamiento- los transmisores analógicos afectados han de cambiar la frecuencia. Entre esos transmisores habrá estaciones principales con una considerable magnitud de cobertura de población. Es cuestionable si tiene sentido, desde el punto de vista de costos para los organismos de radiodifusión y los consumidores, readaptar un servicio analógico que posteriormente desaparecerá. Sin embargo, puede haber configuraciones de canal adecuadas que hagan practicable esta transformación. En particular, para redes de zonas pequeñas que comprenden sólo dos o tres transmisores de alta potencia, el concepto SFN puede ser aplicable y atractivo.

En algunos países existe la posibilidad que se liberen uno o más canales en la banda de ondas decimétricas para la implantación de servicios digitales en escala nacional. Estos canales no están todavía atribuidos al servicio de radiodifusión de televisión o bien están ya atribuidos pero no utilizados por servicios de televisión. A estos países se le presenta una buena oportunidad para implantar un servicio digital basado en el concepto SFN en una escala nacional o regional, que posiblemente representa la introducción de un escenario atractivo de largo plazo desde su propio comienzo. En general, la utilización de esos canales puede no ser posible en una base nacional global, debido a los países vecinos que probablemente utilicen esos canales para televisión analógica u otros servicios.

### **6.3.6 Tipos de SFN**

Las SFN se pueden implantar de diferentes maneras. En el Anexo 2 al Capítulo 6 se dan definiciones de los diversos tipos de SFN que se están considerando.

#### **6.3.6.1 SFN de zona amplia**

Las SFN de zona amplia se establecen desde un mínimo de dos hasta varias decenas de transmisores de alta potencia conjuntamente con medios asociados y transmisores de baja potencia. Constituyen la mejor manera de explotar la elevada eficacia del espectro propio del método SFN.

En el caso de que se atribuya un grupo de nuevas frecuencias a los nuevos servicios digitales, un procedimiento directo es la introducción de algunas SFN nacionales y SFN más pequeñas para cubrir los requisitos de programación regionales. Este escenario también se podría aplicar a la situación a largo plazo para la televisión digital, cuando los servicios analógicos hayan sido desactivados.

Por otra parte, en un país con redes analógicas completamente desarrolladas y algunas asignaciones no utilizadas pero accesibles, es improbable que se establezcan redes SFN a gran escala. Una posibilidad que podría ser explorada sería efectuar cambios generales de canal en estaciones analógicas existentes. Sin embargo, no parece probable que esto pudiera llevarse a cabo en la práctica en razón de la ruptura extendida de recepción existente para el país interesado y para sus vecinos.

#### **6.3.6.2 Mini SFN**

En una mini red de frecuencia única una estación principal existente y muchas (quizás todas) de sus estaciones de baja potencia auxiliares compartirían el mismo canal. Éste es un concepto en términos de economía de canal y homogeneidad de la distribución de intensidad de campo pero existen aún una serie de aspectos técnicos que se deben estudiar.

Entre ellos, está el hecho de que existe la posibilidad de que sean telespectadores de transmisiones analógicas existentes de la estación principal que está ubicada cerca de los sitios de la estación repetidora. Estos telespectadores podrían tener interferencias en las transmisiones digitales de la estación repetidora si éstas utilizan canales adyacentes al de los servicios analógicos. Además, en el caso de recepción fija, las antenas receptoras utilizadas por los telespectadores de los servicios analógicos de las estaciones repetidoras pueden no ser adecuadas para recepción de los nuevos servicios digitales en razón de diferencias de canal. Por otra parte, para recepción digital, el concepto de mini SFN proporciona medios atractivos para aumentar la cobertura de la televisión digital.

### **6.4 Efectos de señales múltiples**

En general, la recepción de los servicios digitales se enfrenta con un entorno de señales e interferencias múltiples, así como señales deseadas múltiples en el caso de las SFN. Para evaluar las intensidades de campo de las señales deseada e indeseada se han de combinar cada una de las señales. A causa de que las intensidades de las señales se describen por cantidades estadísticas tienen que ser combinadas estadísticamente.

Básicamente, esto es así para estadísticas de ubicación y tiempo. Sin embargo, es común tratarlas de diferentes maneras. Las estadísticas de tiempo se toman en cuenta utilizando curvas de propagación de intensidad de campo tabuladas para los porcentajes de tiempo adecuados. Las estadísticas de ubicación son encaradas utilizando distribuciones de intensidad de campo.

En el Capítulo 3 se describen los aspectos generales de las estadísticas de ubicación y tiempo, así como los métodos matemáticos para efectuar la adición estadística. La repercusión de los efectos de la adición de señales sobre los métodos y parámetros de planificación se tratan en el presente Capítulo.

#### **6.4.1 Señales únicas y márgenes de propagación**

Las estadísticas de ubicación de una intensidad de campo (logarítmica) individual originada por un transmisor se describe por medio de una distribución normal que está caracterizada por dos parámetros, valor medio y desviación típica. Por consiguiente, la potencia de la señal tiene distribución lognormal.

En el Capítulo 4 se señala que los objetivos de probabilidad de cobertura desempeñan un papel fundamental como parámetros de planificación para un sistema digital. Esos valores objetivos están relacionados con los parámetros de distribución de intensidad de campo. El 50% de probabilidad de cobertura se determina por el valor medio de la distribución. Para el cálculo de las probabilidades de cobertura superior (y también inferior) es necesario el valor medio y la desviación típica de la distribución de la señal.

En el caso de una señal única, en la que los parámetros de distribución se conocen previamente, los márgenes de propagación que proporcionan altas probabilidades de cobertura, como se describe en el Capítulo 3, se calculan fácilmente, por ejemplo, el margen de propagación para una probabilidad de cobertura del 95% viene dado por  $1,64 \sigma$  donde  $\sigma$  representa la desviación típica. Así es como en el Capítulo 5 se determinan las intensidades de campo medias mínimas para la planificación. Lo mismo se aplica a márgenes de propagación para relaciones de protección cuando intervienen un campo de señal deseada y un campo de señal no deseada.

#### **6.4.2 Señales múltiples y ganancias de red**

Cuando se encuentra la situación de señales múltiples, los parámetros de la distribución de señales suma resultantes ya no se conocen previamente. El valor medio y, en especial, la desviación típica depende esencialmente de la configuración de señales particulares debiendo ser determinada por medio de procedimientos estadísticos. Como consecuencia, las intensidades de campo mínimas y los márgenes de propagación que se han de utilizar en cálculos de cobertura ya no tienen valores fijos, sino que se hacen variables dependiendo del número, intensidad y amplitud de cada uno de los campos. Sin embargo, se pueden identificar dos tendencias generales. Primero, el valor medio de la señal suma combinada es mayor que la suma aritmética de los valores medios de cada una de las señales y, segundo, la desviación típica de la señal suma combinada es menor que la de cada una de las señales, creando ambos hechos el efecto de ganancia de red (en el caso de señales deseadas).

Los siguientes ejemplos pueden ilustrar el significado de efectos de adición de intensidad de campo. En estos ejemplos se supone un objetivo de probabilidad de cobertura del 95% y la desviación típica de cada uno de los campos se estimó en 5,5 dB. Los ejemplos se calcularon para sistemas de recepción con un diagrama de antena no direccional aprovechando así los máximos beneficios de la diversidad de espacio introducida por los ecos activos en una SFN. Para sistemas de recepción con antena directivas, por ejemplo recepción fija con antena de techo, el efecto de ganancia de red es reducido, pues los ecos activos son atenuados por la selectividad de espacio de la antena.

Si los campos de contribución son de igual intensidad se obtiene una ganancia de red estadística máxima. En el caso de, por ejemplo, 3 monoseñales, alcanzan un valor de 5,1 dB. Esto significa que permitiría una reducción de potencia global en una SFN por un factor de 3 comparado con una cobertura de transmisor simple.

No todos los puntos de emplazamiento cubiertos por una SFN se benefician con un valor tal de ganancia de red. Como segundo ejemplo, se tomó una ubicación en el borde de una SFN hexagonal de 7 transmisores cerrada típica. Si bien está situada en una zona de cobertura marginal experimenta aún una ganancia de red de unos 4 dB, reduciendo la intensidad de campo mínima para planificación en ese valor.

De forma similar, los márgenes de propagación para relaciones de protección se reducen por efectos de suma de las señales. Como ejemplo, se tomará nuevamente una ubicación de borde en una SFN hexagonal de 7 transmisores, interferida ahora por una segunda SFN idéntica situada a la distancia de reutilización, es decir, considerablemente cerca. En este caso los efectos de adición de campos para las señales deseada e indeseada conducen a una reducción del margen de propagación necesario de unos 4,5 dB, indicando la capacidad de la SFN deseada de soportar una interferencia casi tres veces mayor sin perder el objetivo de probabilidad de cobertura.

Los ejemplos muestran que los efectos de suma de las señales en las SFN pueden repercutir en la cobertura de un servicio digital en una magnitud importante.

Se ha indicado ya que los efectos de suma de las señales incrementan el valor medio y disminuyen la desviación típica de la distribución de señales suma resultante comparada con el efecto del tratamiento normal. Esta es una conclusión importante pues permite la posibilidad de fijar los resultados del tratamiento normal como límite superior para estimaciones de planificación iniciales. Al permitir algún margen de implantación adicional, forman una base apropiada para la planificación cuando la información detallada acerca de las características del transmisor de una red no está disponible, por ejemplo, cuando se establece un plan de atribuciones.

Por otra parte, la planificación detallada, por ejemplo, instalación de un plan de asignaciones o implantación de una red real de transmisores, debe tener en cuenta los efectos de adición de señales. Los márgenes de propagación para las intensidades de campo mínimas y relaciones de protección ya no forman parámetros de planificación adecuados y han de ser reemplazados por objetivos de probabilidad de cobertura básicos. En el Capítulo 3 se describe su relación con los parámetros de distribución suma de los campos suma de las señales deseada y no deseada.

### **6.4.3 Interferencias múltiples y autointerferencia**

Las estadísticas de tiempo para campos interferentes son tenidas en cuenta por cálculos básicos en curvas de propagación del 1% del tiempo, mientras que los cálculos del campo deseado están basados en curvas de propagación del 50% (o 99%) del tiempo. Los efectos de la suma estadística de señales para campos interferentes con respecto a estadísticas de ubicación son efectivos, en principio, de la misma manera que los descritos para campos deseados en el Capítulo anterior. Sin embargo, su repercusión sobre los cálculos de cobertura no tiene esa importancia debido a las características asimétricas de la distribución del campo suma. Por consiguiente, a menudo se justifica tratar la interferencia múltiple con procedimientos estadísticos más simples.

Al considerar las SFN se debe reconocer que no todos los transmisores en una red contribuirán con la señal deseada. Dependiendo de los parámetros de la red y del sistema, tales como el intervalo de guarda y las distancias entre transmisores, algunas señales se pueden convertir en interferentes. Este efecto se denomina autointerferencia de la SFN y es de mayor importancia para el Sistema DVB-T con su demanda de protección mayor que para el Sistema T-DAB. Esto se ha de satisfacer mediante un diseño de red cuidadoso.

Con respecto a la suma de las señales, los campos de autointerferencias son tratados como señales no deseadas «normales». Se utilizan curvas de propagación del 1% del tiempo, y son añadidas a la fuente de posibles interferencias desde fuera de la SFN.

Sin embargo, surge un problema con el tratamiento de las partes de las señales de contribución e interferentes. Por lo general, las intensidades de campo no deseadas se calculan sobre la base de curvas de propagación del 1% del tiempo y campos deseados sobre la base de curvas de propagación del 50% del tiempo. Si ambas partes surgen del mismo campo la cuestión es saber si se deben adoptar las curvas de propagación del 1% o del 50% del tiempo como la base de cálculo. Un tratamiento posible sería tener como base curvas de propagación del 50% del tiempo en la medida en que la mayor parte de la señal indica un comportamiento contribuyente, de otro modo se han de tomar como base curvas de propagación del 1% del tiempo.

Asimismo, se encuentra un problema similar con las estadísticas de ubicación. Por lo general, las señales deseada y no deseada se tratan con independencia estadística. En el caso de una parte de señal interferente y una parte contribuyente que surge del mismo campo obviamente no es real. La repercusión de este efecto de «autocorrelación» sobre los cálculos de cubrimiento no ha sido evaluado y será objeto de ulterior investigación.

#### **6.4.4 Correlación**

Se ha informado que la correlación espacial entre señales de RF tiene un significado no desvaneciente para la evaluación de la cobertura de servicios de radiodifusión. No obstante, no se ha establecido aún un acuerdo general de evaluación de correlación.

Básicamente, la correlación no es un efecto suma de las señales, puede también ocurrir en presencia de sólo un campo de señal deseada y un campo de señal no deseada. En este caso, la correlación incrementa la cobertura para una determinada configuración de intensidades de campo de señales deseada y no deseada.

En una situación de múltiples señales, se puede observar el efecto opuesto. La correlación entre señales deseadas reduce la ganancia de red de una red transmisora y la correlación entre las señales no deseadas incrementa su posibilidad de interferencia, ambos efectos disminuyen la cobertura para una determinada configuración de intensidades de señales deseadas y no deseadas.

En vista de la evaluación de corrección general incierta y los diferentes efectos que producen con respecto a la cobertura, parece ser justificable no considerarlos en los cálculos de planificación, al menos en la actualidad.



## ANEXO 1

### AL CAPÍTULO 6

#### **Caracterización de las SFN teóricas**

Se han encarado estudios para caracterizar las repercusiones de las características (intervalo de guarda, relaciones de protección) del sistema de televisión digital sobre la disponibilidad de servicio en la zona de servicio, con respecto a la dimensión de una SFN (amplia o densa). Se ha definido la metodología del análisis y se ha obtenido una serie de resultados para las redes DVB-T.

En una red de frecuencia única, todos los transmisores emiten exactamente en el mismo canal de RF. Las zonas de servicio de esos transmisores se superponen, y las señales transmitidas están plenamente sincronizadas.

Comparado con una red de frecuencias múltiples (MFN) convencional, una SFN permite mejoras importantes en la utilización del espectro, pero impone fuertes limitaciones en el diseño del sistema de transmisión. En efecto, la señal útil está interferida por los ecos artificiales producidos por los otros transmisores, caracterizados por grandes amplitudes y largos retardos. Los retardos de eco dependen de la diferencia de las longitudes del trayecto de propagación y pueden ser del orden de algunas decenas a algunas de centenas de microsegundos, dependiendo de la distancia del transmisor (por ejemplo, una diferencia de trayecto de 10 km corresponde a un retardo de unos 33  $\mu$ s).

Estos ecos de SFN están superpuestos en los ecos generados por los obstáculos (montañas, colinas, edificios) siempre presentes en el entorno de propagación (ecos por trayectos múltiples). En general, los retardos asociados con los ecos por trayectos múltiples son de una duración menor que 20-30  $\mu$ s. Este Anexo sólo se refiere a los ecos SFN artificiales, mientras que los ecos por trayectos múltiples naturales no se consideran.

La calidad de funcionamiento de un sistema de televisión digital en una SFN depende en gran medida del retardo del eco y de las características de amplitud. Sólo se consideran aquí los Sistemas MDFO, con esquemas eficaces de codificación de canal adecuados para funcionar en condiciones de propagación por trayectos múltiples muy rigurosas, tales como las producidas en las SFN. Estos sistemas pueden procesar los ecos (natural o artificial) de modo tal que, hasta un determinado valor de retardo, todos los campos contribuyen constructivamente con la señal deseada. Esto ofrece la posibilidad de establecer las SFN.

Para estudiar la característica teórica de una SFN, generalmente basada en zonas de cobertura hexagonales, se utiliza una red en celosía semiinfinita uniforme.

El modelo de propagación que figura en la Recomendación UIT-R P.370 se utiliza generalmente para evaluar la intensidad de campo producida por cada transmisor en la red en un determinado punto de recepción. Los valores medios para las distribuciones de ubicación de intensidad de campo se toman para las curvas del 50% de ubicación en tierra/50% del tiempo para los componentes útiles de la señal SFN. Para señales interferentes es más usual utilizar curvas del 50% de ubicaciones/1% del tiempo, que corresponden a mayores limitaciones. Los cálculos se llevan a cabo con una desviación típica de variación de ubicación de 5,5 dB para señales individuales.

Para servicios DVB-T, la recepción fija (con antenas directivas de techo) así como la recepción portátil, son de interés. Las curvas de propagación conforme a la Recomendación UIT-R P.370 muestran intensidades de campo que son válidas para la recepción con una antena situada a 10 m sobre el nivel del suelo. Este modelo es adecuado para la recepción fija DVB-T con antenas de techo. Para recepción DVB-T portátil, es necesario restar unos 10-20 dB del valor de intensidad de campo previsto para 10 m sobre el nivel del suelo.

Los servicios DVB-T requieren, por lo general, una cobertura de ubicación del 95%, al menos para recepción fija y antenas de techo. Es bien conocido que en este dominio de alta probabilidad, la ganancia de red estadística de una SFN proporciona una parte importante de la cobertura global. En particular para recepción portátil en zonas de sombra, la diversidad de espacio de las fuentes de la señal proporciona una reducción en las variaciones de intensidad de campo y mejora en la cobertura. Esto, por tanto, es necesario para tratar los aspectos estadísticos con la mayor profundidad posible. Los enfoques no estadísticos conducen a una seria subestimación de la cobertura y exhiben una impresión incorrecta de la validez del concepto SFN.

La suma estadística de las intensidades de campo se lleva a cabo mediante la técnica «Monte Carlo». Para cada ubicación, los componentes de la señal de los diversos transmisores se generan aleatoriamente con las distribuciones estadísticas apropiadas, y de acuerdo con el retardo del intervalo de guarda del sistema se obtiene una relación portadora/interferencia ( $C/I$ ) y portadora/ruido ( $C/N$ ) combinada equivalente. Para una primera investigación de la característica de la SFN, se puede hacer una hipótesis simplificada de «red limitada en interferencia» (es decir, sin ruido). En el caso de una antena directiva de techo, se supone que apunta en la dirección del transmisor más potente (aunque esto puede no ser siempre apropiado).

La combinación de  $C/N$  y  $C/I$  se compara con el umbral del sistema (definido como un entorno riguroso por trayectos múltiples, tal como un canal Rayleigh), para determinar si este punto de recepción particular está servido o no. Para obtener resultados estadísticamente importantes, este procedimiento se repite miles de veces para cada «pequeña área» o «píxel», y luego se repite en una cuadrícula regular en la zona de servicio completa.

Este método puede proporcionar la probabilidad de cobertura para la zona de servicio y valores combinados globales del porcentaje de ubicaciones servidas. Un indicador importante de la calidad de funcionamiento de la red es el porcentaje de ubicaciones servidas en el píxel más desfavorable. Alternativamente, la calidad de funcionamiento se puede cuantificar por medio del porcentaje de píxeles para los cuales se obtiene una determinada cobertura.

Este análisis puede permitir la optimización de los parámetros del sistema (intervalo de guarda,  $C/N$  y  $C/I$  umbral) dada una configuración de red teórica (distancia del transmisor, altura de la antena), o bien, permite la elección de los parámetros de la red dada una modulación digital y un sistema de codificación.

## ANEXO 2

### AL CAPÍTULO 6

#### **Definiciones relacionadas con las estaciones transmisoras y las redes de frecuencia única para los servicios de televisión digital**

##### **Estaciones transmisoras para servicios digitales**

###### **Estación de alta potencia:**

Estación con una p.r.a. mayor que 10 kW y una altura efectiva de antena usualmente mayor que 150 m.

###### **Estación de potencia media:**

Estación con una p.r.a. en la gama de 100 W a 10 kW (inclusive) y una altura efectiva de antena generalmente en la gama de 75 a 150 m.

###### **Estación de baja potencia:**

Estación con una p.r.a. menor que 100 W y una altura efectiva de antena usualmente menor que 75 m.

##### **Redes de frecuencia única**

###### **SFN de zona amplia:**

Una SFN que contiene más de una estación de alta potencia junto con cualquier medio asociado y estaciones de baja potencia, usualmente con una cobertura compuesta mayor de 10 000 km<sup>2</sup> aproximadamente.

###### **Mini SFN:**

Una estación de alta potencia con al menos una (y probablemente varias) estaciones de baja o media potencia asociadas.

###### **SFN nacional:**

Una SFN que abarca el país en su totalidad.

###### **SFN local o regional:**

Una SFN que abarca parte de un país.



## CAPÍTULO 7

### MÉTODOS DE PLANIFICACIÓN

#### 7.1 Introducción

Los servicios de televisión terrenal digital se pueden planificar utilizando asignaciones y/o atribuciones. Los métodos para cada uno de estos enfoques se indican en este Capítulo y se pueden utilizar en la preparación de una conferencia internacional sobre planificación y durante la misma. Asimismo, se ocupa de la planificación de una estación (o grupo de estaciones) con el objeto de proporcionar cobertura a una zona especificada.

##### 7.1.1 Planificación de asignaciones para televisión terrenal digital

En el pasado, la planificación de televisión terrenal en Europa se ha efectuado a través de conferencias pertinentes. En la planificación de asignaciones, es necesario preparar una cantidad importante de estaciones individuales para ser planificadas en una conferencia. Las Conferencias de Estocolmo de 1952 y de 1961, fueron dos reuniones internacionales relacionadas con la televisión terrenal en las que los organismos europeos de radiodifusión han obtenido mucha experiencia en planes de asignación, en particular desde que los métodos de planificación y criterios de la Conferencia de 1961 se aplican aún a la televisión analógica.

La planificación de asignaciones para la televisión terrenal digital es apropiada cuando:

- un organismo de radiodifusión desea utilizar una infraestructura de transmisión existente por razones ambientales y económicas;
- hay necesidad de compartir espectro con transmisiones de televisión analógica existentes en el mismo país;
- se consideran asignaciones para la televisión digital.

Cuando se concluye el plan de asignaciones se conocen los emplazamientos y características de los transmisores en la zona planificada y éstos se pueden poner en servicio sin ulterior coordinación.

##### 7.1.2 Planificación de atribuciones para televisión terrenal digital

La posibilidad alternativa de obtener atribuciones en una conferencia ha recibido considerable atención en los últimos años, en particular debido a las oportunidades ofrecidas por las SFN. La planificación de atribuciones para las SFN probablemente se lleva mejor a cabo cuando se dispone de espectro o que pueda estar disponible en grandes regiones o en todo un país. Las atribuciones también pueden ser aplicables para planificar las MFN cuando un país no tiene planes para utilizar determinados sitios de transmisión y desea mantener alguna flexibilidad para un futuro lejano.

En la planificación de atribuciones, un canal es «otorgado» a una administración para proporcionar cobertura en todo o parte de su territorio, pero como no hay definiciones acordadas de palabras tales como «nacional» o «regional», es necesario tener cuidado en su aplicación. En la etapa de planificación de atribuciones, en general, nada es conocido de la ubicación real de los emplazamientos de transmisores, ni de las características de transmisión específicas que se han de utilizar. Los únicos parámetros disponibles son la definición de la zona que se ha de abarcar y el canal. Así, a fin de llevar a cabo los ejercicios de planificación es necesario definir algunas condiciones de transmisión de referencia razonablemente realistas de modo tal que se pueda efectuar cualquier cálculo de compatibilidad necesario.

Para implantar redes dentro de una atribución es necesario convertir las atribuciones en asignaciones de transmisor individuales.

### **7.1.3 Limitaciones de planificación para la coordinación**

Las limitaciones en la coordinación son las mismas para la planificación de atribuciones como de asignaciones. Éstas son:

- compatibilidad con los servicios de televisión analógica existentes;
- compatibilidad con otros servicios (Capítulo 8);
- protección mutua de las atribuciones o asignaciones de televisión digital.

## **7.2 Planificación de la televisión digital en Estados Unidos de América**

La planificación de los servicios de radiodifusión de televisión terrenal digital (DTTB) está sujeta a diversas consideraciones. La planificación puede ser efectuada utilizando atribuciones y/o asignaciones. Las variables geográficas tales como márgenes y condiciones del terreno deben ser tenidas en cuenta. Existen varias partes del mundo en las que la planificación de la radiodifusión televisiva está sujeta sólo a los requisitos de las administraciones con especial consideración dada a la planificación bilateral en zonas de frontera. Teniendo en cuenta éste y otros factores, se han elaborado y utilizado diversos métodos para optimizar asignación de frecuencias y planificación de atribuciones.

Para tratar esta tarea, la búsqueda de operaciones complejas, ha conducido al desarrollo técnico del soporte lógico informático utilizado para optimizar la atribución de canales para la DTTB en Estados Unidos de América. Este soporte lógico incorpora metodologías para calcular zonas de servicio previstas y la cuantificación de los efectos de interferencia dentro del servicio. Este soporte lógico se puede utilizar conforme al método de repetición del servicio analógico/digital.

Basado en estas necesidades, se elaboró un modelo de computador para optimizar y equilibrar diversos objetivos de plan de acción. Se utilizó este modelo para generar un plan de atribuciones de la DTTB que también tiene en cuenta las asignaciones de la televisión analógica existente. El soporte lógico incorpora una metodología de optimización de búsqueda de operaciones conocida como «recocido simulado». Esta metodología emplea un sistema de penalidades que se vincula a condiciones que son insuficientes para los objetivos especificados. Para obtener una condición óptima, el método de recocido simulado busca minimizar la suma de esas penalidades, o «costos». Su utilización permite la definición y cuantificación de costos basados en diversas condiciones.

El modelo de computador permite el cálculo rápido y análisis de la cobertura de la zona de servicio proporcionada por los sistemas de televisión analógica y digital (NTSC y ATSC, respectivamente, en Estados Unidos de América), ambos en una base acumulativa global y para estaciones en particular. El plan podría ser modificado para considerar otros sistemas de televisión analógica y digital. La zona de servicio real de una estación analógica en particular se define como la zona dentro del contorno de servicio previsto de la estación, reducido por alguna interferencia; y se calcula basada en la ubicación real del transmisor, potencia y altura de la antena. La zona de servicio real de una estación digital se define como el área contenida dentro del contorno limitado por el ruido de la estación, reducida por la interferencia dentro de dicho contorno. Los cálculos de cobertura de la estación digital suponen ubicaciones y alturas de antena idénticas a las de la estación analógica correspondiente con una potencia radiada generalmente suficiente para obtener la cobertura limitada por el ruido igual o menor que la cobertura de la estación analógica correspondiente.

Puede haber casos en los que la atribución de canales en situaciones locales específicas se puede resolver mejor sobre la base de caso por caso. El soporte lógico, por tanto, puede fusionar diseños específicos locales en tablas completas y, cuando sea necesario, efectuar modificaciones en otras atribuciones para preservar el equilibrio de las consideraciones de política especificadas. Esta capacidad permite la incorporación de acuerdos de atribución/grupación por pares que los organismos de radiodifusión pueden alcanzar en cualquier convenio negociado.

En los Estados Unidos de América, se anticipa la cesación de la televisión analógica en un plazo cercano. Se han considerado los aspectos relacionados con la protección de las futuras zonas de servicio digitales y el otorgamiento de licencias de nuevos servicios. Por ejemplo, se pueden considerar compromisos entre la potencia radiada de nuevas facilidades digitales y la medida en que esas facilidades serán protegidas contra la interferencia después de la interrupción de los servicios de televisión analógica. Una ventaja importante de la radiodifusión digital es el hecho de que se pueden elaborar planes de asignación o atribución y que se puede utilizar más eficazmente el espectro que previamente debido a la necesidad de proteger los denominados canales «tabú» asociados con la televisión analógica. Cuando un servicio analógico se interrumpe, se hace posible reasignar espectro a otros servicios y proporcionar compromisos decisivos en la construcción de facilidades digitales. En los Estados Unidos de América, un espectro «núcleo» se define como el conjunto de los canales 2 a 51, cada uno de ellos con una anchura de 6 MHz. Se elaboró un proceso para recuperar el espectro de los canales 52 a 69, para otros fines.

El plan de atribuciones da cabida a todos los organismos de radiodifusión idóneos existentes, copia las zonas de servicio existentes y asegura la efectiva y eficaz gestión del espectro. El plan fue diseñado para facilitar la recuperación a corto plazo de 60 MHz de espectro y los canales 60 a 69 y la recuperación en un plazo más largo de un adicional de 78 MHz de espectro al final del periodo de transición. Las actividades de explotación del fin propuesto están en curso en los Estados Unidos de América y las decisiones sobre la utilización de dicho espectro (canales 60 a 69) se encuentran en marcha. Los Estados Unidos de América han atribuido 24 MHz para utilizar en seguridad pública, y actualmente están estudiando la posibilidad de disponer de una parte, o todo, el espectro restante de 36 MHz.

El plan de frecuencias de Estados Unidos de América (cuadro de atribuciones para televisión digital en Estados Unidos de América) proporciona canales para operaciones de televisión digital a todos los organismos de radiodifusión idóneos. Estos canales idóneos para la explotación de un servicio de televisión digital que figura en el plan incluyen: partes con licencias otorgadas para operar una estación de radiodifusión televisiva a pleno servicio y quienes poseen un permiso de construcción. Estos criterios de idoneidad siguen la idoneidad inicial establecida en una ley nacional. Este enfoque tiene la intención de promover una transición ordenada a la televisión digital asegurando que todos los organismos de radiodifusión a pleno servicio idóneos pueden suministrar servicios digitales.

Mientras se suministre a todos los organismos de radiodifusión idóneos un canal que les permita proporcionar un servicio de televisión digital en una zona que es generalmente comparable a cualquier zona de servicio de televisión analógica existente, ya no es necesaria la repetición del servicio. Si cada organismo de radiodifusión elige este procedimiento, podrán construir estaciones de televisión digital que no repiten la cobertura de servicio analógico existente, pero si no aceptan este planteamiento, no estarán protegidos más allá del margen definido de la nueva zona de servicio digital. Como etapa inicial, se atribuye a los organismos de radiodifusión canales de televisión digitales que repiten las zonas de servicios de sus estaciones existentes después de finalizar el período de transición, es decir, después que la estación de televisión analógica haya dejado de funcionar. Más del 50% de todos los organismos de radiodifusión recibieron un canal de televisión digital que proporciona el 100% de duplicación durante el periodo de transición, y más del 93% de todos los organismos de radiodifusión recibieron un canal que proporciona una duplicación del área de servicio de al menos 95% durante el período de transición.

### **7.3 Planificación de la televisión digital en Europa**

Es probable que la planificación de la televisión terrenal digital en Europa en un futuro cercano razonable deberá estar basada en una mezcla de planificación de asignaciones y de atribuciones. La información que figura en los § 7.4 a 7.9 está basada en las ideas desarrolladas en Europa esencialmente para la planificación de asignaciones, pero también se podría aplicar a otras partes del mundo con pequeños cambios.

### **7.4 Elementos de planificación**

#### **7.4.1 Criterios de planificación**

Los criterios de planificación constan de los siguientes elementos:

- Relaciones de protección (Capítulo 2).
- Porcentaje de tiempo en el que se requiere protección (Capítulo 4).
- Porcentaje de ubicaciones para los que se requiere protección (Capítulo 4).
- Niveles de señal y valores  $C/N$  (Capítulo 5).

La gama de valores  $C/N$  en discusión para diversos sistemas digitales y sus variantes es muy amplia y la diferencia entre alguno de los valores  $C/N$  son más pequeñas que la propia exactitud de los métodos de predicción de propagación disponible (incluida la hipótesis necesaria en el caso de recepción portátil). Para planificar la introducción de la televisión digital es generalmente necesario restringir los estudios de planificación interinos a un subconjunto representativo de los valores  $C/N$ .

#### **7.4.2 Métodos de predicción de propagación**

El método de predicción del nivel de la señal para transmisores individuales figura en la Recomendación UIT-R P.370 y en el § 3.4 figura un método estadístico para las SFN.

#### **7.4.3 Combinación de múltiples señales**

En el § 3.4 figuran los métodos para combinar las señales deseadas y no deseadas.

#### **7.4.4 Bases de datos para planificación**

La radiodifusión de televisión terrenal digital utilizará originalmente las mismas bandas que la televisión analógica. En los estudios de planificación y la coordinación subsiguientes será necesario efectuar cálculos de compatibilidad amplios para facilitar esta utilización. Estos cálculos requieren bases de datos que contengan:

- estaciones de transmisión analógicas;
- asignaciones de estación transmisora digital;
- planes de atribuciones que contengan, por ejemplo, zonas que han de cubrir;
- detalles de otros servicios.

### **7.5 Procedimientos para la protección de los servicios de televisión analógica**

Es necesario asegurar que los servicios de televisión analógica existentes y planificados continúen protegidos. Esto se aplica al plan de asignación así como al plan de atribución para la televisión digital. En cada caso, antes que se elija un canal para un servicio de televisión digital, es necesario establecer la dimensión de la zona de cobertura para cada estación analógica coordinada. Esto se puede efectuar mediante el proceso de cálculo que figura en el § 7.7 o mediante la especificación de los puntos de prueba marginales en los casos especiales. Ejemplos de esto último podrían ser

cuando una zona de cobertura calculada cruce una frontera nacional o en un terreno montañoso donde se supone que las predicciones de propagación basadas en la Recomendación UIT-R P.370 no darán resultados precisos.

## **7.6 Definiciones de los puntos de prueba**

Son necesarias dos categorías de puntos de prueba. Una categoría representa la zona de cobertura para una determinada estación, o SFN, mientras que la otra representa fronteras de países.

Todos los puntos de prueba se definen por sus coordenadas geográficas.

### **7.6.1 Puntos de prueba que representan zonas de cobertura**

El emplazamiento del transmisor estará normalmente dentro del contorno descrito por los puntos de prueba. Sin embargo, en casos especiales el transmisor puede estar ubicado fuera de estas zonas.

Para pequeñas estaciones, es decir, estaciones con una zona de cobertura cuya anchura es menor que unos 5 km, sólo puede ser suficiente un punto de prueba ubicado en el sitio del transmisor. Sin embargo, se pueden definir hasta 36 puntos de prueba si fuera necesario. Si sólo se da un punto de prueba, no se debe suponer directividad de antena receptora.

Para estaciones con una zona de cobertura cuya anchura es de 5 km o más, se utilizan hasta 36 puntos de prueba. Estos puntos de prueba pueden estar ubicados sobre radiales en intervalos de 10°.

Si el contorno de la zona de cobertura cruza una frontera de país, los puntos de prueba en esta zona están ubicados en los puntos de cruce entre un radial y la frontera, al menos que las administraciones interesadas acuerden de otro modo.

### **7.6.2 Puntos de prueba en la frontera de un país**

Se puede utilizar una numerosa cantidad de puntos de prueba para representar la frontera de un país.

La ubicación de los puntos de prueba en una frontera debe ser acordada entre los países que comparten esta frontera y ser utilizados como puntos de prueba de frontera por todos los otros países, si fuera necesario.

El conjunto de puntos de prueba que representan la frontera de un país, debe ser un conjunto individual completo, como sería un conjunto que representa una zona de cobertura.

### **7.6.3 Disponibilidad de ubicaciones de puntos de prueba**

La ubicación de puntos de prueba, es decir, sus coordenadas geográficas, deben estar comúnmente disponibles a todas las administraciones interesadas a fin de facilitar los cálculos de interferencia en otros países o zonas de cobertura de estaciones en otros países.

## **7.7 Cálculo de la ubicación para puntos de prueba que representan zonas de cobertura**

Para calcular la zona de cobertura de una estación de televisión en un determinado canal, son necesarios dos elementos:

- los parámetros propios de una estación transmisora particular (coordenadas, altura de la antena, potencia radiada, etc.) que se utilizan para calcular la señal deseada;
- los parámetros del sistema tales como relaciones de protección, que se utilizan para calcular las intensidades de campo, las interferencias particulares y la intensidad de campo utilizable, así como la intensidad de campo media mínima.

Estos cálculos deben tener en cuenta:

- la interferencia producida por las asignaciones de televisión analógica;
- la interferencia producida por las asignaciones de televisión digital.

La intensidad de campo de la perturbación individual,  $E_n$ , es la que corresponde a una señal no deseada a la que ha sido añadida la relación de protección pertinente, y la discriminación de la antena receptora. Se calcula con la siguiente expresión:

$$E_n = E + PR + A$$

donde:

- $E$ : intensidad de campo de la señal no deseada. Se ha de seleccionar el porcentaje de tiempo apropiado conforme a la señal deseada (véase la Nota 1)
- $PR$ : relación de protección apropiada (véase la Nota 1)
- $A$ : discriminación de la antena receptora (teniendo en cuenta la discriminación de polarización), ( $A \leq 0$ )

y todas las cantidades se expresan en dB o dB( $\mu$ V/m).

NOTA 1 – En el caso de un servicio digital deseado se ha de seleccionar la intensidad de campo del servicio no deseado en el 50% de las ubicaciones durante el 1% del tiempo. En el caso de un servicio analógico deseado se ha de seleccionar la intensidad de campo de la señal no deseada en el 50% de las ubicaciones durante el 1% del tiempo con la relación de protección para la interferencia troposférica y la intensidad de campo de la señal no deseada en el 50% de las ubicaciones durante el 50% del tiempo junto con la relación de protección para la interferencia continua.

La intensidad de campo utilizable es el valor mínimo de la intensidad de campo necesaria para permitir una calidad de recepción deseada, bajo condiciones de recepción especificadas, en presencia de ruido natural e industrial, e interferencia. La intensidad de campo utilizable se calcula combinando los campos de perturbación individuales y la intensidad de campo media mínima teniendo en cuenta el efecto de la variación de la ubicación de las señales deseada e interferente. La combinación puede ser dada por medio del método de la suma de potencias o por uno de los métodos estadísticos descritos en detalle en el Capítulo 3.

Los puntos de prueba que representan una zona de cobertura se pueden determinar así en tres etapas:

### **Etapas 1 Cálculo de la zona de cobertura limitada por el ruido**

Conforme a la Recomendación UIT-R P.370, se encuentran las ubicaciones de los puntos de prueba limitados por el ruido, que representan la zona que podría ser servida si no hubiera interferencia. Este área puede aproximarse a la base de 36 radiales, utilizando la p.r.a. y la altura de antena efectiva. Para cada radial, se determina esa ubicación donde la intensidad de campo del transmisor deseado es igual a la intensidad de campo media mínima.

### **Etapas 2 Identificación de las señales interferentes**

Se calcula la repercusión de la interferencia cocanal, de canal adyacente y de canal imagen procedente de otros transmisores para cada estación deseada y cada punto de prueba limitado por el ruido a partir de la Etapa 1. En primer lugar, se establece el subconjunto de señales interferentes posibles. Éste está constituido por las estaciones que pueden producir un campo de perturbación que no es mayor que 15 dB por debajo de la intensidad de campo media mínima en cualquiera de los puntos de prueba limitados por el ruido de la Etapa 1. (Se utiliza el valor de 15 dB para asegurar que están incluidas todas las señales, que podrían causar un incremento en la intensidad de campo utilizable de más de 0,3 dB. Se puede también utilizar cualquier otro valor acordado entre las administraciones interesadas.)

### **Etapas 3 Cálculos de los puntos de prueba para la cobertura limitada por la interferencia**

Se calcula la intensidad de campo de la perturbación individual,  $E_n$ , causada por cada una de las estaciones que produce interferencia en este subconjunto de interferentes y cada uno de los puntos de prueba limitados por el ruido de la Etapa 1 (véase la Fig. 7.1). Se calcula la intensidad de campo utilizable para cada uno de esos puntos de prueba.

En el caso de que no haya interferentes la intensidad de campo utilizable en un punto de prueba es igual a la intensidad de campo media mínima, no se requieren otros cálculos y los radios de cobertura son los de la Etapa 1 precedente (véase la Fig. 7.1).

Si la intensidad de campo utilizable en un punto de prueba es mayor que la intensidad de campo media mínima, con la corrección combinada de la ubicación es entonces necesario encontrar los nuevos radios de cobertura en este rumbo en el cual la intensidad de campo de la estación deseada es igual a la intensidad de campo utilizable.

Dado que, en general, el radio de cobertura así calculado no será igual al radio previamente calculado para el mismo rumbo y que, por tanto, las intensidades de campo de la perturbación se modificarán, el proceso del punto anterior se repite para obtener una mayor aproximación al radio de cobertura requerido en cada uno de los rumbos.

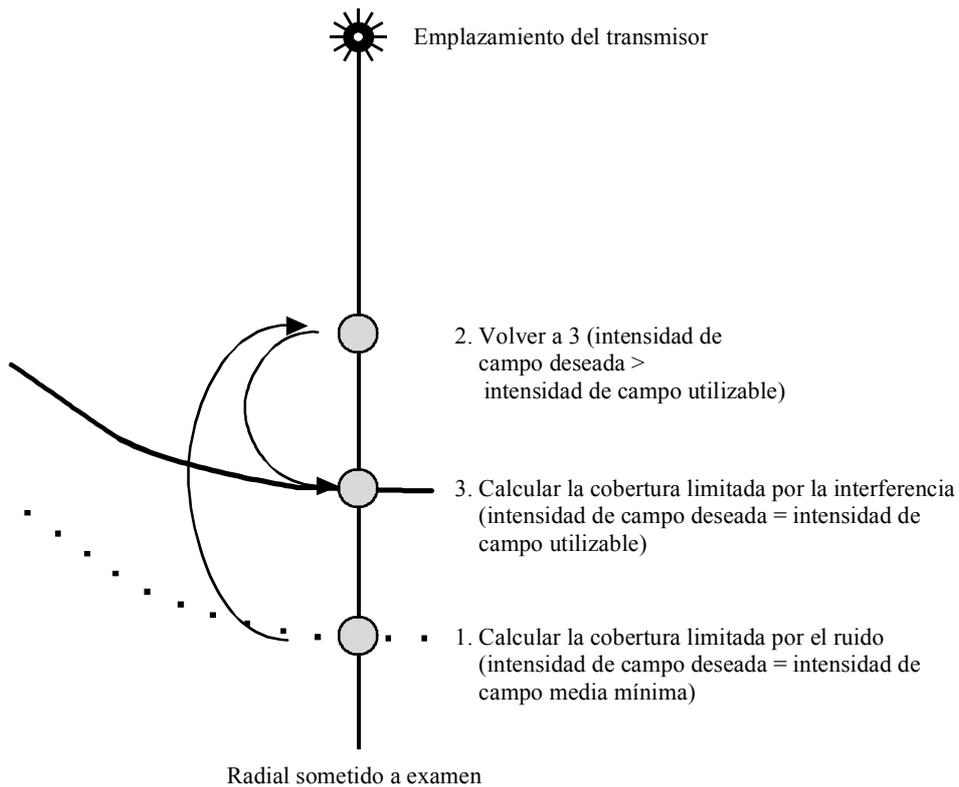


FIGURA 7.1

DTTB-07.1

#### **Ilustración del cálculo de ubicación de los puntos de prueba para la cobertura limitada por interferencia**

Se debe señalar que una estación determinada tendrá normalmente zonas de cobertura diferentes en distintos canales y que esto puede ser importante cuando se considera la cobertura relativa de los servicios digital y analógico.

## 7.8 Método para la combinación de señales (método de la suma de potencias)

El método de la suma de potencias es un procedimiento en el cual cada una de las intensidades de campo se combinan de modo tal que la potencia de la intensidad de campo resultante es igual a la suma de las potencias de las intensidades de campo individuales. Si la intensidad de campo (logarítmica) de una señal única se representa por  $E_i$  y se expresa en dB( $\mu$ V/m), la intensidad de campo combinada  $E_{\Sigma}$  viene dada por:

$$E_{\Sigma} = 10 \times \log_{10} \left( \sum_{i=1}^n 10^{\frac{E_i}{10}} \right)$$

donde  $n$  es el número de las intensidades de campo individuales.

## 7.9 Métodos de planificación para asignaciones de televisión digital

Este punto describe un método para hallar canales **virtualmente** disponibles para cada uno de los nuevos transmisores de televisión digital en el caso de la planificación MFN. La idea básica es determinar la magnitud de potencia que puede ser radiada en cada canal sin causar interferencia excesiva (es decir, superior a un aumento predeterminado de 0,3 dB aproximadamente) a los servicios analógicos existentes o un incremento equivalente para servicios digitales. Los resultados obtenidos utilizando el proceso descrito en los § 7.9.1 y 7.9.2 se pueden utilizar para identificar qué canal puede proporcionar cobertura digital útil desde cualquier emplazamiento de transmisor.

Durante el proceso de coordinación sería necesario utilizar el canal o canales reales en ese sitio antes que cualquier otro sitio cercano, que también necesitaría tener en cuenta la interferencia potencial mutua entre los transmisores de televisión digital que podrían utilizar el mismo canal.

Un enfoque alternativo, pero relacionado, sería identificar los canales y las características de la estación para un grupo de asignaciones digitales dispuesto en una mini SFN. El concepto básico permanece igual al que se ha descrito anteriormente pero el procesamiento real es considerablemente más complejo.

Por supuesto, las características de la estación determinadas en el § 7.9.1 y acordadas en un proceso de coordinación se podrían utilizar como la base para la implantación de una mini SFN, siempre que esta última no tenga una fuerte interferencia potencial (en cualquiera de los puntos de prueba para otras estaciones acordadas durante el proceso de coordinación).

### 7.9.1 Establecimiento de las características de una estación de televisión digital

Para un determinado sitio de transmisión, se deben establecer las siguientes características para una estación de televisión digital:

- canal(es);
- polarización;
- altura efectiva de la antena transmisora sobre el nivel de terreno medio;
- p.r.a. máxima;
- diagramas de radiación horizontal.

La información sobre la altura efectiva de antena y el diagrama de radiación se requiere en intervalos de 10°, comenzando por el norte verdadero.

Puede ser necesario efectuar muchas repeticiones para la selección de las características que darán máxima cobertura al servicio digital, mientras que al mismo tiempo no causen niveles de interferencia inaceptables a las estaciones de televisión analógicas existentes u otros servicios.

Para una elección particular (o elección por aproximaciones sucesivas) del canal y la polarización, se debe determinar la potencia radiada máxima admisible del servicio digital.

Para cada estación de televisión analógica que puede sufrir interferencia de la estación DVB-T con las características propuestas, se deberán llevar a cabo los siguientes pasos:

*Paso 1:* en cada punto que representa la zona de cobertura de la estación analógica, calcúlese la suma de potencias de las intensidades de campo perturbadoras de otras estaciones analógicas existentes. Estos valores ya han sido establecidos en el curso de los procedimientos descritos en el § 7.7;

*Paso 2:* en los mismos puntos, calcúlese la intensidad de campo combinada de la perturbación de la estación DVB-T propuesta junto con las estaciones de televisión analógica existentes;

*Paso 3:* compárense las intensidades de campo de perturbación combinadas calculadas precedentemente. Si hay un incremento no mayor que el acordado, es decir 0,3 dB aproximadamente, la p.r.a. de la estación digital se considera aceptable (a fin de establecer una lista de canales posiblemente disponibles). De otro modo, la p.r.a. se ajusta de modo de obtener un valor de interferencia aceptable.

De esta manera se puede determinar la potencia radiada máxima admisible de la estación de televisión digital en todas las direcciones.

### **7.9.2 Establecimiento de la dimensión de zonas de cobertura de la televisión digital**

Cuando se hayan establecido las características de la estación digital, se puede calcular su cobertura para una variante del sistema de televisión digital especificada que requiera una determinada relación  $C/N$ . Este cálculo debe tener en cuenta:

- la interferencia producida por estaciones de televisión analógica a la posible zona de cobertura de la estación digital;
- la interferencia producida por otros servicios de televisión digital;
- la interferencia producida por otros servicios.

Para llevar esto a cabo, se deben utilizar los métodos de suma de señales descritos en el Capítulo 3. Como resultado de este proceso, para cada zona pequeña, se obtiene el porcentaje de puntos de emplazamientos servidos. La zona de servicio digital prevista también se puede calcular utilizando el método que figura en el § 7.7.

### **7.9.3 Establecimiento de las características de un grupo de estaciones de televisión digital en una mini SFN**

El concepto básico empleado sería similar al indicado en el § 7.9.1 y los detalles dados no se repiten aquí. Es necesario que el conjunto de sitios de transmisión que se han de considerar como una mini SFN sea identificado para el proceso de informatización. La complejidad adicional, comparada con el proceso indicado en el § 7.9.1, es la necesidad de que se consideren múltiples combinaciones de niveles de potencia radiados desde cada uno de los transmisores en la mini SFN. Para efectuar una elección entre las diversas posibilidades en cada canal posible, sería necesario considerar la cobertura que podría ser obtenida por la combinación sometida a estudio. Esto llevaría consigo un proceso interactivo en el que se estudien los resultados intermedios producidos por un procedimiento informático para determinar qué combinación de niveles de potencia digitales se considera óptimo para cada canal.

### **7.10 Protección de los servicios de televisión digital**

A causa del rápido fallo de recepción digital cuando el nivel de la señal útil disminuye por debajo de un valor «mínimo», el objetivo para el porcentaje de ubicaciones cubiertas nominalmente en cualquier margen -entendiéndose por margen cualquier transición entre una zona cubierta y una zona no cubierta- de la zona de cobertura debe ser más elevado para los sistemas digitales que para los valores utilizados para sistemas de televisión analógica. Para cuestiones de coordinación sería necesario acordar las condiciones de referencia, incluido el porcentaje del valor de ubicación, entre las administraciones interesadas.

Como las condiciones de recepción de la implantación **existente** de un servicio de televisión digital pueden diferir de las condiciones de recepción de **referencia** acordadas, los puntos de prueba que representan una asignación digital no se encuentran necesariamente en la frontera de la zona de cobertura real de esa asignación digital. Los puntos de prueba se pueden encontrar dentro o fuera de la zona de cobertura real de la asignación digital.

## CAPÍTULO 8

### INTERACCIÓN CON OTROS SERVICIOS

#### 8.1 Generalidades

La radiodifusión no tiene acceso exclusivo a las bandas de frecuencias atribuidas a dicho servicio. Existe una serie de situaciones de compartición y éstas varían de un país a otro, tanto en términos del «otro servicio» que interviene, como de su estado en términos del Reglamento de Radiocomunicaciones. En efecto, en algunos casos, el estado puede estar en el proceso de cambio, por ejemplo, de «permitido» a «primario». En el presente Manual no serán tratados los aspectos de estado ni de derecho de protección. Sin embargo, es evidente que se requieren métodos para calcular cualquier interferencia posible ya sea desde el servicio de radiodifusión o hacia el mismo. Este proceso de cálculo es complicado por el hecho de que puede ser necesario considerar las asignaciones o las atribuciones como la base para la planificación de la televisión digital. Esto también es una dificultad que debe ser tratada en la planificación de los servicios de televisión (en otras palabras, la interacción entre servicios de televisión) sin consideración de la interferencia a otros servicios o desde los mismos.

#### 8.2 Otras estaciones de servicio

Sin considerar que la planificación se efectúe sobre la base de asignaciones o atribuciones de televisión digital, es esencial tener una definición clara de los otros requisitos de servicios, en términos de su susceptibilidad a la interferencia y sus necesidades de protección como así también en términos de su posibilidad de causar interferencias. En el caso de un servicio de recepción solamente, tal como el servicio de radio astronomía, la posibilidad del mismo de causar interferencia al servicio de televisión se puede considerar nula.

##### 8.2.1 Necesidades de protección de otros servicios

Además de los elementos obvios:

- frecuencia central;
- nivel de la señal que se ha de proteger;
- relación de protección en función de la separación de frecuencias entre las frecuencias centrales de televisión digital y otros servicios;
- porcentaje de tiempo en el que se requiere protección;
- orientación y discriminación de la antena receptora de otro servicio (si corresponde),

es también necesario determinar las zonas o las ubicaciones para las que se requiere la protección. Esto último se puede efectuar convenientemente especificando un conjunto de ubicaciones de puntos de prueba (como longitud, latitud y altura sobre el nivel del suelo) que representa:

- la frontera de la zona dentro de la cual se requiere protección; o bien,
- las ubicaciones actuales en las cuales es, o puede ser, instalado un sitio receptor.

Para evitar algunas ambigüedades que han creado dificultades en el pasado, es necesario tener un cuidado especial cuando se obtiene información acerca de las características de la antena receptora de otros servicios:

- en el caso de recepción móvil, se supone que no es ni directiva ni posee discriminación de polarización; y,
- en el caso de recepción fija, es necesario especificar la orientación de la antena receptora, así como su discriminación copolar y de polarización cruzada en función del rumbo relativo.

### **8.3 Elementos técnicos de otros servicios necesarios para cálculos de compatibilidad**

Los parámetros que son necesarios para efectuar cálculos de compatibilidad son para terminales de transmisión y/o recepción:

- modulación;
- frecuencia;
- anchura de banda;
- potencia máxima radiada;
- diagrama de radiación acimutal;
- polarización;
- discriminación de polarización;
- coordenadas del sitio e información de altura (longitud, latitud y altura sobre el nivel del suelo, o sobre el nivel del mar, según corresponda);
- relación de protección en función de la separación de frecuencias;
- nivel mínimo de la señal que se ha de proteger para una determinada instalación;
- porcentaje de tiempo que se ha de proteger;
- zona de cobertura definida por puntos de prueba de cálculo (hasta 36).

### **8.4 Cálculo de la protección de otros servicios**

Se debe efectuar un cálculo para cada uno de los puntos de prueba utilizados en la definición del otro servicio. Este cálculo debe tener en cuenta:

- las relaciones de protección para la diferencia de frecuencias entre el otro servicio y el servicio de televisión digital;
- el nivel de la señal de la asignación interferente;
- la discriminación de la antena receptora del otro servicio (polarización y directividad), cuando corresponda.

De la información anterior, se puede calcular la intensidad de campo de perturbación (en cada uno de los puntos de prueba) para el otro servicio.

La intensidad de campo de la perturbación,  $E_n$ , se define como:

$$E_n = E_i + PR + A$$

donde todas las cantidades se expresan en dB:

$E_i$ : valor de la intensidad de campo de la asignación DVB-T

$PR$ : relación de protección pertinente

$A$ : discriminación de la antena receptora pertinente ( $A \leq 0$ ).

Durante cualquier discusión de coordinación necesaria, la intensidad de campo de la perturbación (en cada uno de los puntos de prueba) puede ser comparada con el nivel mínimo de la señal que se ha de proteger para el otro servicio.

El cálculo del nivel de la señal interferente depende del otro servicio que se está considerando. La Recomendación UIT-R P.1546 (o antigua Recomendación UIT-R P.370), para transmisores, o método estadístico, para SFN, se puede utilizar para otros servicios terrenales, teniendo en cuenta el porcentaje de tiempo pertinente. Sin embargo, será necesario efectuar cálculos en el espacio libre para servicios aeronáuticos (o de satélite) si existe una condición de visibilidad directa entre el receptor de otro servicio y el transmisor interferente.

### 8.5 Cálculo de protección de la televisión digital

Se debe efectuar un cálculo para cada uno de los puntos de prueba utilizados en la definición de una zona de cobertura de televisión digital. Este cálculo debe tener en cuenta:

- la relación de protección para la diferencia de frecuencias entre el otro servicio y el servicio de televisión digital;
- el nivel de la señal del transmisor del otro servicio;
- la discriminación de la antena receptora del servicio de televisión digital (en el caso de recepción con antena fija).

De la información anterior se puede calcular la intensidad de campo de perturbación (en cada uno de los puntos de prueba de la frontera) para el servicio de televisión digital.

La intensidad de campo de perturbación,  $E_n$ , se define como:

$$E_n = E_i + PR + A$$

donde todas las cantidades se expresan en dB:

$E_i$ : valor de la intensidad de campo de la asignación del otro servicio

$PR$ : relación de protección pertinente

$A$ : discriminación de la antena receptora pertinente ( $A \leq 0$ ).

Durante cualquier discusión de coordinación necesaria, la intensidad de campo de perturbación (en cada uno de los puntos de prueba de la frontera) puede ser comparada con el nivel mínimo de la señal del servicio de televisión digital, a la que es necesario añadir el efecto de la variación combinada de la ubicación de las señales deseada e interferente.



## CAPÍTULO 9

### ASPECTOS DE TRANSMISIÓN

#### 9.1 Antenas transmisoras

##### 9.1.1 Introducción

La implantación de una red para televisión terrenal depende, por supuesto, de la provisión de las antenas transmisoras apropiadas que irradian desde ubicaciones convenientes. En general, la abertura más apropiada en las estructuras existentes ya ha sido utilizada por el servicio para el cual se construyó el mástil. Se supone que las nuevas estructuras para la mayoría de las estaciones son sumamente costosas, la reutilización de las antenas existentes es de interés primordial. Si esto no fuera posible, sería necesario considerar otras alternativas.

El propósito de este Capítulo es analizar la reutilización de las antenas existentes y las opciones disponibles para emplazar antenas de televisión digital en estructuras ya utilizadas para televisión analógica.

##### 9.1.2 Descripción de las antenas transmisoras de televisión existentes

En Europa, una red de televisión típica está integrada por estaciones principales de alta potencia que utilizan polarización horizontal y estaciones repetidoras de baja a media potencia que utilizan polarización horizontal o posiblemente vertical.

Las antenas transmisoras se instalan a menudo en una aleta en voladizo en la parte superior del mástil o torre. El montaje en una aleta, en lugar de hacerlo directamente en la estructura asegura que los conjuntos de elementos radiantes estén lo más cercano posible el uno del otro en el plano horizontal. Cuanto más cerca se encuentran los elementos de radiación, más uniforme (y controlable) será el diagrama de radiación horizontal.

En muchas estaciones principales y, en algunos países, así como en numerosas estaciones repetidoras, el sistema de antena completa está dentro de un cilindro de fibra de vidrio. Este cilindro proporciona protección contra la intemperie para la antena y en muchos casos forma parte también de la estructura del soporte mecánico de la antena.

Las antenas de ondas decimétricas están diseñadas generalmente para un conjunto específico de canales que se extiende en toda la banda de ondas decimétricas o agrupado en subbandas, por ejemplo, Banda IV, Banda inferior V o Banda superior V. Por lo general, las antenas sólo muestran una adaptación de impedancia satisfactoria para televisión analógica en los canales en los que están diseñadas en la vecindad cercana a los mismos. Este es también normalmente el caso incluso cuando los sistemas de antenas están equipados con paneles de banda ancha.

##### 9.1.3 Opciones para antenas de televisión digital

###### 9.1.3.1 Compartición de antena con la televisión analógica

Esto es posible si:

- las transmisiones de televisión digital y televisión analógica tienen la misma polarización;
- la antena existente funciona satisfactoriamente a las frecuencias que se proponen para la televisión digital;

- el diagrama de radiación de la antena existente satisface toda restricción en la potencia radiada de la televisión digital que son necesarias para evitar interferencias en otros servicios;
- el sistema de antena es capaz de tratar la potencia total de todos los servicios que serán transmitidos.

Si esas condiciones se satisfacen, sólo se requiere entonces equipos combinadores adicionales.

El comportamiento funcional de la antena existente merece algunas consideraciones. Si el canal de televisión digital está cerca de uno de los canales analógicos, el diagrama de radiación será ciertamente similar al de la televisión analógica. Asimismo, la adaptación de impedancias debe ser similar. Para otros canales el diagrama de radiación puede no ser muy diferente pero la adaptación de impedancias será en muchos casos inaceptable para la televisión analógica. No obstante, la televisión digital no será muy sensible al respecto. Aún si la potencia reflejada es problemática, puede ser el caso que ésta se desvíe a una carga. Alternativamente, el sistema de alimentación interno de la antena se podría rediseñar.

Si la televisión digital y la televisión analógica tienen polarización cruzada puede ser posible diseñar nuevas antenas compartidas por sistemas de televisión analógica y digital, que pueden tener puertos de entrada individuales para producir polarización vertical u horizontal para uno u otro servicio. El aislamiento entre los puertos puede ser tal que no sea necesario efectuar medidas especiales para mejorar el aislamiento. Por supuesto, se requerirán alimentadores principales separados para cada servicio.

### **9.1.3.2 Compartición de la abertura de televisión analógica**

Esta opción es para una antena de televisión digital separada que se ha de construir en la misma abertura que la utilizada para la televisión analógica y que será principalmente de interés cuando la televisión digital sea radiada con una polarización lineal diferente que la correspondiente al servicio de televisión analógica. Si esta opción es viable dependerá del diseño de la antena existente. Para ciertos tipos de antena (tales como las antenas de mariposa o molinete) probablemente no sea viable. Cuando sea posible, el acoplamiento entre antenas (el armazón metálico de soporte) debe ser suficientemente bajo para evitar interferencia mutua a los diagramas de radiación de cada servicio.

Un factor significativo referente a esta opción es el espacio disponible para diseñar cualquier nueva antena. Como ya se indicó, muchas estaciones principales y repetidoras utilizan cilindros de fibra de vidrio para protección contra la intemperie. Es improbable que las estaciones repetidoras en esta categoría tengan el espacio suficiente para cualquier nueva armazón metálica dentro del cilindro de fibra de vidrio. Las estaciones principales pueden ser levemente menos difíciles, pero esto puede aún imponer un límite logístico serio en un diseño ya difícil.

Otra solución sería, en algunos casos, extraer la mitad de la antena existente, utilizada para televisión analógica, y reemplazarla por una nueva antena para televisión digital. Esto implicará una pérdida en la ganancia de antena de 3 dB aproximadamente para el servicio de televisión analógica.

La construcción de una nueva antena para televisión digital fuera del cilindro de fibra de vidrio se considera poco práctico para razones estructurales. Además, tal espacio entre los elementos radiantes y el eje de la estructura no es favorable para proporcionar diagramas de radiación satisfactorios.

### **9.1.3.3 Antena de televisión digital completamente separada que ocupa su propia abertura**

Para sitios en los que se dispone de una abertura aceptable en una antena existente, esto puede ser la opción preferida. En MFN el diagrama de radiación de las nuevas antenas se puede diseñar para adaptar cualquier restricción en la potencia radiada que sea necesario para evitar la interferencia con servicios de televisión analógica existentes. Si la abertura disponible es relativamente baja en la

estructura, la cobertura requerida puede no ser realizada. Si la estructura se estrecha, cuanto menor sea la abertura mayor será la anchura de la cara. Los centros de fase de los elementos radiantes se separan más y, como consecuencia, las caídas pronunciadas en el diagrama de radiación horizontal se hacen más profundas o la antena se torna más compleja y, por tanto, muy costosa. No obstante, la cobertura menor que la ideal debe buscar un equilibrio entre las soluciones complejas y costosas.

Se deben tener también en cuenta otras consideraciones prácticas. Debe haber espacio para que los nuevos alimentadores se conecten a las antenas y la estructura debe ser lo suficientemente fuerte para soportar la carga debida al tiempo de la nueva antena así como los nuevos cables alimentadores.

#### **9.1.3.4 Otras consideraciones**

Si la televisión digital se debe adaptar al cubrimiento de la televisión analógica, serán necesarias similares alturas de antenas. Si éste es el caso, es razonable suponer que en la mayoría de los sitios de transmisión no habrá espacios fácilmente disponibles. Es posible que alguna reconfiguración de las antenas existentes proporcione la abertura requerida, aunque esto no es probable que suceda.

Si la televisión digital y la televisión analógica deben tener igual polarización, puede ser más eficaz buscar la posibilidad de compartir las antenas existentes. En algunos casos, las antenas existentes pueden necesitar ser rediseñadas para que tengan cabida los nuevos canales. Esto puede no ser prohibitivamente costoso.

Si la televisión digital y la televisión analógica no tienen igual polarización, se pueden considerar las siguientes opciones:

##### **– Compartición de abertura**

El modelado de computador puede dar una indicación de configuraciones e interacciones posibles, pero como la situación es tan compleja, será también necesario disponer de modelos y mediciones prácticas. Esta tarea de desarrollo es costosa, ocupa mucho tiempo y requiere una amplia gama de experiencia. Teniendo en cuenta los comentarios referentes a la disponibilidad de espacio dentro de los cilindros de fibra de vidrio, se debe aceptar que el resultado de dicho estudio puede no ser prometedor;

##### **– Antena de doble polarización**

Se dispone en el mercado de paneles de antenas adecuados para doble polarización (conectores de entrada separados), normalmente utilizados para polarización elíptica (circular). La utilización de una antena de doble polarización para la radiación de televisión analógica/digital implicará en realidad una renovación completa de todas las partes de la antena existente. La ganancia en cada uno de los planos en una antena de doble polarización generalmente no diferirá de una antena de polarización única en más de 1 dB. El diagrama de radiación para la televisión analógica se puede mantener mientras que el diagrama para la televisión digital se puede diseñar para que tenga la misma configuración o bien una configuración diferente;

##### **– Reducción de la abertura existente**

Si la antena existente se reduce a la mitad de su tamaño original y es aceptable la reducción causada de 3 dB de ganancia de antena, se puede utilizar dentro de la abertura disponible una nueva antena para televisión digital que tenga aproximadamente la misma ganancia que la parte restante de la antena existente. El diagrama de radiación horizontal puede ser el mismo que el del servicio analógico o pueden ser diferentes a fin de permitir cualquier restricción requerida.

Se debe señalar que en estas tres opciones implican también la instalación de un conjunto de alimentadores adicional.

### 9.1.3.5 Conclusiones

Si los servicios de televisión digital y televisión analógica tienen la misma polarización, es posible que puedan compartir las antenas transmisoras. En lo que concierne a costos y complicaciones esta es la solución preferida.

Si los servicios de televisión digital y televisión analógica no tienen igual polarización y no se dispone de espacio para una nueva antena de televisión digital separada, será necesario rediseñar significativamente la antena al sistema.

Para sitios con abertura libre apropiada la opción preferida puede ser construir una antena de televisión digital exclusiva.

## 9.2 Supresión de emisiones no deseadas

En este punto se presentan considerables detalles acerca de las plantillas de espectro utilizadas en Europa y el modo en que han sido obtenidas. Dichas plantillas son específicas de un determinado entorno de planificación y es necesario calcularlas conforme a los requerimientos de ese entorno. Sin embargo, el mismo enfoque que aquí se describe probablemente sea de valor en cualquier entorno excepto cuando se deben aplicar restricciones especiales.

En la fase inicial de implantación de la televisión digital terrenal, los canales se han de encontrar principalmente entre los que ya se emplean para televisión analógica. En algunos casos será necesario utilizar canales adyacentes a los canales de televisión analógica existentes. Para evitar interferencia en los servicios de televisión analógica se considera importante limitar las emisiones fuera de canal de transmisores de televisión digital en la medida de lo posible. Esto conduce a una necesidad de plantillas de espectro definidas para transmisores de televisión digital.

El esquema de modulación que se ha de utilizar para televisión digital será muy complejo, por ejemplo MDFO MAQ-64. Dicho esquema de modulación demandará un grado de linealidad muy elevado en el amplificador de potencia del transmisor a fin de evitar productos de intermodulación.

Las bandas laterales «naturales» del espectro MDFO pueden (y deben) ser suprimidas en un filtro adecuado en la etapa de FI del modulador. Sin embargo, las bandas laterales reaparecerán en la etapa de RF debido a los productos de intermodulación, entre las portadoras individuales, que se producen en la cadena amplificadora del transmisor. Para obtener una eficacia razonable (aunque todavía algo baja) del transmisor, se debe aplicar precorrección de linealidad extensiva. No se espera que componentes de amplificación no lineales como los klistrons sean prontamente utilizables para televisión digital.

Los tipos prevalecientes de productos de intermodulación que caen en el canal de televisión digital o cercano al mismo son los productos de tercer y quinto orden. Los productos de tercer orden caerán en la gama:

Frecuencia central del canal  $\pm 1,5$  (anchura de banda de la señal MDFO)

y los productos de intermodulación de quinto orden caerán en la gama:

Frecuencia central del canal  $\pm 2,5$  (anchura de banda de la señal MDFO)

Los productos de intermodulación que caen dentro del canal actuarán como interferencia procedente de un transmisor de televisión digital (no SFN) cocanal y produce una tasa de errores en los bits aumentada. El nivel de intermodulación máximo aceptable dentro del canal se estima así para que sea aproximadamente igual a la relación  $C/N$  mínima requerida para el sistema digital en cuestión. Si se alcanza este nivel máximo no se deja margen para interferencia o ruido.

Los productos de intermodulación que caen fuera del canal podrían causar una interferencia cocanal similar al ruido a los servicios de televisión analógica existentes que funcionan sobre uno o más canales adyacentes o cercanos al canal de televisión digital. La relación de protección necesaria para el servicio de televisión analógica estará cerca de 40 dB, dependiendo del sistema analógico utilizado. Si la señal de televisión analógica se emite desde la misma estación (o antena) se especifica fácilmente la atenuación suficiente de los productos de intermodulación del transmisor de televisión digital. Si la señal de televisión analógica no se emite desde el mismo sitio que la señal de televisión digital pero aún cubre la misma zona o parte de ella, la atenuación necesaria de productos de intermodulación de televisión digital pueden ser muy difíciles de obtener. En ambos casos es necesario un filtro de plantilla de espectro adecuado.

Cuando los transmisores de televisión analógica y televisión digital que utilizan canales adyacentes están emplazados en el mismo lugar y tienen una zona de cobertura común, se debe también considerar las emisiones fuera de banda del transmisor analógico.

Debido a la no linealidad, principalmente en el amplificador o amplificadores de potencia, la parte suprimida de la banda lateral inferior (vestigial) tiende a reaparecer. Esto puede afectar a una señal DVB-T transmitida en el canal adyacente inferior. En transmisores de televisión analógica que utilizan un amplificador de potencia común para imagen y sonido también se encuentra una imagen para la portadora o portadoras de sonido por debajo de la portadora de imagen.

Por encima de la(s) portadora(s) de sonido en el canal analógico, los productos de distorsión armónica de los componentes de la señal de vídeo aparecen causando una gama de extensión en el canal adyacente superior.

A fin de tratar la compatibilidad de canal adyacente se necesitan varias plantillas de espectro definidas para televisión analógica.

### **9.2.1 Plantillas de espectro asimétricas para DVB-T**

Se espera generalmente que, en gran medida, los transmisores de televisión digital compartan su emplazamiento con transmisores de televisión analógica existentes y, en lo posible, utilicen la misma polarización. Sobre esta base, las plantillas de espectro para transmisores de televisión digital, tienen la interferencia en diversos sistemas de televisión analógica, se pueden obtener sobre la base de relaciones de protección conocidas para las partes individuales de la señal analógica.

Se espera que los transmisores de televisión digital sólo funcionan en las bandas de frecuencias previstas para servicios de televisión. En la mayoría de los casos solo se ha de considerar la protección de la televisión analógica en canales adyacentes, siendo las únicas excepciones los canales 5, 21, 60 ó 69, en la que otros servicios que requieren alta protección funcionan en frecuencias casi fuera del canal de televisión. Sin embargo, aún en tales casos sólo un lado de la plantilla de espectro necesita mostrar la configuración de la plantilla para casos críticos mientras que la otra cara puede tener una atenuación fuera de banda satisfactoria para la televisión analógica.

Las relaciones de protección utilizadas para los canales adyacentes han sido tomadas de la publicación de la UER BPN 003 «Technical Bases for T-DAB Services Network Planning and Compatibility with existing Broadcasting Services» suponiendo que no haya influencia en el valor de la relación de protección es una señal digital (MDFO) es una señal T-DAB o una señal DVB-T.

Los ejemplos presentados han estado todos basados en las siguientes hipótesis:

- los transmisores de señales digitales y señales analógicas están ubicados en el mismo emplazamiento;
- no hay discriminación de polarización;
- no se utiliza desplazamiento en ninguno de los transmisores excepto transmisores de sonido Sistema L, en los que un desplazamiento positivo de 50 kHz ha sido tenido en cuenta;
- la potencia efectiva radiada del transmisor analógico (sincronización de cresta) y el transmisor digital (potencia total) son iguales.

Las correcciones proporcionales se deben aplicar si:

- las potencias radiadas de los transmisores de televisión analógica y digital no son iguales;
- las señales de televisión analógica y digital no están radiadas con la misma polarización y si la polarización se puede suponer.

Las relaciones de protección utilizadas para televisión analógica se basan en las relaciones de protección tomadas de la Recomendación UIT-R BT.655 y recalculadas para degradaciones de grado 4,5. A partir de esas relaciones de protección la potencia relativa máxima admisible en una anchura de banda de 4 kHz se calcula para un conjunto de frecuencias representativas en el canal analógico.

La información sobre los sistemas sonoros utilizados figura en la Recomendación UIT-R BS.707. El sistema de modulación de frecuencia de dos canales que aquí se describe lleva la indicación «A2» en el resto de este punto.

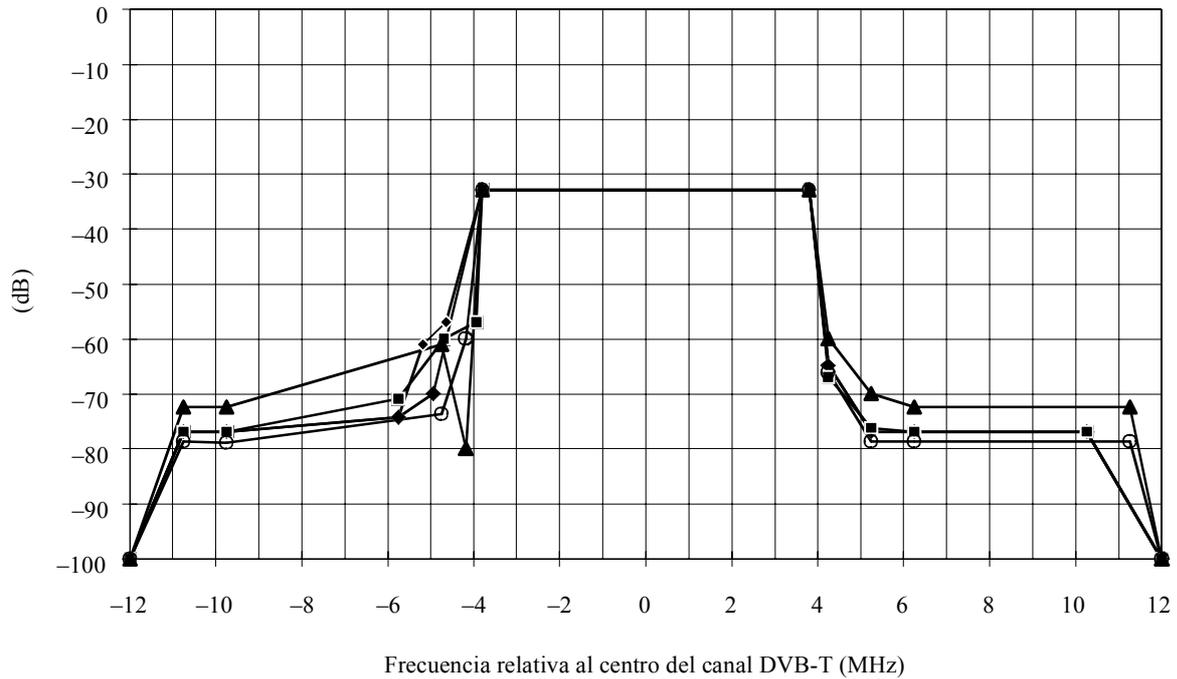
El nivel relativo en una anchura de banda de 4 kHz en el extremo inferior del canal adyacente inferior y en el extremo superior del canal adyacente superior ha sido seleccionado en  $-100$  dB.

Para los detalles acerca del origen de los valores véase el Anexo 1 al Capítulo 9.

En las Figs. 9.1 y 9.2 se muestran, respectivamente, dos conjuntos de planillas de espectro para canales de 8 MHz y en las Figs. 9.3 y 9.4 para canales de 7 MHz. Los conjuntos que se muestran en las Figs. 9.1 y 9.3 se basan directamente en las relaciones de protección obtenidas en el Anexo 1 al Capítulo 9 para el canal adyacente inferior. En el canal adyacente superior la portadora de sonido requiere menos protección que las portadoras de imagen. Esto conduciría a plantillas de espectro que tienen menos atenuación más lejos del canal DVB-T que apenas fuera del mismo. Por esta razón, las relaciones de protección para la portadora de imagen se repiten en frecuencias correspondientes al extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente superior. Esto conducirá, no obstante, a una sobreprotección de unos 5 dB en esas frecuencias.

Se considera que estas plantillas abarcan la protección mínima necesaria para transmisores de televisión digital y analógica emplazados en el mismo lugar y que tienen potencias radiadas iguales.

Nivel de potencia medida en una anchura de banda de 4 kHz,  
donde 0 dB corresponde a la potencia de salida total



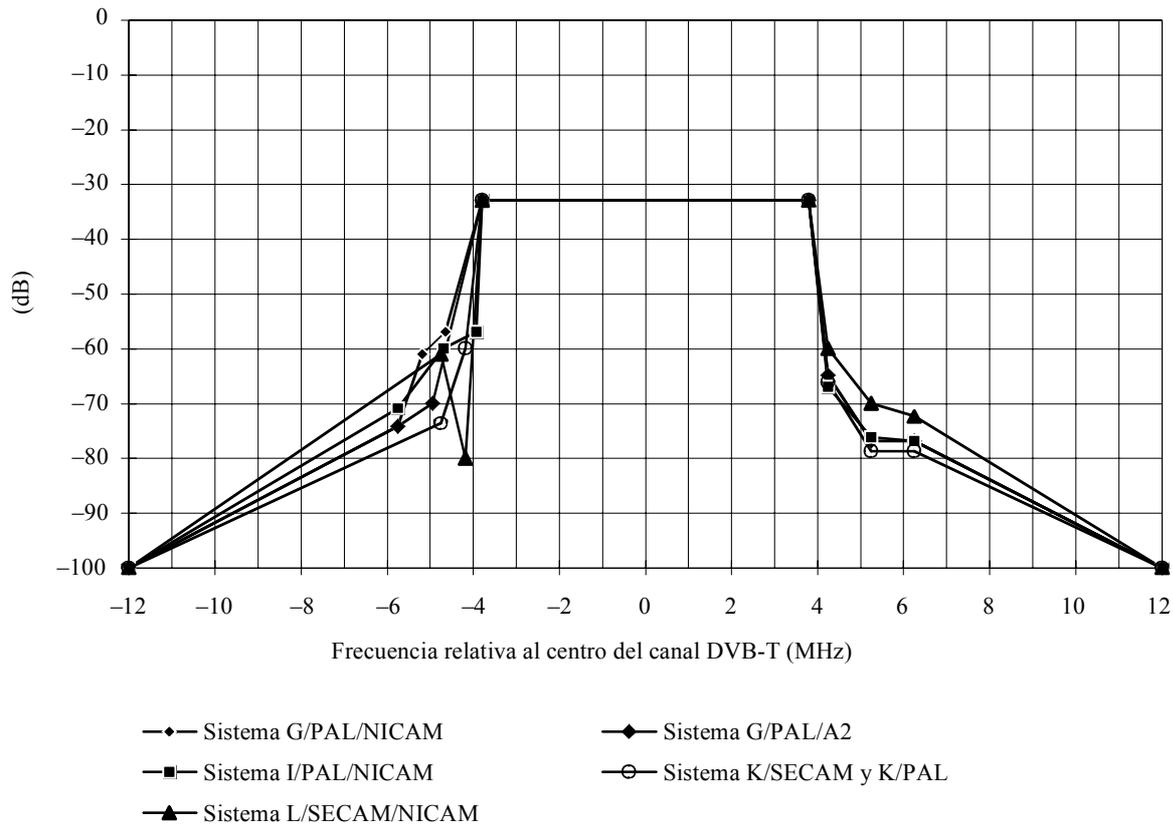
- ◆ Sistema G/PAL/NICAM
- ◆ Sistema G/PAL/A2
- Sistema I/PAL/NICAM
- Sistema K/SECAM y K/PAL
- ▲ Sistema L/SECAM/NICAM

Puntos de control										
Véanse las notas al pie de la Fig. 9.4	G/PAL/NICAM		G/PAL/A2		I/PAL/NICAM		K/SECAM K/PAL		L/SECAM/NICAM	
	Frecuencia relativa (MHz)	Nivel relativo (dB)								
1	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100
2	-10,75	-76,9	-10,75	-76,9	-10,75	-76,9	-10,75	-78,7	-10,75	-72,4
3	-9,75	-76,9	-9,75	-76,9	-9,75	-76,9	-9,75	-78,7	-9,75	-72,4
4	-5,75	-74,2	-5,75	-74,2	-5,75	-70,9	-4,75	-73,6	-4,75	-60,9
5	-5,185	-60,9	-5,185	N/A	-4,685	-59,9	-4,185	-59,9	-4,185	-79,9
6	N/A	N/A	-4,94	-69,9	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
7	-4,65	-56,9	N/A	N/A	-3,925	-56,9	N/A	N/A	N/A	N/A
8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8
9	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8
10	+4,25	-64,9	+4,25	-64,9	+4,25	-66,9	+4,25	-66,1	+4,25	-59,9
11	+5,25	-76,9	+5,25	-76,9	+5,25	-76,2	+5,25	-78,7	+5,25	-76,269,9
12	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-78,7	+6,25	-72,4
13	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+11,25	-78,7	+11,25	-72,4
14	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100

FIGURA 9.1

Plantillas de espectro para un transmisor de televisión terrenal digital que funciona en un canal adyacente a un transmisor de televisión analógica en el mismo emplazamiento, para canales de 8 MHz

Nivel de potencia medida en una anchura de banda de 4 kHz,  
donde 0 dB corresponde a la potencia de salida total



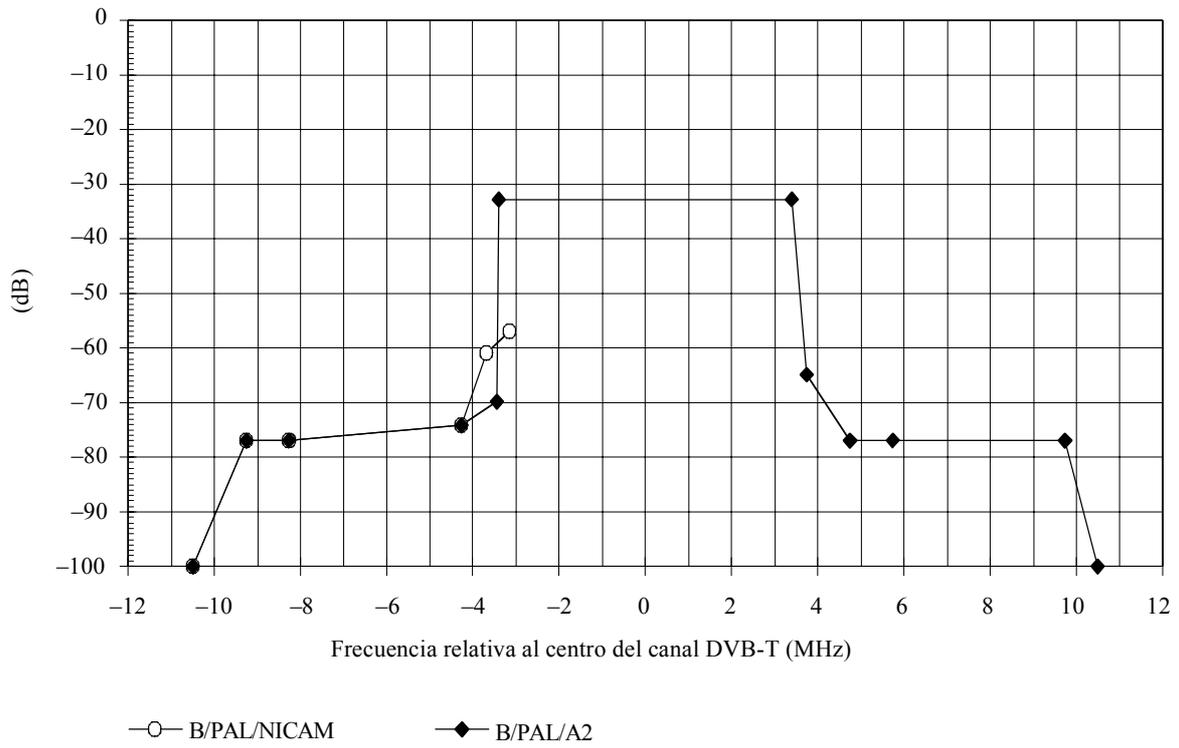
Puntos de control										
Véanse las notas al pie de la Fig. 9.4	G/PAL/NICAM		G/PAL/A2		I/PAL/NICAM		K/SECAM K/PAL		L/SECAM/NICAM	
	Frecuencia relativa (MHz)	Nivel relativo (dB)								
1	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100	-12	-100
4	-5,75	-74,2	-5,75	-74,2	-5,75	-70,9	-4,75	-73,6	-4,75	-60,9
5	-5,185	-60,9	-5,185	N/A	-4,685	-59,9	-4,185	-59,9	-4,185	-79,9
6	N/A	N/A	-4,94	-69,9	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
7	-4,65	-56,9	N/A	N/A	-3,925	-56,9	N/A	N/A	N/A	N/A
8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8	-3,8	-32,8
9	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8	+3,8	-32,8
10	+4,25	-64,9	+4,25	-64,9	+4,25	-66,9	+4,25	-66,1	+4,25	-59,9
11	+5,25	-76,9	+5,25	-76,9	+5,25	-76,2	+5,25	-78,7	+5,25	-69,9
12	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-76,9	+6,25	-78,7	+6,25	-72,4
13	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+10,25	-76,9	+11,25	-78,7	+11,25	-72,4
14	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100	+12	-100

FIGURA 9.2

**Plantillas de espectro para un transmisor de televisión terrenal digital que funciona en un canal adyacente a un transmisor de televisión analógica en el mismo emplazamiento, para canales de 8 MHz**

DTTB-09-2

Nivel de potencia medida en una anchura de banda de 4 kHz,  
donde 0 dB corresponde a la potencia de salida total

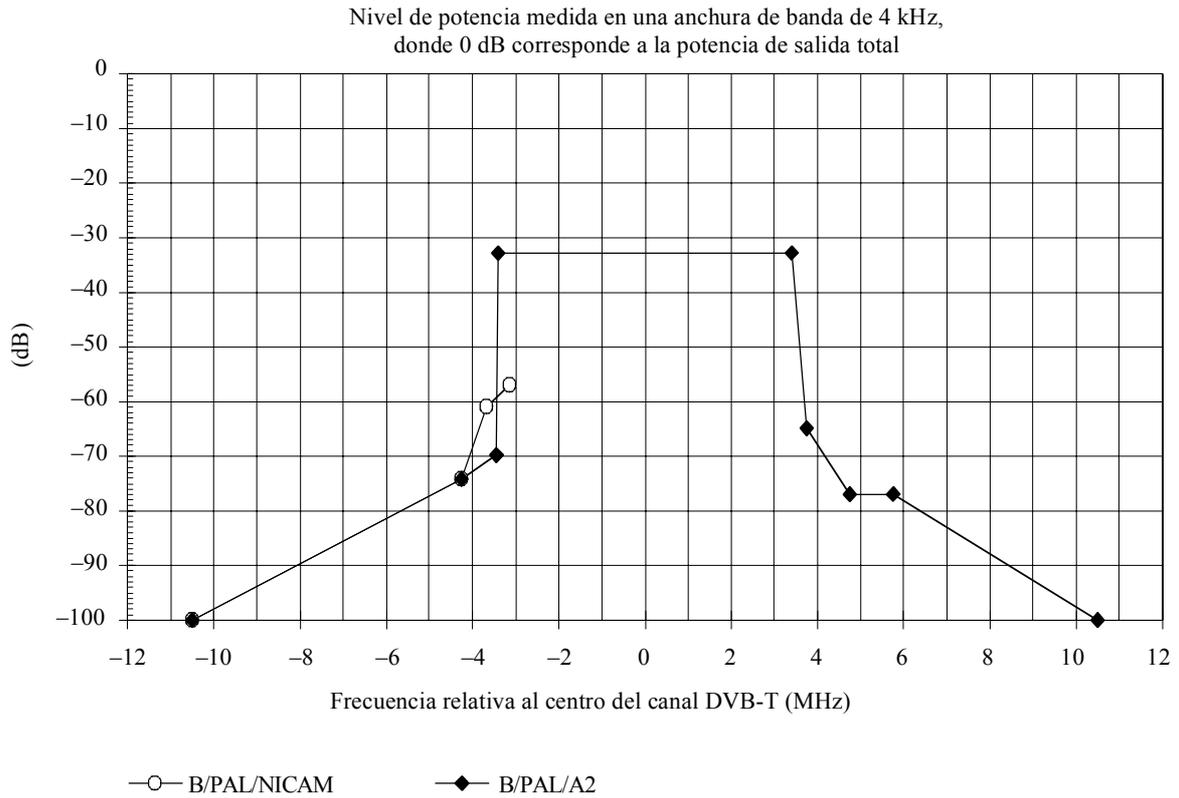


Puntos de control				
Véanse las notas al pie de la Fig. 9.4	B/PAL/NICAM		B/PAL/A2	
	Frecuencia relativa (MHz)	Nivel relativo (dB)	Frecuencia relativa (MHz)	Nivel relativo (dB)
1	-10,5	-100	-10,5	-100
2	-9,25	-76,9	-9,25	-76,9
3	-8,25	-76,9	-8,25	-76,9
4	-4,25	-74,2	-4,25	-74,2
5	-3,685	-60,9	-3,685	N/A
6	N/A	N/A	-3,44	-69,9
7	-3,15*	-56,9	N/A	N/A
8	-3,35	-32,8	-3,4	-32,8
9	+3,35	-32,8	+3,4	-32,8
10	+3,75	-64,9	+3,75	-64,9
11	+4,75	-76,9	+4,75	-76,9
12	+5,75	-76,9	+5,75	-76,9
13	+9,75	-76,9	+9,75	-76,9
14	+10,5	-100	+10,5	-100

\* La señal NICAM se superpone a la señal DVB-T si el desplazamiento relativo es menor que 200 kHz.

FIGURA 9.3

**Plantillas de espectro para un transmisor de televisión terrenal digital que funciona en un canal adyacente a un transmisor de televisión analógica de Sistema B en el mismo emplazamiento, para canales de 7 MHz**



Puntos de control				
Véanse las notas a continuación	B/PAL/NICAM		B/PAL/A2	
	Frecuencia relativa (MHz)	Nivel relativo (dB)	Frecuencia relativa (MHz)	Nivel relativo (dB)
1	-10,5	-100	-10,5	-100
4	-4,25	-74,2	-4,25	-74,2
5	-3,685	-60,9	-3,685	N/A
6	N/A	N/A	-3,44	-69,9
7	-3,15*	-56,9	N/A	N/A
8	-3,35	-32,8	-3,4	-32,8
9	+3,35	-32,8	+3,4	-32,8
10	+3,75	-64,9	+3,75	-64,9
11	+4,75	-76,9	+4,75	-76,9
12	+5,75	-76,9	+5,75	-76,9
14	+10,5	-100	+10,5	-100

\* La señal NICAM se superpone a la señal DVB-T si el desplazamiento relativo es menor que 200 kHz.

FIGURA 9.4

DTTB-09-4

**Plantillas de espectro para un transmisor de televisión terrenal digital que funciona en un canal adyacente a un transmisor de televisión analógica de Sistema B en el mismo emplazamiento, para canales de 7 MHz**

*Notas a los Cuadros de puntos de control en las Figs. 9.1, 9.2, 9.3 y 9.4:*

Para detalles referentes a la determinación de los puntos de control y la atenuación, véase el Anexo 1 al Capítulo 9:

- 1 Extremo inferior del canal adyacente inferior
- 2 Portadora de imagen en el canal adyacente inferior
- 3 Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente inferior
- 4 Extremo superior de banda lateral de vídeo en el canal adyacente inferior
- 5 Extremo superior de la anchura de banda de RF de la primera portadora de sonido en el canal adyacente inferior
- 6 Extremo superior de la anchura de banda de RF de la segunda portadora de sonido A2 en el canal adyacente inferior
- 7 Extremo superior de la anchura de banda de RF de la señal NICAM en el canal adyacente inferior
- 8 Extremo inferior de la anchura de banda de RF de la señal DVB-T
- 9 Extremo superior de la anchura de banda de RF de la señal DVB-T
- 10 Banda lateral de vídeo inferior (portadora de imagen – 1 MHz) en el canal adyacente superior
- 11 Portadora de imagen en el canal adyacente superior
- 12 Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente superior
- 13 Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente superior
- 14 Extremo superior del canal adyacente superior.

*Notas adicionales:*

En los Cuadros de las Figs. 9.1, 9.2, 9.3 y 9.4 algunas celdas están marcadas con indicación «N/A». Esto significa que esta parte de la señal analógica no existe o que no tiene influencia en la configuración de la plantilla de espectro.

Como se puede suponer que cierto grado de la selectividad general ha de ser introducido con filtro de plantilla de espectro se considera que en general se pueden trazar líneas directas desde los puntos de control que representan el extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente inferior al punto extremo en el extremo inferior del canal adyacente inferior. Del mismo modo se trazan líneas directas desde los puntos de control que representan las portadoras de imagen en el canal adyacente superior al punto extremo en el extremo superior del canal adyacente superior. Las plantillas de espectro que corresponden a las mostradas en la Fig. 9.1 pero basadas en la hipótesis anterior se ilustran en la Fig. 9.2 para canales de 8 MHz y en la Fig. 9.4 para canales de 7 MHz.

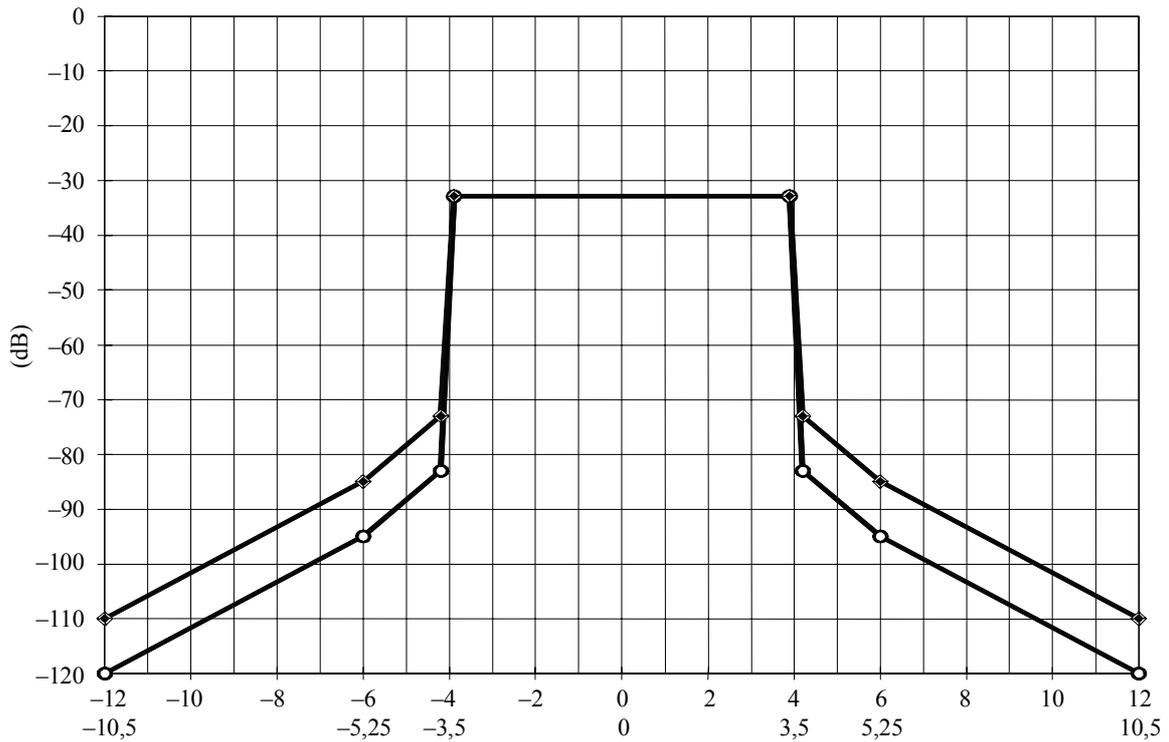
### **9.2.2 Plantilla de espectro simétrica para DVB-T en canales de 7 y 8 MHz**

Para transmisores de televisión digital que utilizan los canales adyacentes a otros servicios (baja potencia o de recepción solamente) esta plantilla de espectro puede no dar la atenuación suficiente sobre el lado del canal de televisión digital que cae en la banda de frecuencias donde funciona el otro servicio.

En tal caso, se deben definir plantillas de espectro especiales, basadas en las características del otro servicio y la distancia entre el transmisor de televisión digital y la zona de servicio (o instalación de recepción) del otro servicio. Sin embargo, se debe tener en cuenta que los filtros de plantilla de espectro que presentan una atenuación superior cercana a la del canal digital serán muy costosos e implican una pérdida de inserción superior.

En la Fig. 9.5 se muestran dos plantillas de espectro simétricas. La plantilla con una atenuación de 40 dB está destinada a casos no críticos y la plantilla con una atenuación de 50 dB está prevista para casos sensibles.

Nivel de potencia medida en una anchura de banda de 4 kHz,  
donde 0 dB corresponde a la potencia de salida total



Frecuencia relativa al centro del canal DVB-T (MHz)

Escala superior: canal de 8 MHz

Escala inferior: canal de 7 MHz

Curva superior: casos no críticos

Curva inferior: casos sensibles

Puntos de control					
Canales de 8 MHz			Canales de 7 MHz		
Frecuencia relativa (MHz)	Casos no críticos	Casos sensibles	Frecuencia relativa (MHz)	Casos no críticos	Casos sensibles
	Nivel relativo (dB)	Nivel relativo (dB)		Nivel relativo (dB)	Nivel relativo (dB)
-12	-110	-120	-10,5	-110	-120
-6	-85	-95	-5,25	-85	-95
-4,2	-73	-83	-3,7	-73	-83
-3,9	-32,8	-32,8	-3,35	-32,8	-32,8
+3,9	-32,8	-32,8	+3,35	-32,8	-32,8
+4,2	-73	-83	+3,7	-73	-83
+6	-85	-95	+5,25	-85	-95
+12	-110	-120	+10,5	-110	-120

FIGURA 9.5

Plantillas de espectro simétricas para casos no críticos y casos sensibles

DTTB-09-5

La plantilla para casos no críticos también se puede utilizar para mediciones de relaciones de protección para televisión analógica interferida por DVB-T.

La configuración de las plantillas ha sido basada en:

- el espectro natural de una señal MDFO de 7,6 MHz (para canales de 8 MHz) y una señal MDFO de 6,7 MHz (para canales de 7 MHz);
- la respuesta en amplitud de un filtro SAW de FI;
- el amplificador de potencia del transmisor produce intermodulación fuera del canal en un nivel limitado por la magnitud de intermodulación aceptable dentro del canal;
- la plantilla para casos sensibles también incluye la respuesta de amplitud de un filtro pasabanda de seis cavidades a la salida del transmisor.

### **9.3 Televisión analógica**

En base a la información que figura en el Reglamento de Radiocomunicaciones (Artículo 3 y Apéndice 3) y en la Recomendación UIT-R BT.470, se han establecido plantillas de espectro para una serie de sistemas de televisión analógica en uso.

Para transmisores que funcionan en la gama de frecuencias de 30 MHz a 235 MHz la potencia no deseada medida en el terminal de salida del transmisor estará atenuada 60 dB como mínimo en relación con la potencia de salida media y no será superior a 1 mW. El límite máximo es así proporcional para transmisores con potencias de salida de hasta 1 kW y fijadas para potencias de salida superiores.

Para transmisores que funcionan en la gama de frecuencias de 235 MHz a 960 MHz la potencia no deseada medida en el terminal de salida del transmisor estará atenuada en 60 dB como mínimo en relación a la potencia de salida media y no será superior a 20 mW. El límite máximo es así proporcional para transmisores con potencia de salida de hasta 20 kW y fijados para potencias de salida superiores.

La potencia media de un transmisor de televisión depende considerablemente del contenido de la imagen. Para transmisores que utilizan modulación negativa la potencia media se obtiene con la señal de «negro con sincronismo» y sin pedestal cuando la potencia media de la señal de imagen es 2,5 dB inferior a la potencia de sincronismo de cresta. Esto conduce a una atenuación fuera de banda de 62,5 dB relativos a la potencia de sincronismo de cresta para transmisores dentro de la gama de potencia «proporcional».

Para transmisores que utilizan modulación positiva la potencia media más elevada se produce con una imagen toda en blanco en la que la potencia media de la señal de imagen es 1,2 dB inferior a la potencia de salida nominal del transmisor.

Si se consideran los productos de intermodulación entre la portadora de imagen y la portadora o portadoras de sonido se tomará como referencia la suma de la potencia de imagen y la suma de la potencia o potencias de sonido.

Cuando se toman en consideración las ganancias de antena típicas y las pérdidas del alimentador para transmisores de ondas métricas, las potencias de salida del transmisor de hasta 1 kW corresponden a las potencias radiadas de hasta 10 kW y el límite fijo de 1 mW corresponde a una

p.r.a. de 10 mW. Para ondas decimétricas los valores serán de 400 kW y 400 mW, respectivamente. Se supone que la mayoría de los sistemas de antenas tendrán igual ganancia o ganancia similar en los canales adyacentes como en los canales utilizados. Se supone también que los diplexores instalados en la línea de alimentación no contribuyen a la atenuación de las emisiones no deseadas en los canales adyacentes.

En este estado sólo se consideran los transmisores de ondas decimétricas de señales analógicas. En el Plan ST61 original se inscribieron 4479 estaciones de ondas decimétricas. Estas estaciones se pueden subdividir en las siguientes categorías:

2041 estaciones	p.r.a. $\leq$ 400 kW
818 estaciones	400 kW < p.r.a. $\leq$ 500 kW
1 589 estaciones	500 kW < p.r.a. $\leq$ 1 mW
31 estaciones	p.r.a. > 1 MW (máximo = 2 MW)

El límite de 400 kW sólo aparece así aplicado a menos de la mitad de las estaciones. Para estaciones con una p.r.a. > 400 kW la atenuación fuera de banda se incrementará en consecuencia (para 2 mW por 7 dB adicionales).

### **9.3.1 Anchura de banda de referencia para plantillas de espectro de televisión analógica**

Por lo general, se considera conveniente utilizar una anchura de banda de referencia baja para mostrar el espectro verdadero de la señal en cuestión. Por otra parte, es necesario utilizar una anchura de banda suficientemente amplia para que pueda ser posible medir el espectro de RF con realismo.

Las plantillas de espectro para DVB (y DAB) están basadas en la potencia medida en una anchura de banda de 4 kHz.

En televisión analógica se utilizan tres tipos de modulación (sin considerar la subportadora de color): MA, MF y MDP-4. Los componentes de la señal tienen distintas anchuras de banda y utiliza modulación «en reposo», por ejemplo la portadora de imagen está siempre modulada con una señal de sincronismo como mínimo y la subportadora NICAM ocupa siempre una anchura de banda constante, mientras que las portadoras de sonido MF o MA no están moduladas cuando no está presente ninguna señal sonora.

Las pruebas han mostrado que el espectro de potencia de la portadora de imagen y sus bandas laterales pueden ser medidas correctamente con un analizador de espectro que utiliza el control «max. hold» (retención máxima) y anchuras de banda de resolución de hasta 50 kHz. A una anchura de banda de resolución de 10 kHz se considera que el nivel de 0,2 dB aproximadamente mostrado es demasiado bajo y a una anchura de banda de resolución de 3 kHz el error de nivel es de 1 dB aproximadamente. En todos los casos la anchura de banda de vídeo del analizador de espectro fue de 100 kHz. Se utilizó como referencia una anchura de banda de resolución de 300 kHz y una anchura de vídeo también de 300 kHz. Cuando se mide el contorno de las bandas laterales de vídeo con anchuras de bandas de resolución estrechas se utilizará una velocidad de barrido muy lenta. Para videofrecuencias con un barrido de 100 kHz a 6 MHz se recomienda una velocidad de 10 s.

El espectro de potencia de las portadoras de sonido MF sólo podrán medirse correctamente (a desviación máxima) si la anchura de banda de resolución del analizador de espectro es al menos igual a la frecuencia de modulación más elevada, es decir 15 kHz, de otro modo el resultado dependerá de la frecuencia de modulación y de la desviación. La anchura de banda de vídeo del analizador de espectro debe ser algo superior, por ejemplo 30 kHz.

Las portadoras de sonido MA se pueden medir correctamente aún con anchuras de banda de resolución muy bajas siempre que la frecuencia de modulación se mantenga constante o su barrido sea muy lento.

Para portadoras con modulación MDP-4 como NICAM, el nivel medido sólo depende de la anchura de banda de resolución del analizador de espectro y se puede efectuar escalonamiento desde una anchura de banda a cualquier anchura de banda pertinente.

Como resultado de las diferencias descritas anteriormente entre los componentes individuales de una señal de televisión analógica, se utiliza una anchura de banda de referencia de 50 kHz para televisión analógica.

CUADRO 9.1

Puntos de control para plantillas de espectro en sistemas de televisión analógica, basados en la anchura de banda de 50 kHz

Descripción del punto de control	Frecuencia relativa a la portadora de imagen en el canal analógico (MHz)	Frecuencia relativa al centro del canal (MHz)	Sistema de televisión analógico G/PAL (mono), relación V/S = 10 dB	Sistema de televisión analógico G/PAL/NICAM relación V/S = 13 dB <sup>(1)</sup>	Sistema de televisión analógico G/PAL/A2 relación V/S = 13 dB <sup>(1)</sup>	Sistema de televisión analógico I/PAL/NICAM relación V/S = 10 dB <sup>(1)</sup>	Sistema de televisión analógico K/SECAM relación V/S = 10 dB	Sistema de televisión analógico L/SECAM relación V/S = 10 dB
Extremo inferior del canal de 8 MHz adyacente inferior	-9,25	-12	-62,5	-62,5	-62,5	-62,5	-62,5	-61,2
Imagen de la subportadora de color Sistemas G e I. Límite inferior de imagen de la subportadora de color, Sistema K	-4,43	-7,18	-46	-46	-46	-46,7	-46	N/A
Imagen de subportadora de color, Sistema L	-4,3	-7,05	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	[-13] -30 = -43
Límite superior de la imagen de subportadora de color, Sistema K	-4,23	-6,98	N/A	N/A	N/A	N/A	-46	N/A
Atenuación de la banda lateral de vídeo inferior, Sistemas G e I	-3	-5,75	-36	-36	-36	-36,7	N/A	N/A
Atenuación de la banda lateral, Sistema L	-2,7	-5,45	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	[-13] -15 = -28
Extremo inferior de canal	-1,25	-4	-36	-36	-36	-16,7	-36	[-13]
Angulo inferior de banda lateral vestigial, Sistemas G y K	-0,75	-3,5	-16	-16	-16	N/A	-16	N/A
Extremo inferior de espectro de señal de sincronismo	-0,13	-2,88	-16	-16	-16	-16,7	-16	[-13]
Portadora de imagen (para Sistema L en imagen 100% blanca)	0	-2,75	0	0	0	0	0	0
Extremo superior de espectro de señal de sincronismo	0,13	-2,62	-16	-16	-16	-16,7	-16	[-13]
Terminal superior de banda lateral de vídeo, Sistema G	5	2,25	-16	-16	-16	N/A	N/A	N/A
Separación entre banda lateral de vídeo y primera portadora de sonido, Sistema G	5,25	2,5	-20	-20	-20	N/A	N/A	N/A
Ángulo inferior de primera portadora de sonido, Sistema G	5,435	2,685	-10	-13	-13	N/A	N/A	N/A
Extremo superior de banda lateral de vídeo, Sistema I	5,5	2,75	N/A	N/A	N/A	-16,7	N/A	N/A
Ángulo superior de primera portadora de sonido, Sistema G	5,565	2,815	-10	-13	-13	N/A	N/A	N/A
Ángulo inferior de la señal NICAM, Sistema G/NICAM	5,6	2,85	N/A	-20	N/A	N/A	N/A	N/A

CUADRO 9.1 (Fin)

Descripción del punto de control	Frecuencia relativa a la portadora de imagen en el canal analógico (MHz)	Frecuencia relativa al centro del canal (MHz)	Sistema de televisión analógico G/PAL (mono), relación V/S = 10 dB	Sistema de televisión analógico G/PAL/NICAM relación V/S = 13 dB <sup>(1)</sup>	Sistema de televisión analógico G/PAL/A2 relación V/S = 13 dB <sup>(1)</sup>	Sistema de televisión analógico I/PAL/NICAM relación V/S = 10 dB <sup>(1)</sup>	Sistema de televisión analógico K/SECAM relación V/S = 10 dB	Sistema de televisión analógico L/SECAM V/S relación = 10 dB
Ángulo inferior de segunda portadora de sonido, Sistema G/A2	5,675	2,925	N/A	N/A	-20	N/A	N/A	N/A
Separación entre banda lateral de vídeo y primera portadora de sonido, Sistema I	5,75	3	N/A	N/A	N/A	-20	N/A	N/A
Extremo superior de espectro utilizado por el Sistema G/mono	5,8	3,05	-62,5	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
Ángulo superior de segunda portadora de sonido, Sistema G/A2	5,805	3,055	N/A	N/A	-20	N/A	N/A	N/A
Ángulo inferior de primera portadora de sonido, Sistema I	5,9346	3,1846	N/A	N/A	N/A	-10	N/A	N/A
Extremo superior de espectro utilizado por el Sistema G/A2	5,97	3,22	N/A	N/A	-62,5	N/A	N/A	N/A
Extremo superior de banda lateral de vídeo, Sistemas K y L	6	3,25	N/A	N/A	N/A	N/A	-16	[-13]
Ángulo superior de la primera portadora de sonido, Sistema I	6,0646	3,3146	N/A	N/A	N/A	-10	N/A	N/A
Ángulo superior de la señal NICAM, Sistema G/NICAM	6,1	3,35	N/A	-20	N/A	N/A	N/A	N/A
Separación entre banda lateral de vídeo y primera portadora de sonido, Sistemas K y L	6,25	3,5	N/A	N/A	N/A	N/A	-20	-20
Ángulo superior del espectro utilizado por el Sistema G/NICAM	6,28	3,53	N/A	-62,5	N/A	N/A	N/A	N/A
Ángulo inferior de la señal NICAM, Sistema I/NICAM	6,302	3,552	N/A	N/A	N/A	-25	N/A	N/A
Ángulo inferior de la primera portadora de sonido, Sistemas K y L	6,435	3,685	N/A	N/A	N/A	N/A	-10	-10
Centro de la señal NICAM, Sistema I/NICAM	6,552	3,802	N/A	N/A	N/A	-20	N/A	N/A
Ángulo superior de primera portadora de sonido, Sistemas K y L	6,565	3,815	N/A	N/A	N/A	N/A	-10	-10
Extremo superior del canal de 8 MHz	6,75	4	N/A	N/A	N/A	N/A	-54	-54
Extremo superior del espectro utilizado por los Sistemas K y L <sup>(2)</sup>	6,8	4,05	N/A	N/A	N/A	N/A	-62,5	-61,2
Ángulo superior de la señal NICAM, Sistema I/NICAM	6,802	4,052	N/A	N/A	N/A	-25	N/A	N/A
Extremo superior de espectro utilizado por el Sistema I/NICAM	6,94	4,19	N/A	N/A	N/A	-62,5	N/A	N/A
Extremo superior del canal de 8 MHz adyacente superior	14,75	12	-62,5	-62,5	-62,5	-62,5	-62,5	-61,2

<sup>(1)</sup> La relación imagen/NICAM y la relación imagen/segunda portadora de sonido, son de 20 dB.

<sup>(2)</sup> En razón de la anchura de banda de referencia de 50 kHz utilizada.

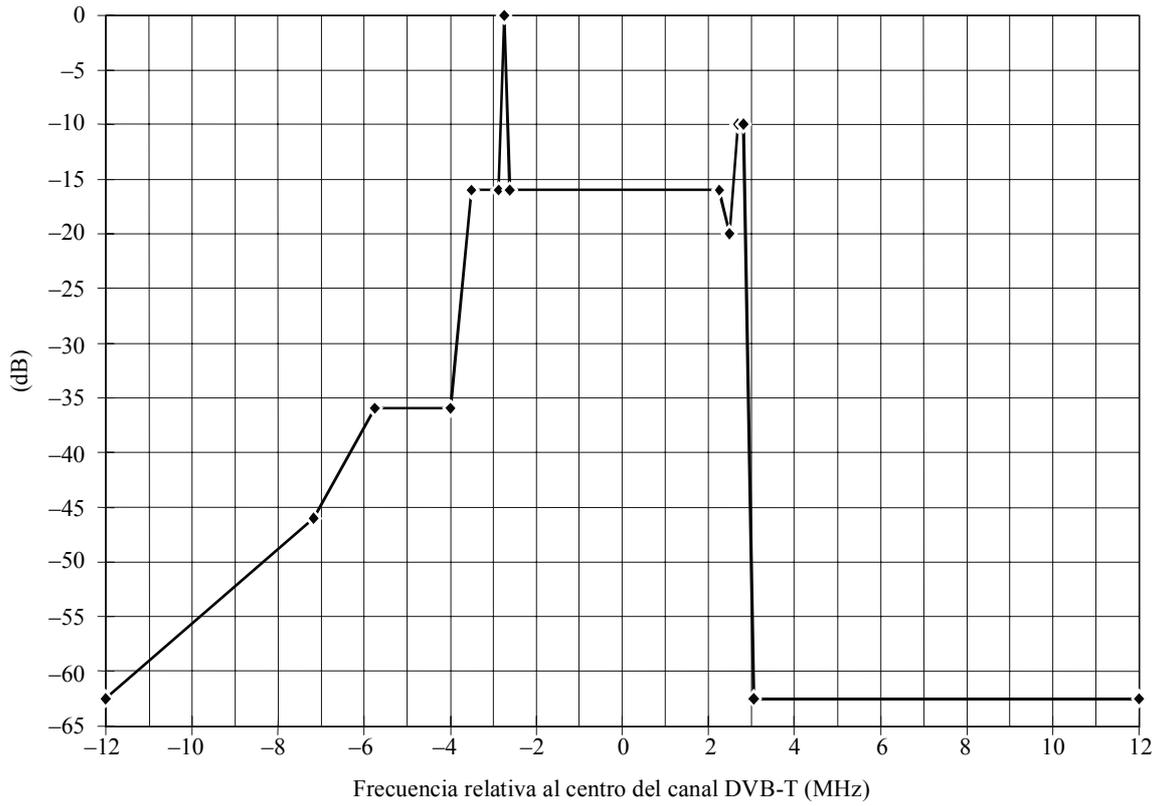


FIGURA 9.6

Sistema analógico PAL/G mono. Relación  $V/S = 10$  dB

DTTB-09-6

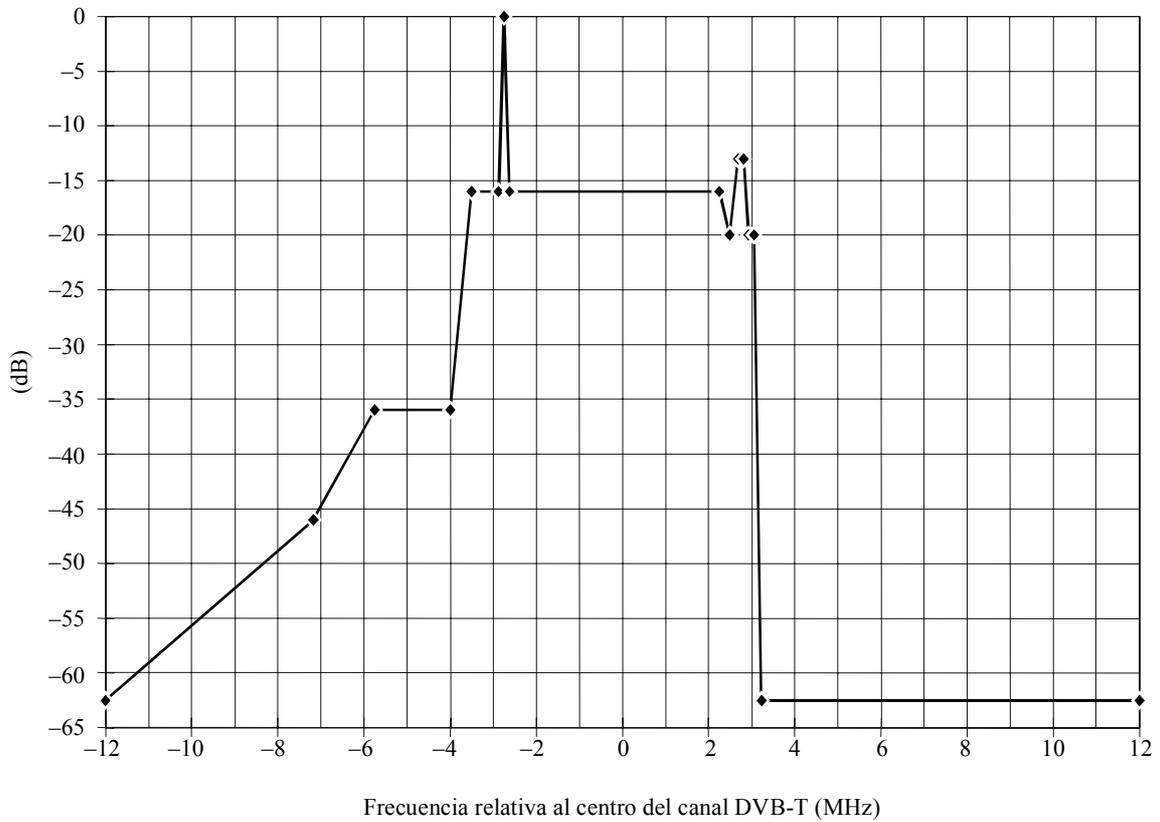


FIGURA 9.7

Sistema analógico PAL/G/A2. Relación  $V/S = 13$  dB/20 dB

DTTB-09-7

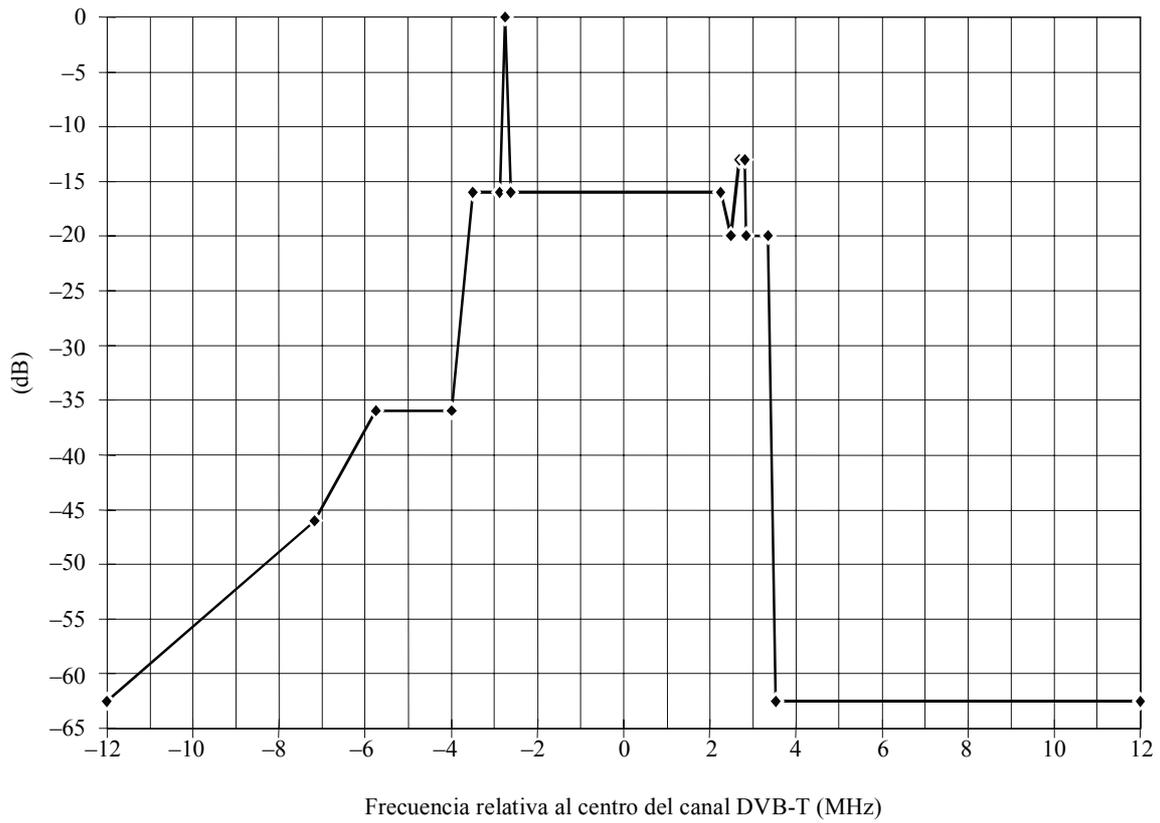


FIGURA 9.8

Sistema analógico G/PAL/NICAM. Relación  $V/S/N = 13 \text{ dB}/20 \text{ dB}$

DTTB-09-8

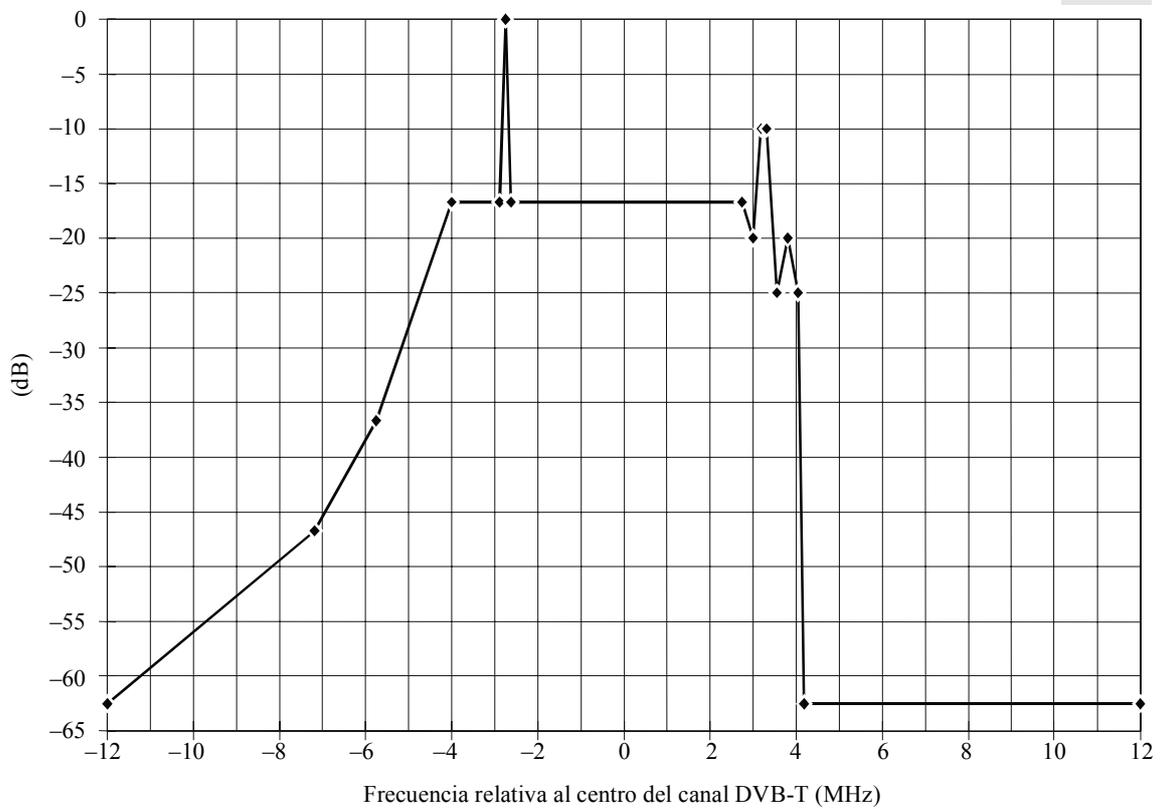


FIGURA 9.9

Sistema analógico I/NICAM. Relación  $V/S/N = 10 \text{ dB}/20 \text{ dB}$

DTTB-09-9

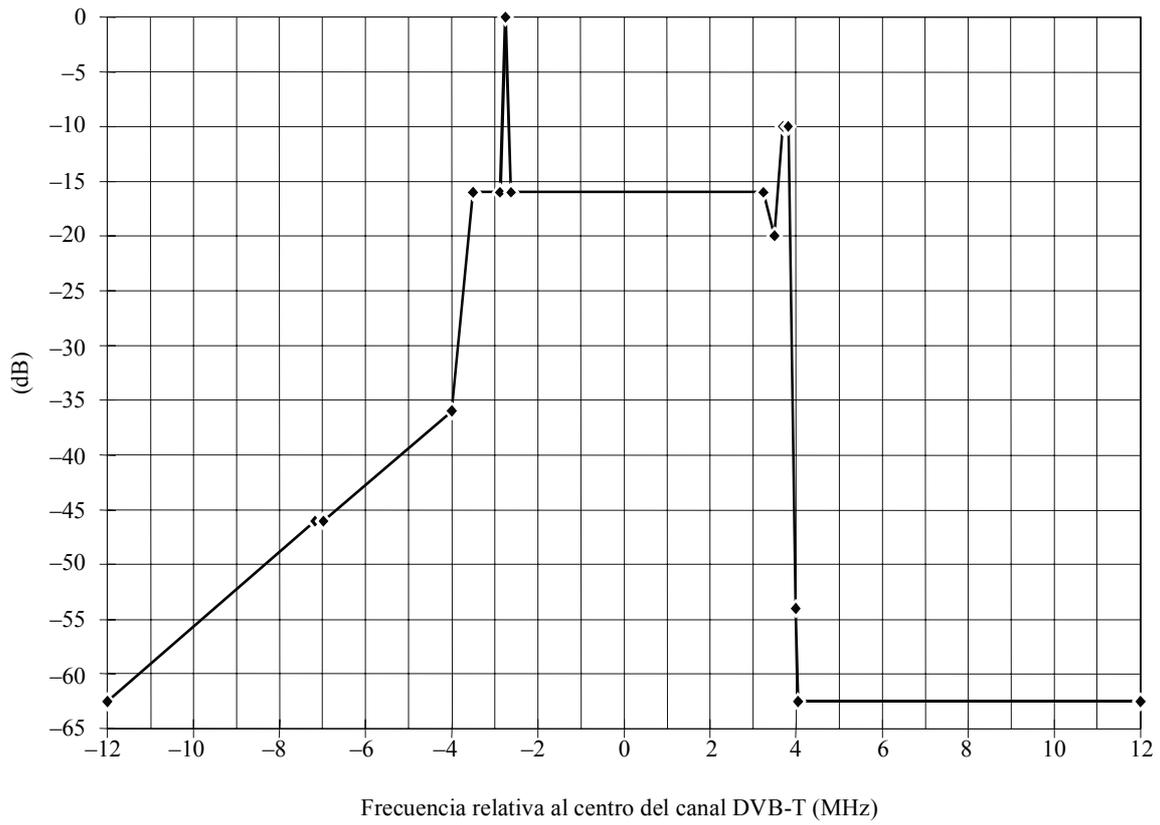


FIGURA 9.10  
Sistema analógico K/SECAM. Relación  $V/S = 10$  dB

DTTB-09-10

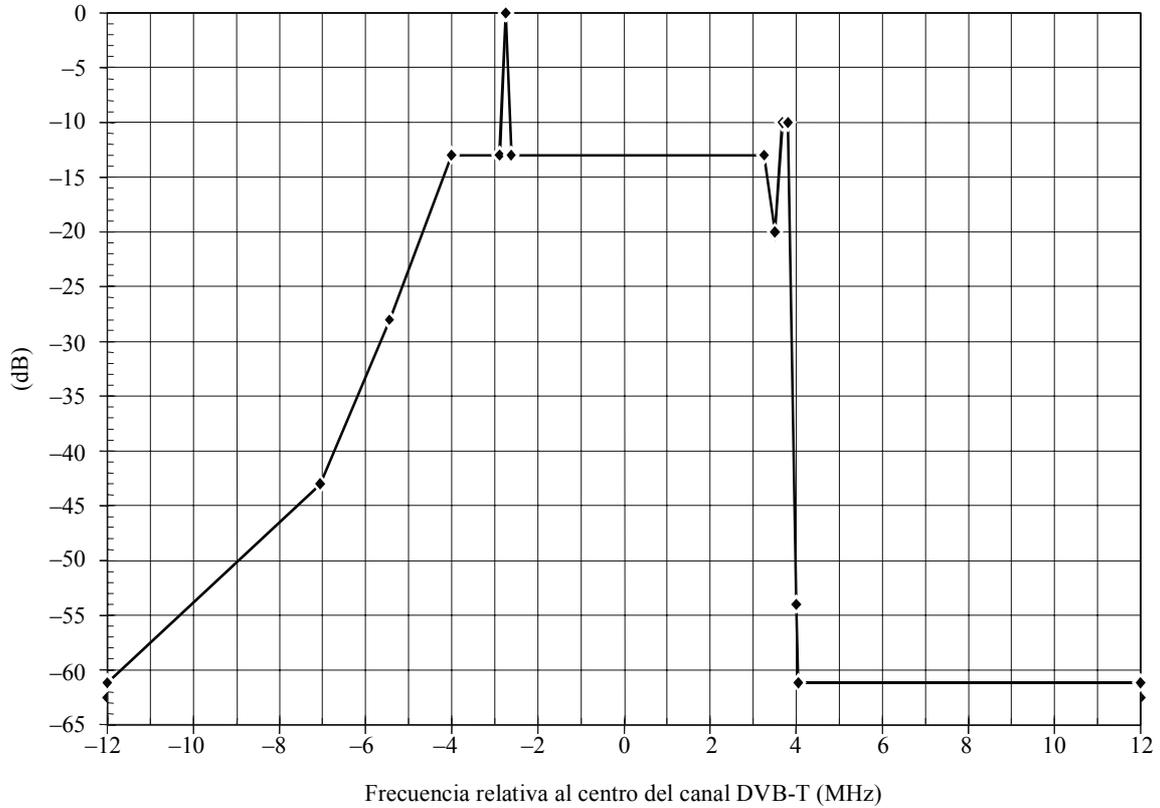


FIGURA 9.11  
Sistema analógico L/SECAM. Relación  $V/S = 10$  dB

DTTB-09-11

## 9.4 Espectro de potencia del transmisor medido

Para ilustrar la calidad de funcionamiento de transmisores de alta potencia típicos se midió el espectro de potencia de tres transmisores de ondas decimétricas. Dos de ellos fueron transmisores klistrons pulsantes de 40 kW idénticos pero funcionando en distintos canales (31 y 53) mientras que el tercero fue un transmisor tetrodo de 10 kW funcionando en el canal 53. Todos los transmisores tenían una vida útil menor que 10 años.

El nivel de portadora residual se fijó en 11%.

Los espectros con sonido MF y NICAM se muestran en las Figs. 9.12, 9.13 y 9.14, respectivamente.

La «banda lateral extra» que aparece sobre la subportadora NICAM ha sido identificada como la segunda armónica de la onda senoidal contenida en la señal de vídeo. Se estima que la supresión de esta señal no deseada es considerablemente diferente para los dos tipos de transmisores comprobados. También se considera que la supresión de la banda lateral inferior (reinsertada) difiere entre los dos transmisores (idénticos) klistrons.

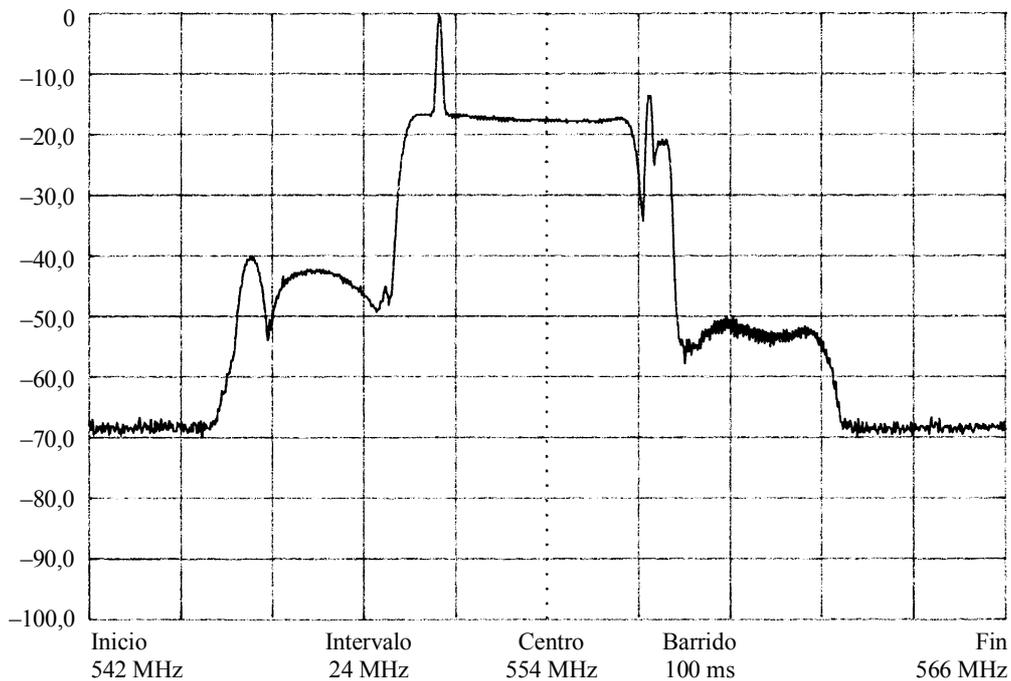


FIGURA 9.12

**Espectro para un transmisor klistron pulsante de 40 kW, Sistema G con portadoras de sonido MF y NICAM**

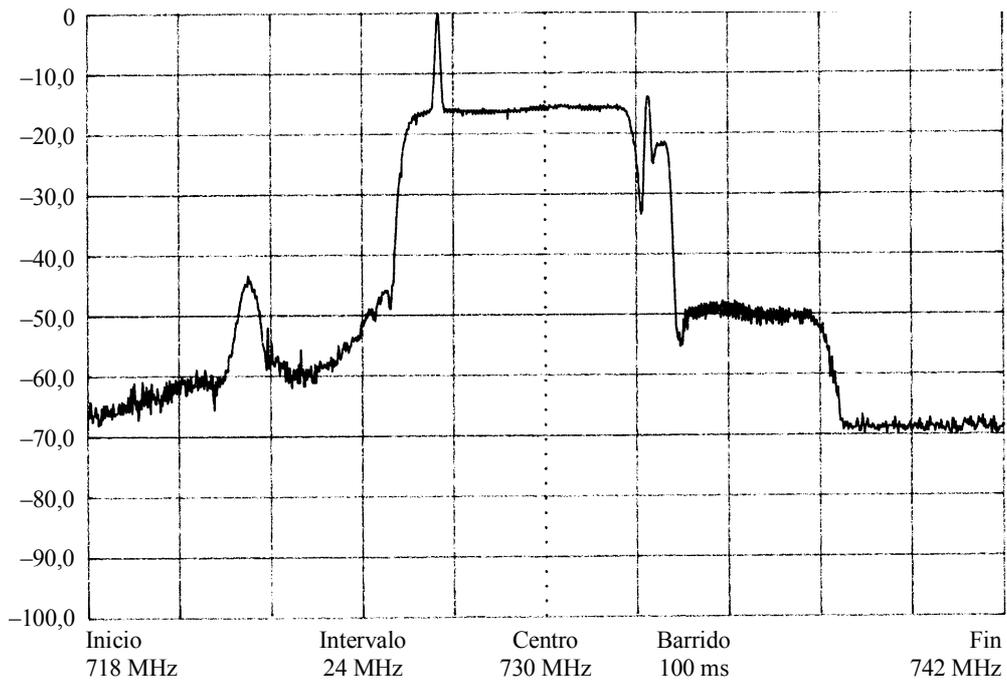


FIGURA 9.13

**Espectro para un transmisor klistron pulsante de 40 kW, Sistema G con portadoras de sonido MF y NICAM**

DTTB-09-13

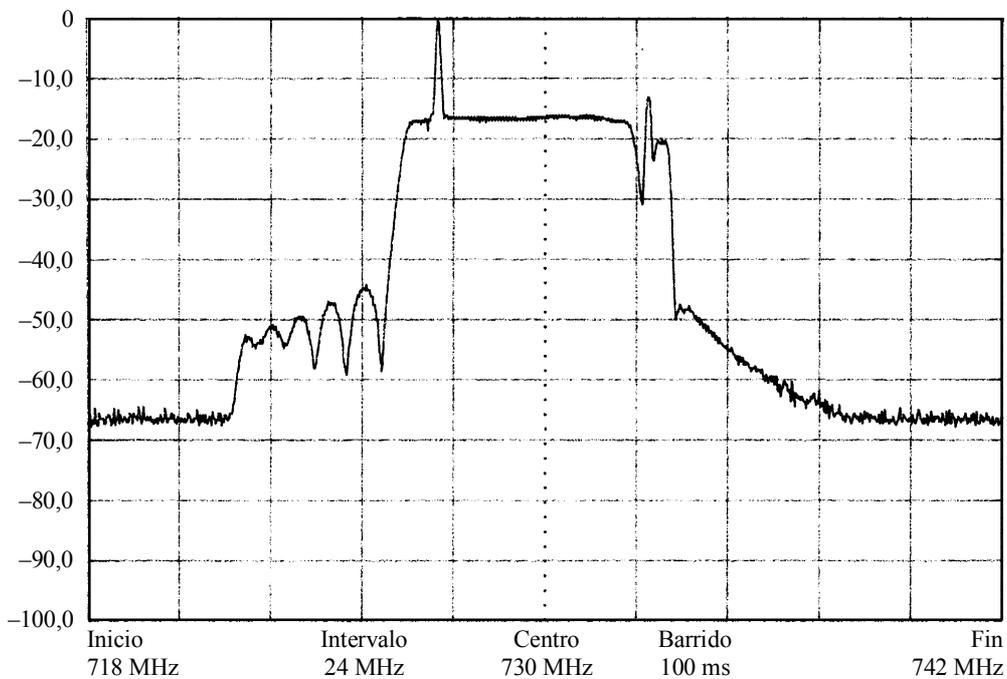


FIGURA 9.14

**Espectro para un transmisor tetrodo de 10 kW, Sistema G con portadoras de sonido MF y NICAM**

DTTB-09-14

## ANEXO 1

### AL CAPÍTULO 9

#### **Origen de los valores de la relación de protección utilizados para las plantillas de espectro DVB-T asimétricas**

##### **Canales de 8 MHz**

##### **PAL/G/NICAM interferido por DVB-T**

Portadora de imagen en canal adyacente inferior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $-10,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB =  $-76,9$  dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en canal adyacente inferior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a  $-9,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB =  $-76,9$  dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 5 MHz

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a  $-5,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 48,3 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(48,3 + 25,9)$  dB =  $-74,2$  dB.

Portadora de sonido MF monofónico analógico en canal adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{m}áx})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de subportadora: 5,5 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 5,5 + (0,130/2))\text{MHz} = 6,815 \text{ MHz}$

correspondiente a  $-5,185 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 35 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(35 + 25,9) \text{ dB} = -60,9 \text{ dB}$ .

Subportadora NICAM en canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 500 kHz

Frecuencia central de subportadora: 5,85 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la señal NICAM:  $(1,25 + 5,85 + (0,5/2)) \text{ MHz} = 7,35 \text{ MHz}$

correspondiente a  $-4,65 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 31 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(31 + 25,9) \text{ dB} = -56,9 \text{ dB}$ .

Banda lateral de vídeo inferior en canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondiente a  $+4,25 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 39 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(39 + 25,9) \text{ dB} = -64,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen en canal adyacente superior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $+5,25 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen + 1 MHz en canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a +6,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Extremo superior de banda lateral de vídeo en canal adyacente superior:

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a +10,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor para la portadora de imagen: -76,9 dB.

### **PAL/G/A2 interferido por DVB-T**

Portadora de imagen en canal adyacente inferior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a -10,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en canal adyacente inferior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a -9,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Extremo superior de banda lateral de vídeo en canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 5 MHz

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a -5,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 48,3 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(48,3 + 25,9)$  dB = -74,2 dB.

Portadora de sonido MF monofónico analógico en canal adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{m}áx})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de subportadora: 5,5 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda  $(1,25 + 5,5 + (0,130/2)) \text{ MHz} = 6,815 \text{ MHz}$

correspondiente a  $-5,185 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 35 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(35 + 25,9) \text{ dB} = -60,9 \text{ dB}$ .

Como la relación de protección necesaria es menor que la correspondiente a la segunda portadora de sonido y la frecuencia central está más allá del canal DVB-T, este valor se ignora.

Segunda portadora de sonido MF analógica en canal adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{m}áx})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de subportadora: 5,742 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 5,742 + (0,13/2)) \text{ MHz} = 7,06 \text{ MHz}$

correspondiente a  $-4,94 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 44 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(44 + 25,9) \text{ dB} = -69,9 \text{ dB}$ .

Banda lateral de vídeo inferior en canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondiente a  $+4,25 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 39 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(39 + 25,9) \text{ dB} = -64,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen en canal adyacente superior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $+5,25 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen + 1 MHz en canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a +6,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB =  $-76,9$  dB.

Extremo superior de banda lateral de vídeo en canal adyacente superior:

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a +10,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor para la portadora de imagen:  $-76,9$  dB.

**PAL/G/(relación imagen/sonido = 10 dB) interferido por DVB-T**

**Para información solamente no incluido en las curvas de las Figs. 9.1 y 9.2**

Portadora de imagen en canal adyacente inferior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $-10,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB =  $-76,9$  dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en canal adyacente inferior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a  $-9,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB =  $-76,9$  dB.

Extremo superior de banda lateral de vídeo en canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 5 MHz

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a  $-5,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 48,3 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(48,3 + 25,9)$  dB =  $-74,2$  dB.

Portadora de sonido MF monofónica adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{m}áx})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de subportadora: 5,5 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 5,5 + (0,130/2)) \text{ MHz} = 6,815 \text{ MHz}$

correspondiente a  $-5,185 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 34 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(34 + 25,9) \text{ dB} = -59,9 \text{ dB}$ .

Banda lateral de vídeo inferior en canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondiente a  $+4,25 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 39 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(39 + 25,9) \text{ dB} = -64,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen en canal adyacente superior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $+5,25 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen + 1 MHz en canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a  $+6,25 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Extremo superior de banda lateral de vídeo en canal adyacente superior:

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5) \text{ MHz} = 6,25 \text{ MHz}$   
correspondiente a  $+10,25 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor para la portadora de imagen:  $-76,9 \text{ dB}$ .

### **PAL/I/NICAM interferido por DVB-T**

Portadora de imagen en el canal adyacente inferior:

Frecuencia:  $1,25 \text{ MHz}$   
correspondiente a  $+5,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5:  $50,3 \text{ dB}$

Corrección para la anchura de banda de  $4 \text{ kHz}$ :  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en  $4 \text{ kHz}$ :  $-(50,3 + 25,9) \text{ dB} = -76,2 \text{ dB}$ .

Como la relación de protección necesaria es menor que la de la portadora de imagen y la frecuencia central está más alejada del canal DVB-T, el valor para el nivel máximo relativo se reemplaza por el de la portadora de imagen  $+ 1 \text{ MHz}$ :  $-76,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen  $+ 1 \text{ MHz}$  en el canal adyacente inferior:

Frecuencia:  $2,25 \text{ MHz}$   
correspondiente a  $-9,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5:  $51 \text{ dB}$

Corrección para anchura de banda de  $4 \text{ kHz}$  :  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en  $4 \text{ kHz}$ :  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Extremo superior de banda lateral de vídeo en canal adyacente inferior:

Anchura de banda:  $5 \text{ MHz}$   
Frecuencia de banda lateral superior  $(1,25 + 5) \text{ MHz} = 6,25 \text{ MHz}$   
correspondiente a  $-5,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5:  $45 \text{ dB}$

Corrección de la anchura de banda de  $4 \text{ kHz}$ :  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en  $4 \text{ kHz}$ :  $-(45 + 25,9) \text{ dB} = -70,9 \text{ dB}$ .

Portadora de sonido MF monofónico analógico en el canal adyacente inferior: (–10 dB):

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{m}áx})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de la subportadora: 6,0 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 6,0 + (0,130/2)) \text{ MHz} = 7,315 \text{ MHz}$

correspondiente a – 4,685 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 34 dB

Corrección de la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(34 + 25,9) \text{ dB} = 59,9 \text{ dB}$ .

Subportadora NICAM en el canal adyacente inferior: (–20 dB):

Anchura de banda: 550 kHz (–10 dB), utilizada para determinar el límite superior y

364 kHz (–3 dB), utilizada para determinar el factor de corrección de 4 kHz

Frecuencia central de la subportadora: 6,55 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la señal NICAM:  $(1,25 + 6,55 + (0,55/2)) \text{ MHz} = 8,075 \text{ MHz}$

correspondiente a –3,925 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 31 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(31 + 25,9) \text{ dB} = -56,9 \text{ dB}$ .

Banda lateral de vídeo inferior en el canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondiente a +4,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 41 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(41 + 25,9) \text{ dB} = -66,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a +5,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 50,3 dB

Corrección de la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(50,3 + 25,9) \text{ dB} = -76,2 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a +6,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB =  $-76,9$  dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente superior:

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a +10,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor para la portadora de imagen + 1 MHz:  $-76,9$  dB

### **SECAM.K /K / PAL.D/SECAM y PAL/D**

#### **(Relación imagen/sonido = 10 dB) interferido por DVB-T**

Portadora de imagen en el canal adyacente inferior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $-10,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 52,8 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(52,8 + 25,9)$  dB =  $-78,7$  dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente inferior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a  $-9,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 52,8 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(52,8 + 25,9)$  dB =  $-78,7$  dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente inferior:

Anchura banda: 6 MHz, utilizada para determinar el factor de corrección de 4 kHz  
5 MHz es el punto significativo en la curva de relación de protección  
Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 6)$  MHz = 7,25 MHz  
correspondiente a  $-4,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 47,7 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(47,7 + 25,9)$  dB =  $-73,6$  dB.

Portadora de sonido MF monofónico analógico en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \max})) = 130$  kHz

Frecuencia central de la subportadora: 6,5 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 6,5 + (0,130/2))$  MHz = 7,815 MHz  
correspondiente a  $-4,185$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 34 dB

Corrección de la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(34 + 25,9)$  dB =  $-59,9$  dB.

Banda lateral de vídeo inferior en el canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1)$  MHz = 0,25 MHz

correspondiente a  $+4,25$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 40,2 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(40,2 + 25,9)$  dB =  $-66,1$  dB.

Portadora de imagen en el canal adyacente superior:

Anchura de banda: 6 MHz

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $+5,25$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 52,8 dB

Corrección de la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(52,8 + 25,9)$  dB =  $-78,7$  dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a +6,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 52,8 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(52,8 + 25,9)$  dB = -78,7 dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente superior:

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 6)$  MHz = 7,25 MHz

correspondiente a +11,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor para la portadora de imagen: -78,7 dB.

### **SECAM/L/NICAM interferido por DVB-T**

Portadora de imagen en el canal adyacente inferior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a -10,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 44 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(44 + 25,9)$  dB = -69,9 dB.

Como la relación de protección necesaria es menor que la de la portadora de imagen y la frecuencia central está más alejada del canal DVB-T, el valor para el nivel máximo relativo se reemplaza por el de la portadora de imagen + 1 MHz: -72,4 dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente inferior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a -9,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 46,5 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(46,5 + 25,9)$  dB = -72,4 dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 6 MHz

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 6)$  MHz = 7,25 MHz  
correspondiente a  $-4,75$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 35 dB

Corrección para anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(35 + 25,9)$  dB =  $-60,9$  dB.

Portadora de sonido MA monofónico analógico en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 30 kHz

Frecuencia central de la subportadora: 6,5 MHz por encima de la portadora de imagen

Margen del desplazamiento de la portadora de sonido positivo: 50 kHz

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 6,5 + 0,05 + (0,030/2))$  MHz = 7,815 MHz  
correspondiente a  $-4,185$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 54 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel máximo relativo en 4 kHz:  $-(54 + 25,9)$  dB =  $-79,9$  dB.

Banda lateral de vídeo inferior en el canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1)$  MHz = 0,25 MHz

correspondiente a  $+4,25$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 34 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(34 + 25,9)$  dB =  $-59,9$  dB.

Portadora de imagen en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $+5,25$  MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 44 dB

Corrección de la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(44 + 25,9)$  dB =  $-69,9$  dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a +6,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 46,5 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(46,5 + 25,9)$  dB = -72,4 dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente superior:

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 6)$  MHz = 7,25 MHz

correspondiente a +11,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor para la portadora de imagen + 1 MHz: -72,4 dB.

### **Canales de 7 MHz**

#### **PAL/B/NICAM interferido con DVB-T**

Portadora de imagen en el canal adyacente inferior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a -9,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente inferior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a -8,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Extremo superior de banda lateral de vídeo en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 5 MHz

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a -4,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 48,3 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(48,3 + 25,9)$  dB = -74,2 dB.

Portadora de sonido MF monofónico analógico en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{m}áx})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de la subportadora: 5,5 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 5,5 + (0,130/2))\text{MHz} = 6,815 \text{ MHz}$   
correspondiente a  $-3,685 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 35 dB

Corrección de la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(35 + 25,9) \text{ dB} = -60,9 \text{ dB}$ .

Subportadora NICAM en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 500 kHz

Frecuencia central de la subportadora: 5,85 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la señal NICAM:  $(1,25 + 5,85 + (0,5/2)) \text{ MHz} = 7,35 \text{ MHz}$   
correspondiente a  $-3,15 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

**NOTA – Esta frecuencia está dentro de la anchura de banda DVB-T ( $\pm 3,33 \text{ MHz}$ ).**

**Los valores que se dan a continuación sólo son pertinentes si el Sistema B analógico y los transmisores DVB-T están desplazados entre sí en más de 200 kHz.**

Relación de protección para el grado 4,5: 31 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(31 + 25,9) \text{ dB} = -56,9 \text{ dB}$ .

Banda lateral de vídeo inferior en el canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondiente a  $+3,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 39 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(39 + 25,9) \text{ dB} = -64,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $+4,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a +5,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente superior:

Frecuencia de la banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a +9,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor de la portadora de imagen: -76,9 dB.

### **PAL/B/A2 interferido por DVB-T**

Portadora de imagen en el canal adyacente inferior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a -9,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente inferior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a -8,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 5 MHz

Frecuencia de banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a -4,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 48,3 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(48,3 + 25,9)$  dB = -74,2 dB.

Portadora de sonido MF monofónica analógica en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{máx}})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de la subportadora: 5,5 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 5,5 + (0,130/2)) \text{ MHz} = 6,815 \text{ MHz}$   
correspondiente a  $-3,685 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 35 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(35 + 25,9) \text{ dB} = -60,9 \text{ dB}$ .

En razón de que la relación de protección necesaria es inferior a la correspondiente de la segunda portadora de sonido y la frecuencia central está separada del canal DVB-T, este valor no se considera.

Segunda portadora de sonido MF analógica en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{máx}})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de la subportadora: 5,742 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de banda:  $(1,25 + 5,742 + (0,13/2)) \text{ MHz} = 7,06 \text{ MHz}$   
correspondiente a  $-3,44 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 44 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(44 + 25,9) \text{ dB} = -69,9 \text{ dB}$ .

Banda lateral de vídeo inferior en el canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondiente a  $+3,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 39 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(39 + 25,9) \text{ dB} = -64,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $+4,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a +5,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Extremo superior de la banda lateral de vídeo en el canal adyacente superior:

Frecuencia de la banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a +9,75 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor para la portadora de imagen: -76,9 dB.

**PAL/B (relación imagen/sonido = 10 dB) interferido por DVB-T**

**Sólo para información, no incluido en las curvas de las Figs. 9.3 y 9.4**

Portadora de imagen para canal adyacente inferior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a -9,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Portadora de imagen + 1 MHz en canal adyacente inferior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a -8,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9)$  dB = -76,9 dB.

Extremo superior de banda lateral de vídeo en el canal adyacente inferior:

Anchura de banda: 5 MHz

Frecuencia de la banda lateral superior:  $(1,25 + 5)$  MHz = 6,25 MHz

correspondiente a -4,25 MHz relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 48,3 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9$  dB

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(48,3 + 25,9)$  dB = -74,2 dB.

Portadora de sonido MF monoaural adyacente inferior:

Anchura de banda:  $(2 * (\Delta f + f_{mod. \text{m}\acute{a}x})) = 130 \text{ kHz}$

Frecuencia central de la subportadora: 5,5 MHz por encima de la portadora de imagen

Extremo superior de la banda:  $(1,25 + 5,5 + (0,130/2)) \text{ MHz} = 6,815 \text{ MHz}$

correspondiente a  $-3,685 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 34 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(34 + 25,9) \text{ dB} = -59,9 \text{ dB}$ .

Banda lateral de vídeo inferior en el canal adyacente superior:

Frecuencia:  $(1,25 - 1) \text{ MHz} = 0,25 \text{ MHz}$

correspondiente a  $+3,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 39 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(39 + 25,9) \text{ dB} = -64,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 1,25 MHz

correspondiente a  $+4,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Portadora de imagen + 1 MHz en el canal adyacente superior:

Frecuencia: 2,25 MHz

correspondiente a  $+5,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Relación de protección para el grado 4,5: 51 dB

Corrección para la anchura de banda de 4 kHz:  $10 * \log(1540/4) = 25,9 \text{ dB}$

Nivel relativo máximo en 4 kHz:  $-(51 + 25,9) \text{ dB} = -76,9 \text{ dB}$ .

Extremo superior de banda lateral de vídeo en el canal adyacente superior:

Frecuencia de la banda lateral superior:  $(1,25 + 5) \text{ MHz} = 6,25 \text{ MHz}$

correspondiente a  $+9,75 \text{ MHz}$  relativo al centro del canal DVB-T.

Tomado igual al valor de la portadora de imagen:  $-76,9 \text{ dB}$ .

## CAPÍTULO 10

### ESTRATEGIAS DE IMPLANTACIÓN

#### 10.1 Introducción

La introducción de la televisión terrenal digital se puede considerar desde un enfoque a corto o a largo plazo. Los objetivos, limitaciones y posibilidades difieren en ambos casos, presentando diversos escenarios de introducción posibles, algunos de conformidad con los objetivos de corto plazo y otros que mejor se adaptan a los objetivos de largo plazo. Asimismo, se han de encontrar métodos de transición adecuados desde escenarios de corto plazo a los de largo plazo. A continuación se presentan los tres escenarios: es decir, de corto plazo, la fase de transición y de largo plazo. Para más detalle véase el § 10.4.

La utilización del espectro difiere en varios países. A pesar de esas diferencias, parece haber algunos aspectos comunes en el modo en que se puede introducir la televisión digital terrenal, cómo se pueden desarrollar y cómo puede ser su utilización a largo plazo. Sin embargo, se ha de aceptar que las consideraciones de la situación a largo plazo es bastante especulativa pues intervienen muchas variables. Este Capítulo intenta proporcionar un panorama general en lugar de concentrarse en los detalles de países en particular. En esta visión general, se hace una distinción entre escenarios de corto plazo y medio plazo (indicados como S1, S2) y escenarios de largo plazo (indicados como L1, L2).

#### 10.2 Escenarios de aplicación

##### 10.2.1 Escenarios de corto plazo

Los escenarios de corto plazo abordan la introducción de la televisión terrenal digital dentro de los próximos años. En esta fase, la televisión digital debe tener cabida en bandas de frecuencia que ya están ampliamente utilizadas por las emisoras de señales analógicas existentes. Así, para adaptarse al espectro de señales analógicas vigentes, el nuevo servicio debe superar las principales limitaciones:

- estar forzado a adoptar la estructura de canales existentes, y
- proteger los servicios analógicos existentes.

Además, es necesario alcanzar la máxima cobertura obtenible para el servicio digital, con gastos mínimos para el televidente interesado en la recepción de tales servicios y proporcionar una base de desarrollo atractiva para la nueva tecnología.

Por estos motivos se considera razonable clasificar los diversos escenarios de corto plazo conforme a las pautas de las distintas limitaciones de espectro con los que una estrategia introductoria tropieza.

Los estudios actuales han sido limitados a la banda de ondas decimétricas, ya que la Banda III de ondas métricas posee diversas tramas de canal en diferentes países y, además, podría no estar disponible exclusivamente para radiodifusión televisiva en el futuro. Algunos fabricantes de receptores de televisión opinan que los receptores digitales para anchuras de bandas de canal múltiples pueden ser algo más costosos.

##### 10.2.2 Escenarios de largo plazo

Los escenarios de largo plazo prevén la implantación final de la televisión digital. En esta etapa, si la nueva tecnología tiene una penetración de mercado satisfactoria, los servicios analógicos habrán sido suspendidos y la transmisión digital será el único medio de radiodifusión de señales televisivas.

Los escenarios se pueden clasificar conforme a los distintos objetivos que se pretenden alcanzar con los servicios digitales (por ejemplo, zona de servicio, modo de servicio, implantación, costos de mantenimiento, etc.). La clasificación se efectúa según la dimensión de la zona de servicio digital propuesta (nacional o local) y se describen las variantes de cada clase con respecto a los modos de servicio, modos de red y costos de implantación.

La subdivisión elegida junto con las zonas de cobertura no se debe considerar exclusiva, sino que, en general, son complementarias pues los países implantarán redes de al menos dos clases, posiblemente tres, en una configuración estructurada en capas.

En un futuro a largo plazo no se prevé un entorno analógico/digital mixto ya que no se obtiene la utilización más eficaz del espectro. Por otra parte, si la tecnología digital terrenal no obtiene el favor del mercado, la radiodifusión terrenal continuará siendo analógica o se extinguirá. No habría entonces recepción portátil y la cobertura de programas locales/regionales sería limitada.

#### **10.2.2.1 Fase de transición**

Los escenarios de corto y largo plazo difieren en sus objetivos y, como consecuencia, en sus características técnicas de implantación. Por lo tanto, se debe analizar una tercera parte que considera la transición de las implantaciones de corto a largo plazo. Describe diversos modos de ampliar los servicios digitales en un entorno mixto, en el que las limitaciones de la transmisión digital disminuirían y las redes serían modificadas como corresponde, con modificaciones de frecuencia y cambios de emplazamientos. Disminuirán también las posibles implantaciones de la televisión terrenal digital.

Asimismo, para facilitar la transición del televidente, el equipo receptor debe tener algunas facilidades como sintonización automática, sistema de antenas de recepción de banda ancha, etc. Hasta el presente sólo se han efectuado algunos estudios sobre este tema.

### **10.3 Gestión de frecuencias**

#### **10.3.1 Requisitos de espectro**

Los servicios de televisión terrenal digital comenzaron en 1998 en América del Norte y Europa.

Los estudios referentes a la posible introducción de la DVB-T en Europa, se han concentrado principalmente en las posibilidades ofrecidas por la banda de ondas decimétricas debido, en gran parte, a las medidas complejas existentes en las Bandas I y III. En esas bandas, las nuevas señales digitales deben compartir el espectro disponible con programas de señales analógicas.

Es posible, aunque no seguro, que, en un futuro a largo plazo, se adopte en la banda de ondas métricas de toda Europa una anchura de canal uniforme, junto con una alineación uniforme de canales para la televisión terrenal digital.

#### **10.3.2 Investigación detallada del espectro – fase II**

La Conferencia Europea de Administraciones de Correos y Telecomunicaciones (CEPT) ha celebrado en Europa su segunda investigación detallada del espectro (DSI, *detailed spectrum investigation*), que abarca la gama de frecuencias de 29,7 a 960 MHz (incluidas, por lo tanto, las bandas utilizadas para radiodifusión de televisión terrenal). El objetivo final de la DSI es el de establecer un Cuadro de Atribución de Frecuencias Comunes en Europa (ECA, *European Common Frequency Allocation Table*) para todos los países integrantes de la CEPT. Este proceso puede producir modificaciones en la distribución del espectro que se podría implantar en el año 2008 aproximadamente.

Los resultados de la DSI que afectan la situación de la televisión en las bandas de ondas métricas/decimétricas figuran en el Cuadro 10.1.

CUADRO 10.1

**Propuestas finales de la DSI 2**

<b>Banda de frecuencias (MHz)</b>	<b>Propuestas</b>
47 a 68	Interrupción de las señales de televisión
174 a 216	Frecuencias compartidas con servicios móviles; posible reatribución después de un periodo de transición
470 a 862	Nuevos canales principalmente para televisión digital; después de un periodo de transición, televisión digital solamente

Durante algún tiempo, ha habido una fuerte presión para que los servicios móviles tengan acceso a la banda de radiodifusión por debajo de 900 MHz. Si bien los cálculos efectuados recientemente por la Oficina de Radiocomunicaciones Europea indicaron una utilización decreciente de frecuencias por debajo de 900 MHz por los servicios móviles, la presión por el acceso continúa.

Por otra parte, muchas administraciones y organizaciones están efectuando propuestas alternativas a la CEPT en relación con la utilización futura de esta parte del espectro. En particular, la UER ha propuesto que las gamas de frecuencias 174 a 216 MHz y 470 a 862 MHz deben estar disponibles para servicios de televisión terrenal sobre una base exclusiva, para permitir el desarrollo de las nuevas oportunidades de mercado.

### **10.3.3 Periodo de corto plazo**

La fase introductoria de la DVB-T requerirá la máxima disponibilidad de espectro en razón de la intensa utilización actual de las bandas de ondas métricas/decimétricas por los servicios de televisión analógica y la necesidad de que el sistema DVB-T comparta frecuencias con esos servicios.

Así, en la fase de corto plazo, será necesario todo el espectro dedicado a la televisión en las Bandas III, IV y V para la introducción satisfactoria del Sistema DVB-T, incluidos los canales que no se pueden utilizar para radiodifusión actualmente.

### **10.3.4 Periodo de largo plazo**

La tecnología digital permite mejorar la eficacia del espectro radioeléctrico. Así, según los criterios actuales, en el largo plazo sería necesario menos espectro para la radiodifusión terrenal existente y se podría también satisfacer la necesidad actual de nuevos canales expresada por los organismos de radiodifusión europeos. En esta hipótesis, parte del espectro se podría atribuir a otros servicios.

Sin embargo, los siguientes factores pueden conducir a la utilización completa de la mayoría o de todo el espectro actualmente disponible para televisión:

- es probable que gracias a la flexibilidad añadida que la televisión digital puede ofrecer, se desarrollen nuevas oportunidades de mercado basadas en servicios adicionales. Estas posibilidades de mercado están restringidas actualmente por la capacidad y versatilidad limitada disponible dentro de los sistemas analógicos existentes;

- la implantación futura deseable de la TVAD, cuando en el mercado se dispone de pantallas amplias planas a precios razonables, aumentará sustancialmente el espectro ocupado por cada programa;
- con la introducción de servicios de radiodifusión digitales – que son más resistentes que los servicios analógicos actuales, se prevé una utilización más amplia de receptores portátiles. Para satisfacer la totalidad de las condiciones previstas para la recepción portátil o móvil, puede ser necesaria una variante de sistema más resistente y, como consecuencia, se requeriría mayor espectro para cada programa.

En el futuro, todas esas posibilidades podrían conducir a la utilización completa de todo el espectro actualmente disponible para televisión, considerando a Europa como un conjunto. Sin embargo, es muy difícil, si no imposible, estimar actualmente la posible tendencia futura a largo plazo, si bien ya está claro que hay una demanda importante de nuevos servicios de radiodifusión.

### **10.3.5 Periodo de transición**

Puesto que en Europa hay varios cientos de millones de receptores de televisión en uso, y debido a que la vida útil de un aparato de televisión moderno es de siete años como mínimo, es esencial que el periodo de transición sea suficientemente largo como para evitar cualquier interrupción del servicio.

Por estas razones quizás no sea irracional suponer que el periodo de transición se prolongará unos 15 años desde la fecha de introducción de los servicios digitales. Como esta fecha no será la misma en todos los países europeos es fácil considerar que el periodo de transición se prolongará durante un tiempo tal que cualquier predicción sobre la era postransición sea considerada algo especulativa.

Por lo tanto, es muy irrealista prever una rápida interrupción de los servicios analógicos existentes. Es posible que, alrededor del año 2015, el Sistema DVB-T pueda estar cercano a la fase de implantación en algunos países, mientras que en otros la penetración de la televisión digital podría estar completada sólo parcialmente.

### **10.3.6 Algunas consideraciones especulativas**

Si la televisión terrenal digital se introduce satisfactoriamente y reemplaza a la televisión analógica, será posible efectuar algún análisis sobre la utilización de las bandas.

#### **10.3.6.1 Banda I**

Las mediciones han mostrado que los niveles de ruido industrial en la Banda I (47 a 68 MHz) son considerablemente más altos que en otras bandas de televisión (Bandas III, IV y V). Además, la Banda I sufre los efectos de la propagación por la capa esporádica E que puede causar fallos abruptos para sistemas digitales en cortos porcentajes de tiempo. Como consecuencia, la Banda I se considera menos adecuada para el Sistema DVB-T que las otras bandas de televisión y puede ser considerada para reatribución de frecuencias.

En varios países se estudia la posibilidad de interrumpir a corto plazo las transmisiones de televisión analógica en Banda I (en particular en los canales más bajos). No obstante, la suspensión demasiado temprana de dichos servicios podría conducir a su transición a la banda de ondas decimétricas, reduciendo las posibilidades para la introducción de la DVB-T.

Por lo tanto, se reconoce que, por razones operativas, se puede tener la necesidad de continuar la operación de televisión analógica en la Banda I, en particular cuando el reemplazo de los transmisores en la banda de ondas decimétricas no es posible o bien limita la introducción del Sistema DVB-T.

### **10.3.6.2 Bandas III, IV, V**

Para facilitar la introducción de la televisión terrenal digital, todo el espectro de las Bandas III, IV y V, que están normalmente disponibles para la televisión analógica terrenal, se requerirá para los Servicios DVB-T durante 20 años como mínimo. En efecto, esas bandas continuarán siendo el medio primario para muchos servicios de radiodifusión y formarán también una parte esencial en las estrategias para la transición del sistema analógico al digital.

Asimismo, teniendo en cuenta las presiones crecientes en el espectro durante el periodo de transición (mientras los servicios analógicos se complementan y luego se reemplazan por servicios digitales), sería altamente conveniente para la radiodifusión tener acceso a una parte del espectro radioeléctrico no comúnmente disponible en algunos países.

Referente a la compartición de frecuencias entre los servicios analógicos y digitales, una indicación de la CEPT propuso que cada canal que pueda quedar disponible a corto y mediano plazo no se utilice para ampliar redes analógicas. Este requisito es un asunto muy delicado. Existen situaciones muy diferentes en los diversos países de Europa y es fácil predecir que se aplicarán diferentes filosofías de implantación de la televisión digital. Por lo tanto, una limitación del desarrollo de la televisión analógica puede ser una medida demasiado rigurosa en el presente. De manera general, se debería incluso permitir la introducción de la televisión analógica.

A largo plazo, el mercado potencial para la transmisión terrenal, desarrollará probablemente nuevas oportunidades y servicios que sólo la transmisión terrenal tiene la capacidad de proporcionar. Por consiguiente, a pesar de obtener una mejora de la utilización eficaz del espectro, las bandas tradicionales asignadas a la transmisión terrenal de televisión podrían continuar siendo requeridas para esos servicios. Las decisiones apropiadas se deben tomar sobre la base de futuras revisiones periódicas de la situación.

### **10.3.7 ¿Se puede dejar espectro libre para ser utilizado por otros servicios?**

Resumiendo las ideas precedentes, es muy difícil y puede ser prematuro predecir en la actualidad los requisitos de espectro para la televisión digital a largo plazo o la escala temporal para su penetración.

Como ya se dijo, es posible que, mediante los criterios actuales sea necesario menos espectro para el Sistema DVB-T en el futuro, pero es muy especulativo estimar la magnitud requerida en esa fase. Durante el periodo de transición, que fácilmente se podría prolongar hasta 2015, la cantidad de servicios de televisión digital terrenal, su naturaleza y otros diversos factores se aclararán a medida que evolucionen.

Por lo tanto, no es posible por el momento estimar si una determinada cantidad de espectro podría ser transferido a otro servicio. Será necesario efectuar en los años venideros revisiones periódicas de la utilización y necesidades de espectro para establecer qué atribución del mismo se podría emprender.

### **10.3.8 Conclusiones**

El Sistema DVB-T fue introducido en las bandas de ondas decimétricas para algunos países de Europa en 1998. Para facilitar la rápida introducción de este sistema dichos países han adoptado estrategias de corto plazo. El espectro ha de ser compartido entre los servicios de televisión analógica terrenal y los nuevos servicios de televisión digital terrenal.

Como la cantidad de receptores para el Sistema DVB-T aumenta, será posible retirar los servicios analógicos mediante un programa coordinado de cierre de estaciones transmisoras y repetidores analógicos. Esta es la fase de transición entre el uso compartido del espectro por los servicios

analógicos y digitales y el objetivo a largo plazo de un escenario de televisión totalmente digital. Durante esta fase, se liberarán canales por la clausura de transmisores analógicos y esos canales se pueden utilizar para incrementar la cobertura digital terrenal.

Por último, en un escenario a largo plazo, se efectuará la cobertura general por redes DVB-T en las Bandas III, IV y V. Las transmisiones analógicas habrán sido eliminadas y el espectro utilizado liberado por los servicios digitales. La conclusión del programa de conversión en cualquier país en particular podría abarcar un periodo de unos 10 a 20 años desde el inicio de la implantación.

Es muy probable que se necesite una Conferencia de la UIT en la mitad de la década actual a fin de elaborar un Plan, al menos para la zona de radiodifusión europea, para reemplazar el Plan de Estocolmo de 1961.

## **10.4 Algunos escenarios de implantación posibles**

### **10.4.1 Periodo de corto plazo**

La limitación principal para la introducción de la televisión terrenal digital en el futuro inmediato (por ejemplo en los próximos 5 años) es la protección de los servicios analógicos existentes.

Los países europeos pueden considerarse en dos amplias categorías:

#### **Categoría 1**

Países que tienen acceso a asignaciones no utilizadas actualmente por estaciones de televisión, o incluso redes, a una p.r.a. relativamente alta que ha sido totalmente coordinada. Estos canales serán referidos como «canales libres». Los países que pueden tener acceso a, por ejemplo, más de 60 canales, se pueden considerar también incluidos en la Categoría 1.

#### **Categoría 2**

Países que no tienen acceso a asignaciones de estaciones de televisión (de potencia relativamente alta) no utilizados.

Esta separación es conveniente pues en los dos casos son posibles estrategias de implantación diferentes. Sin embargo, incluso los países de la Categoría 1, probablemente no tengan acceso al espectro suficiente como para satisfacer todos sus requisitos y tengan que ser incluidos en la Categoría 2 para algunas necesidades.

Se pueden prever tres tipos de escenarios de introducción, señalados en el presente Manual por S1 a S3. Se refieren a las diversas clases de escenarios digitales de introducción de la utilización del espectro que deben atender.

- S1: utilización de las asignaciones existentes o planificadas;
- S2: reutilización de las asignaciones de canal (utilizados) existentes;
- S3: utilización de «canales libres».

La separación elegida en diversos escenarios no es exclusiva. Los países pueden adoptar algunos o todos los enfoques simultáneamente, dependiendo de la necesidad de espectro que atraviesen.

#### **10.4.1.1 Escenario de corto plazo 1 (S1): utilización de las asignaciones de canal existente o planificado (pero no utilizado)**

El primer escenario posible para los países que pertenecen a la Categoría 1.

En este caso, se obtienen grandes zonas de cobertura, pues hay relativamente pocas restricciones en la potencia radiada. Por lo tanto, pueden proporcionar un excelente punto de partida para la introducción del Sistema DVB-T y pueden proporcionar la base de una futura MFN digital o representar, en el caso de una red en su totalidad, el elemento esencial de un escenario de largo plazo en una MFN.

En general, se puede suponer que la cobertura de un plan de asignaciones será similar para los servicios digital y analógico. Sin embargo, se debe tener precaución en los casos en los que la planificación del servicio analógico se ha llevado a cabo con margen de precisión, lo cual reduce considerablemente las restricciones sobre el transmisor analógico, o cuando se intenta un servicio digital no reforzado con el requisito de alta protección. Esas circunstancias podrían reducir la cobertura digital.

Es esencial que las relaciones de protección pertinentes y los valores de p.r.a. para los servicios digital y analógico se consideren sobre la base de caso por caso, para asegurar que una asignación existente se pueda utilizar para obtener el servicio digital requerido.

El concepto de mini SFN proporciona un medio adecuado para atender tales clases de restricciones. En efecto, la posibilidad de interferencia de una configuración mini SFN es considerablemente más baja comparada con una solución de transmisor simple.

El concepto de mini SFN también se puede utilizar para mejorar la cobertura, en particular en el caso de recepción portátil.

Los costos de implantación del escenario S1 serán relativamente bajos para los organismos de radiodifusión, pues en casi todos los casos las instalaciones del transmisor ya existen, si se elige la solución de un transmisor simple convencional.

Cuando el canal digital está próximo al canal analógico, hay una particular ventaja de costo para los telespectadores, ya que pueden utilizar el sistema de antena receptora existente. Esta ventaja de costos para el consumidor puede establecer un aspecto decisivo para la evaluación del escenario digital en la fase de introducción cuando la prestación de los servicios digitales no está aún completada, y por lo tanto, no ha alcanzado todavía plena atracción.

La utilización del método intenso aumenta considerablemente los costos de implantación tanto para los organismos de radiodifusión como para los consumidores, pues se deben instalar transmisores adicionales así como nuevas antenas de recepción.

Las actividades de coordinación pueden ser casi nulas pues se utilizan canales ya coordinados.

#### **10.4.1.2 Escenario de corto plazo 2 (S2): reutilización de asignaciones de canal existente**

El escenario (S2) se aplica a los países de la Categoría 2 sin asignaciones libres y a los países de la Categoría 1 que ya han utilizado sus asignaciones libres para sus primeras redes digitales, buscando canales alternativos.

Los canales que sólo tienen uso muy limitado para servicios analógicos pueden estar disponibles para el Sistema DVB-T, en razón de su mayor solidez y menor posibilidad de interferencia. Por consiguiente, incluso un espectro de ondas decimétricas altamente saturado podría ofrecer algún recurso para la introducción de la televisión digital. Por supuesto, esta situación no es favorable para la realización de SFN a gran escala.

La aplicación de las asignaciones de canales reutilizados necesita la coordinación con los países vecinos. No obstante, el procedimiento permite la utilización del espectro existente.

Para recepción fija es posible considerar dos variantes (descritas en el presente Capítulo):

- **escenario S2a** – utilización de emplazamientos del transmisor existentes y, en la medida de lo posible, canales próximos a los analógicos existentes para el comienzo de la transmisión digital;
- **escenario S2b** – adición de nuevos emplazamientos de radiodifusión a los analógicos ya existentes.

Para la recepción portátil esta distinción no es pertinente.

La viabilidad del escenario S2 depende esencialmente de la densidad de los servicios analógicos corrientes y difiere considerablemente de un país a otro. Una vez iniciado, puede servir de base para un servicio digital de largo plazo en el modo MFN. Hasta ahora, el escenario S2 es el método de introducción más investigado en Europa.

Las características principales del escenario 2 son:

a) *Protección de los servicios analógicos existentes o planificados*

Cualquier nueva estación, digital o analógica, causa un determinado aumento de la interferencia a los servicios existentes y esto produce una reducción de cobertura. Las limitaciones de potencia de las estaciones digitales se fijarán mediante el estudio de la magnitud de interferencia adicional que es tolerable al telespectador de servicios analógicos y durante qué porcentaje del tiempo. La dimensión de las zonas de cobertura de los servicios digitales se determinará mediante la combinación de los siguientes factores:

- la potencia radiada por el transmisor digital;
- la magnitud de interferencia procedente de transmisores analógicos o de otros transmisores digitales;
- la relación  $C/N$  requerida para el servicio digital.

La protección requerida de los servicios analógicos conduce a restricciones de la p.r.a. y, por lo tanto, a limitaciones de las zonas de cobertura viables para televisión digital.

b) *Recepción con antena de techo fija y recepción portátil limitada*

Muchos estudios han mostrado que, al menos durante el periodo de recepción mientras que los servicios analógicos y digitales tengan que coexistir, las coberturas viables para recepción portátil posiblemente sean algo limitadas. Sin embargo, se podría obtener una cobertura útil para la recepción portátil si el transmisor estuviera cerca de un centro de población.

El escenario de implantación cuando se utilizan emplazamientos de transmisión existentes, puede tener por tanto recepción con antenas de techo fijas como base. La recepción portátil está sujeta a condiciones variables comparada con la recepción de techo fija y depende de la altura de recepción, de la pérdida de penetración del edificio y de las variaciones de la señal local. En función de la situación (recepción exterior o interior, probabilidad de ubicación elevada o moderada, requisitos de velocidad binaria, configuración de red), la recepción portátil puede ser posible para una gran proporción de la población.

Se debe señalar que en países con elevada penetración de cable y satélite, la recepción portátil se considera como el objetivo primario para los futuros servicios terrenales.

c) *Posible cambio de frecuencias para estaciones analógicas de baja potencia*

Es evidente que, por lo general, no será posible cambiar los canales utilizados por las transmisiones analógicas de potencia elevada debido a la extensa perturbación que se podría causar a la recepción analógica. Sin embargo, algunas restricciones de p.r.a. sobre las estaciones digitales pueden ser producidas por la necesidad de proteger a las estaciones analógicas de baja potencia (y baja cobertura). En tales casos, los cambios de canal analógico pueden ser viables y esto produciría una considerable mejora a la cobertura digital obtenible. En este contexto, se debe recordar que hay más de 30 000 estaciones funcionando con una p.r.a. menor que 10 W en Europa, además de las 30 000 por encima de 10 W.

**10.4.1.3 Escenario S2a: utilización de los emplazamientos de transmisión existentes**

La mayoría de los hogares tiene ya una antena receptora selectiva en frecuencia y orientada con una dirección y polarización particular. A fin de maximizar la atracción comercial de las transmisiones digitales, es conveniente que sean fácilmente captables, por ejemplo, por sistemas de antena receptora existentes. En efecto, el costo adicional de instalar una nueva antena representa una desventaja importante para la mayoría de los telespectadores, en especial si no hay nuevos programas para ser recibidos (transmisión simultánea con el servicio analógico).

Por tanto, una buena solución para el inicio es que los programas digitales utilicen los mismos emplazamientos de transmisión que los ya empleados por los sistemas analógicos. Además, los nuevos canales deben estar cerca de los ya utilizados por los servicios analógicos existentes y se debe emplear la misma polarización.

Puesto que los servicios se originan en el mismo lugar de transmisión y debido a que la potencia digital sería inferior que la de un servicio analógico (por razones de protección), habría muy poco riesgo de causar interferencia en el canal adyacente a los telespectadores de servicios analógicos existentes.

Se debe señalar que si un país desea preparar un proyecto de largo plazo con SFN, la elección de canales adyacentes a los servicios analógicos puede conducir a problemas de transición entre los escenarios de corto y largo plazo.

**10.4.1.4 Escenario S2b: adición de nuevos emplazamientos del transmisor**

El escenario S2b es una variación del escenario S2a. Está esencialmente basado en las mismas hipótesis para la mayoría de las zonas, pero con la adición de nuevas estaciones de baja potencia en las zonas en las que la protección de los servicios analógicos existentes impiden una cobertura digital adecuada desde los emplazamientos existentes.

En tales configuraciones, las antenas receptoras utilizadas por los telespectadores de servicios analógicos probablemente no serán adecuadas para la recepción de los servicios digitales desde las nuevas estaciones repetidoras en razón de los canales y direcciones diferentes.

Por otra parte, tienen la ventaja de reducir el efecto de la interferencia de la red digital y, como consecuencia, se puede incrementar la dimensión de las zonas de cobertura. No obstante, existe el riesgo de causar interferencia a espectadores de servicios analógicos existentes en algunas partes marginales de las zonas de cobertura analógica. En efecto, habrá posiblemente espectadores de transmisiones analógicas de la estación principal que estén situados cerca de los nuevos emplazamientos de la estación repetidora digital. Estos espectadores pueden experimentar interferencias de transmisiones digitales si utilizan canales adyacentes a los de servicios analógicos, debido a las señales digitales de alto nivel en zonas donde la señal analógica es relativamente débil.

Referente a los costos de implantación estas redes serán, obviamente, más costosas de instalar que las convencionales debido a la necesidad de disponer de otros emplazamientos de transmisión.

#### **10.4.1.5 Escenario de corto plazo 3 (S3): utilización de «canales libres» en el marco nacional o regional**

En algunos países existe la posibilidad de que se liberen uno o más canales de la banda de ondas decimétricas para la implantación de servicios digitales en el plano nacional. Estos canales no están actualmente atribuidos a la radiodifusión de televisión, o bien están atribuidos pero no utilizados por los servicios de televisión.

En algunos países europeos, los canales 61 a 69 de la banda de ondas decimétricas se utilizan para servicios fijos o militares. Hay una posibilidad, apoyada por las consideraciones de la CEPT, de que algunos o todos esos canales puedan estar disponibles para radiodifusión de televisión digital.

#### **10.4.1.6 Implantación de la SFN**

Este tipo de situación ofrece una oportunidad muy especial para implantar un servicio digital basado en SFN en un plano nacional o regional. Representa potencialmente la introducción de un escenario atractivo a largo plazo desde el mismo comienzo.

En general, la utilización de estos canales no será posible en todo el ámbito de una nación debido a que probablemente los países vecinos utilicen estos canales para sistemas analógicos u otros servicios. En estos casos, la coordinación será difícil en la medida en que los países vecinos exploten esos canales sobre una base MFN.

Comparado con un transmisor simple o las estrategias de introducción de la MFN, la recepción portátil encuentra una cobertura más amplia debido a la mayor homogeneidad de la intensidad de campo de una SFN. El incremento adicional de la densidad del transmisor, mediante estaciones de baja potencia, ofrecería la opción de una cobertura nacional o regional para recepción portátil desde el comienzo mismo. Esto implicaría además nuevos emplazamientos del transmisor, que es lo que produce el aumento de los costos de implantación.

#### **10.4.1.7 Planificación convencional**

Si las condiciones existentes no permiten la implantación de redes de frecuencia única (por ejemplo, cuando los países vecinos ya tienen acceso a esos canales y la realización sobre una base de frecuencia única hace difícil la coordinación) o, simplemente, si el modo SFN no está previsto como escenario de largo plazo, los canales libres se pueden utilizar en el modo convencional.

#### **10.4.1.8 Implantación de las SFN**

Algunos estudios apoyan el uso amplio de técnicas de redes de frecuencia única en una etapa inicial a fin de preparar un futuro de largo plazo. Las SFN ofrecen la gran ventaja de requerir pocos canales para cubrir grandes zonas. En teoría, puede ser necesario un solo canal para una red nacional completa. De igual manera, las SFN regionales pueden ser posibles en muchos países que prefieren esa cobertura. Además, la técnica SFN mejora la recepción portátil.

No obstante, se debe tener en cuenta no poner demasiado énfasis en esta técnica. En efecto, la fuerte congestión en la banda de ondas decimétricas con sistemas analógicos, evitará o disminuirá, en muchos casos la posibilidad de utilizar la técnica SFN – por ejemplo la utilización de canales próximos a los analógicos. En algunas situaciones estas consideraciones pueden conducir a una introducción más sencilla de la televisión digital utilizando planificación convencional.

### **10.4.2 Periodo de largo plazo**

La introducción de la televisión terrenal digital no sólo requiere buenas perspectivas en el futuro cercano sino que también necesita ser examinada desde el punto de vista de la estrategia de largo plazo (15 a 20 años desde el comienzo).

En esta fase también es posible clasificar los escenarios eventuales en tres categorías, que incluyen dos estrategias de maximización:

- escenario L1: maximiza la magnitud de cobertura;
- escenario L2: maximiza la cantidad de programas en áreas limitadas;
- escenario L3: no hay transmisiones terrenales digitales (indicado sólo para señalar otras apreciaciones).

Los compromisos entre estos extremos no son considerados aquí.

#### **10.4.2.1 Escenario de largo plazo 1 (L1): Maximizar las dimensiones de las zonas de cobertura**

El escenario L1 está basado en redes de frecuencia única.

##### **10.4.2.1.1 Coberturas amplias**

Como ya se expresó, las SFN ofrecen la gran ventaja de requerir pocos canales para cubrir grandes zonas. En efecto, en teoría puede necesitarse sólo un único canal para una red nacional completa. La planificación MFN podría requerir varios canales.

Con una SFN se puede lograr una cobertura nacional sobre el mismo canal, sujeta a cualquier limitación causada por autointerferencia. Como los países vecinos exigirán una compartición equitativa del espectro, no todos los canales pueden utilizarse para cobertura nacional. La experiencia en la planificación de SFN para T-DAB ha mostrado que, al menos en Europa Occidental son necesarios seis o siete canales para proporcionar cobertura regional/nacional en todos los países. Por supuesto, los canales de los países vecinos se pueden reutilizar para más servicios locales a una cierta distancia de la frontera.

Para las Bandas IV/V, canales 21 a 60, podría haber 8 canales disponibles en cada país para cobertura nacional. En el modo digital con 4 programas por canal esto supone 32 programas.

##### **10.4.2.1.2 Recepción portátil**

Como alternativa a un gran número de programas, se puede preferir la recepción portátil a través de una zona amplia, utilizándose la capacidad disponible para obtener solidez en lugar de una numerosa cantidad de programas.

##### **10.4.2.1.3 Clausura de las redes analógicas**

En muchos casos, hallar un canal libre a través de una zona amplia significa la clausura de la estación analógica existente que funciona en ese canal. Por tanto, L1 es un escenario directo pero implica el fin de las transmisiones analógicas en un determinado tiempo y necesita una firme determinación y buena gestión del periodo de transición.

#### **10.4.2.2 Escenario de largo plazo 2 (L2): maximizar la cantidad de programas en zonas limitadas**

El escenario L2 se aplica cuando las amplias coberturas como en el escenario L1, no son el objetivo principal. En este caso se tornan disponibles muchas posibilidades. En efecto, puede ser razonable requerir si la plena cobertura nacional es un requisito de la televisión terrenal digital en presencia de medios de entrega alternativos tales como el cable y el satélite.

Por lo tanto, el objetivo sería concentrarse en la cobertura de zonas urbanas que pueden limitar los costos de inversión necesarios. En otra parte, el programa se podría recibir por satélite o por algún otro medio, aunque se debe recordar que pocos sistemas de cable se extienden dentro de zonas rurales propiamente dichas.

El objetivo sería entonces maximizar la cantidad de programas disponibles, en especial para recepción portátil.

Las SFN con zonas amplias (escenario L1) requieren la compartición de los canales disponibles entre países vecinos, dividiendo así las posibilidades totales en la gama de frecuencias disponibles, como se indicó anteriormente.

En el escenario L2, donde los servicios están concentrados en zonas limitadas, la posible interferencia entre zonas de servicios cocanal es de menor importancia. En estas zonas limitadas se pueden utilizar todos los canales.

En la Banda IV/V habría unos 40 canales disponibles para cobertura local. En el modo digital con 4 programas por canal lo que significa 160 programas. No obstante, la elevada velocidad binaria, en razón de tener 4 programas por canal, implica que habría un aumento en la dimensión de las zonas próximas a límites de país donde los canales necesitarían ser compartidos entre los países lo que significa que habría menos programas disponibles en dichas zonas.

#### **10.4.2.3 Escenario de largo plazo 3 (L3): Sin radiodifusión terrenal**

En este escenario, no se iniciarían los servicios DVB-T y los servicios analógicos existentes cesarían gradualmente. Los programas digitales sólo serían suministrados por cable o por satélite. En la actualidad, se estima que este es un escenario improbable.

#### **10.4.3 Periodo de transición**

Durante el periodo de transición, los servicios analógicos y digitales deben coexistir. En tanto que las limitaciones sobre la transmisión digital deben disminuir, las redes han de ser modificadas para ampliar el servicio digital. La principal incertidumbre asociada con esta fase es la duración del periodo de transición.

Cualquier capacidad suplementaria que se pueda hallar durante el periodo de transición será principalmente utilizada para la transmisión digital. En los países en los que el número de los canales disponibles es insuficiente, la cobertura accesible por los servicios digitales será limitada. Esta limitación incrementa el problema de finalización del periodo de transición.

Este Capítulo describe algunos medios para disminuir las limitaciones en la transmisión digital. Sin embargo, se debe señalar que un aumento de la interferencia en las estaciones analógicas puede hacer que la conversión de esas estaciones al sistema digital sea más difícil en el futuro.

##### **10.4.3.1 Reducción de la protección del servicio analógico**

Por lo general, se puede suponer que el periodo de transición estará caracterizado por la menor importancia de la cobertura analógica a medida que crece la penetración de los receptores digitales. Esto permite la posibilidad de reducir gradualmente la protección de alguno o todos los transmisores analógicos, teniendo en cuenta un incremento de la cobertura digital por potencias de transmisión más elevadas y/o implantación de nuevos transmisores digitales (si bien en algunos países puede haber restricciones jurídicas que impidan esta reducción de cobertura). Este es un medio para expandir los servicios digitales basados en la MFN en un plano nacional, regional o local.

La protección de la transmisión analógica existente está controlada a través de tres parámetros principales:

- el nivel de degradación del servicio analógico debido a la transmisión digital: el nivel de la interferencia se mide a través del aumento de la «intensidad de campo utilizable». Por ejemplo, un aumento de 3 dB corresponde a la reducción de medio grado en la escala de calidad del UIT-R;

- el porcentaje de tiempo durante el cual la transmisión analógica está protegida: en principio, 99% del tiempo;
- el porcentaje de ubicaciones en que la recepción analógica esta protegida en su zona de servicio: en principio, el 50% (en el borde de la zona de servicio).

Si se modifican progresivamente los parámetros precedentes, aumentarán las posibilidades de implantación de la televisión terrenal digital. Esto se podría medir en porcentaje de aumento de la población cubierta.

#### **10.4.3.2 Reducción del número de transmisores analógicos protegidos**

La interrupción de las transmisiones analógicas o el cambio de sus frecuencias son posibilidades importantes para la mejora de la cobertura digital, permitiendo una mayor cobertura de las transmisiones digitales ya existentes, o bien para la instalación de nuevos transmisores digitales en los emplazamientos donde funcionaban transmisores analógicos.

Por consiguiente, puede ser importante reducir el número de transmisores analógicos que se han de proteger durante la etapa de transición. Sin embargo, no todos los transmisores analógicos serían suprimidos sin sustitución, implicando costos de implantación adicionales para las instalaciones analógicas que se han de eliminar en un futuro próximo.

Otra variante de este escenario surge si un país decide trasladar un servicio analógico nacional (o regional, si la región es suficientemente amplia) de un servicio terrenal a un servicio de satélite. En particular, este caso puede ocurrir si el país intenta proporcionar este servicio desde el satélite como un sistema digital. El espectro libre puede servir entonces para la ampliación o implantación de uno o más servicios digitales regionales basados en la MFN.

Los costos de implantación de este último escenario posiblemente sean bajos pues las infraestructuras de transmisión y los sistemas de antenas receptora ya existen.

Asimismo la coordinación con los países vecinos debe ser relativamente sencilla –los nuevos transmisores digitales se encuentran reemplazando el lugar de transmisores analógicos ya coordinados.

#### **10.4.3.3 Terminación de las SFN**

De manera similar, se puede efectuar la transformación de una SFN de corto plazo en una SFN de largo plazo. En este caso puede ser necesaria la instalación de nuevos transmisores para aumentar la densidad de la red, permitiendo un mayor grado de recepción portátil.

Este escenario no implica mucha actividad de coordinación adicional pues el canal ya está coordinado para la totalidad de la zona del servicio, pero sería necesario asegurar que los nuevos transmisores no aumenten considerablemente los niveles de interferencia.

Los costos de implantación son los usuales requeridos para la instalación de las SFN.

La transición de una antigua SFN nacional de corto plazo a una SFN regional de largo plazo parece no plantear problemas, pues después de la fase introductoria se dispone de muchos canales para el servicio digital dentro de las zonas de cobertura consideradas.

#### **10.4.3.4 Transformación de las MFN en SFN**

Un proceso de transformación difícil se encuentra si un país introduce sus servicios digitales en una base MFN pero tiene como objetivo el modo SFN a largo plazo.

Una red sólo puede funcionar en el modo SFN a condición de que su canal esté despejado en toda la zona de servicio. Si hay aún servicios analógicos que utilizan este canal (y esto es probable en la medida que haya algún servicio analógico en operación) los transmisores analógicos afectados deberían ser desplazados en frecuencia.

Entre esos transmisores, habrá seguramente estaciones principales que realizan una considerable magnitud de cobertura de la zona poblada. Es cuestionable si tiene sentido (en razón de los considerables esfuerzos de costos para los organismos de radiodifusión y los consumidores) reordenar un servicio analógico que pronto dejará de funcionar. Sin embargo, pueden haber configuraciones de canal apropiadas que hagan practicable esta transformación.

Si los canales SFN considerados son utilizados totalmente por transmisores digitales en una base MFN, la transición parece ser menos problemática. Los transmisores han de ser cambiados desde sus canales MFN a los canales SFN. Esto ocasionará algunos costos con relación a las instalaciones del transmisor, pues, en general, los canales MFN y SFN no estarán ubicados próximos entre sí, y posiblemente sea necesaria una nueva disposición de las instalaciones de la antena digital receptora.

Con respecto a la cobertura SFN nacional/regional, este escenario efectúa la coordinación ineludible con todos los países vecinos. Como que las redes SFN y MFN no son compatibles, al menos a gran escala, los países vecinos deben convenir qué sistema utilizarán. Por consiguiente, se considera que para este escenario será necesario requerir un gran esfuerzo de coordinación así como mucha buena voluntad para lograr ese objetivo. En la práctica, sería necesario efectuar una conferencia regional sobre planificación. La preparación de esta conferencia llevaría algún tiempo e implicaría acuerdos con los países vecinos en otras Regiones.

---