

Capítulo 1

EL SISTEMA DAB

1.1 Introducción

La digitalización de los servicios de radiodifusión terrenal, tanto de radio como de TV, aporta mejoras de calidad, inmunidad frente al ruido e interferencias, flexibilidad, aprovechamiento del espectro, etc...

Existen dos elementos tecnológicos alrededor de los cuales gira la implantación de estos nuevos servicios:

1. *Los algoritmos de compresión MPEG.*

MPEG ofrece una gran eficiencia a la hora de aprovechar la capacidad de transmisión de cualquier red. En particular MPEG2 está diseñado para redes de transporte y difusión no fiables, como las actuales.

2. *La modulación OFDM.*

OFDM proporciona, entre otras prestaciones, la capacidad de implantar redes de frecuencia única (SFN, *Single Frequency Network*), que permiten acceder al

mismo servicio sintonizando la misma frecuencia en toda la zona de cobertura (nacional, autonómica, regional, etc....).

La digitalización de las señales también abre la puerta a la introducción de nuevos servicios adicionales al servicio de radio o TV tradicional que llamaremos servicios de valor añadido.

En el caso particular de la radio, desde hace 15 años que existe un sistema que permite enviar datos utilizando tecnología analógica denominado RDS (*Radio Data System*). RDS permite algunos servicios interesantes, como el envío de información sobre el tipo de programa que se está transmitiendo o el mantenimiento de la sintonización de una determinada emisora a través de diferentes zonas geográficas. Aunque RDS está teniendo amplia implantación y sobrevivirá probablemente mientras exista radiodifusión sonora analógica en FM, sus posibilidades son limitadas debido a su poca capacidad y flexibilidad.

Por otra parte, el estándar DAB (*Digital Audio Broadcasting*) está desarrollado desde 1995, y aunque son numerosas las pruebas piloto (Bélgica, Francia, Italia, España, etc.), este servicio sólo existía de forma regular desde 1995 en tres países europeos: Alemania, Gran Bretaña y Suecia. A estos países se les ha añadido España desde julio del año 2000, con emisiones regulares de los dos múltiplex multifrecuencia (MF-I y MF-II). Estos múltiplex definen dos zonas de frecuencias utilizables para la transmisión de la señal DAB.

En España se inició el lanzamiento de la radio digital a la vez que el de la TV, en lo que muchos autores califican de una precipitada puesta en marcha de una tecnología no lo suficientemente necesaria y madura. Efectivamente, en el caso de la radio los nuevos concesionarios se enfrentan a diversos problemas para la implantación de esta tecnología:

- DAB, a diferencia de la TV digital, se plantea como no sustitutiva de las emisiones en analógico, por lo que no es necesario para los radiodifusores actuales migrar de forma obligatoria a DAB. Además, hace que el esfuerzo de producción de contenidos tenga que ser mayor para radiodifusores analógicos que quieran tener una oferta distinta en radio digital.
- La presencia de un sector radiodifusor en FM, y con una amplia gama de contenidos y competidores, hace menos necesario el aumento de capacidad ofrecido por la tecnología digital.
- La diferencia de calidad entre FM y DAB, en un entorno de uso cuantitativamente tan importante como el automóvil, se ve disminuida por las propias características ruidosas del entorno.
- Asimismo, el automóvil restringe en gran medida los servicios interactivos que se puedan prestar, por razones de seguridad, por las interfaces de usuario, etc.
- Las limitaciones a las desconexiones regionales y locales, impuestas por el Plan Técnico aprobado por el Gobierno, hacen que el servicio digital vaya a ser menos “local” de lo deseado por algunos radiodifusores.

- El precio de los receptores es alto y no tiene perspectivas de bajar a corto plazo, debido a los bajos volúmenes de venta previstos.

No obstante, la iniciativa privada ha demostrado un gran interés por la tecnología digital DAB, viendo en ella el futuro de la radiodifusión y apoyándola con inversiones importantes.

En la actualidad existen más de 400 servicios DAB en emisión, que alcanzan a una población de aproximadamente 230 millones de personas. La mayoría de estas emisiones forman parte del sector de la información y están controlados por las grandes empresas de este sector.

1.1.1 Ventaja de la tecnología DAB

El sistema de radiodifusión DAB surge como resultado del proyecto EUREKA-147 desarrollado en la Unión Europea [1]. Tenía como objetivo el desarrollo de un nuevo sistema de radio digital que ofreciera alta calidad de sonido, similar a la ofrecida por el *Compact Disc* (CD), así como la posibilidad de incluir canales de datos con capacidad suficiente como para ofrecer aplicaciones multimedia y servicios de valor añadido.

El sistema DAB permite solucionar las limitaciones existentes en las emisiones de radio analógicas de FM (banda de 88 a 108MHz), y que principalmente son:

- Menor calidad de audio que la que ofrece el sistema de audio digital CD.
- Baja capacidad del canal auxiliar de datos RDS (1.187,5 bits/s), lo que limita el desarrollo de servicios a aplicaciones de texto muy sencillas.
- Degradación de la calidad del audio en zonas urbanas por desvanecimientos debidos a problemas de la señal por múltiples reflexiones (*multitrayecto*), a lo que se añade el efecto *Doppler* en el caso de la recepción en equipos móviles (radios de coche).
- Imposibilidad de realizar la distribución de una emisora de radio en toda una zona (región o país) con una única frecuencia de emisión (SFN, *Single Frequency Network*).
- Bajo aprovechamiento del espectro radioeléctrico, requiriéndose un ancho de banda de aproximadamente 400kHz, para cada programa estéreo.

A su vez, mediante la utilización de técnicas digitales para compresión y transmisión de la señal, el sistema DAB obtiene diferentes mejoras de todos los parámetros anteriores. Éstas son:

- Alta calidad de sonido (comparable a la del CD) mediante la compresión digital de audio según el estándar MPEG Layer II.

- Canales de datos de alta capacidad, cuyo “*bit-rate*” puede ser fijado según las necesidades de las aplicaciones o de los servicios ofrecidos.
- Una recepción muy robusta, tanto en receptores fijos, portátiles como móviles, gracias a la utilización de la modulación COFDM, es menos sensible al efecto *Doppler*.
- Radiodifusión con redes de frecuencia única (SFN), ya que el sistema COFDM lo permite.
- Mejora en el aprovechamiento del espectro. Así, por ejemplo, con un ancho de banda de 1,7MHz, en el que se pueden emitir 4 programas de FM, se ofrecen normalmente 5 ó 6 canales de audio estéreo con canales de datos asociados de baja velocidad (PAD), y varios canales de datos no asociados de alta velocidad (NPAD).

1.1.2 El canal físico

Uno de los requisitos principales para el sistema DAB es una recepción móvil sin distorsión.

Los problemas de la recepción móvil están causados por la propagación multitrayecto: la onda electromagnética se dispersa, difracta, refleja y alcanza la antena en varios caminos como una superposición incoherente de muchas señales con tiempos de propagación distintos. Esto lleva a un patrón de interferencia que depende de la frecuencia y de la localización o, para un receptor móvil, del tiempo.

El receptor móvil se mueve a través de un patrón de interferencias que cambia en microsegundos y que varía sobre el ancho de banda de transmisión. El radio-canal móvil se caracteriza por la selectividad en frecuencia y la varianza en el tiempo.

La varianza en el tiempo es determinada por la velocidad del vehículo v y por la longitud de onda $\lambda = c/f_0$, donde f_0 es la frecuencia de transmisión y c la velocidad de la luz. La cantidad física pertinente es el máximo desplazamiento de frecuencia *Doppler*:

$$f_{D\max} = \frac{v}{c} f_0 \approx \frac{1}{1080} \frac{f_0}{\text{MHz}} \frac{v}{\text{km/h}} \quad (1.1)$$

La tabla 1.1 muestra algunas estadísticas prácticas de $f_{D\max}$.

El desplazamiento *Doppler* real de una onda con un ángulo α relativo al vector de velocidad del vehículo es dado por:

$$f_D = f_{D\max} \cos(\alpha) \quad (1.2)$$

Típicamente, la señal recibida es una superposición de muchas señales dispersas y difractadas desde diferentes direcciones, de ahí que nosotros no podamos hablar de un desplazamiento *Doppler*, pero sí de un espectro *Doppler*.

f_{Dmax}	$v = 48 \text{ km/h}$	$v = 96 \text{ km/h}$	$v = 192 \text{ km/h}$
$f_0 = 225 \text{ MHz}$	10 Hz	20 Hz	40 Hz
$f_0 = 900 \text{ MHz}$	40 Hz	80 Hz	160 Hz
$f_0 = 1500 \text{ MHz}$	67 Hz	133 Hz	267 Hz

Tabla 1.1: Ejemplo de frecuencias Doppler

La superposición de ondas portadoras con desplazamiento *Doppler* lleva a una fluctuación en la amplitud y fase de la portadora. Esto significa que la señal ha sido modulada en amplitud y en fase por el canal. Para una modulación digital en fase, estas rápidas fluctuaciones en fase causan severos problemas si la portadora cambia mucho durante el tiempo T_S , tiempo que es necesario para transmitir un símbolo modulado digitalmente. La amplitud y la fase varían aleatoriamente. La frecuencia típica de variación es del orden de f_{Dmax} . Consecuentemente, la transmisión digital con tiempo de símbolo T_S es posible sólo si se cumple lo siguiente:

$$f_{Dmax} T_S \ll 1 \quad (1.3)$$

La selectividad en frecuencia del canal es determinada por los diferentes tiempos de propagación de la señal. Éstos pueden ser calculados como la relación entre las distancias recorridas y la velocidad de la luz. La tabla 1.2 muestra algunas estadísticas típicas.

Distance	300 m	3 km	30 km
Time	1 μs	10 μs	100 μs

Tabla 1.2: Ejemplo de tiempos de propagación de la señal

Diferencias de tiempos de propagación de algunos microsegundos son típicas para una radio celular móvil. Para un sistema de radiodifusión que abarca un área grande pueden existir ecos superiores a 100 microsegundos en una región montañosa. En las redes de frecuencia única, el sistema debe ser capaz de trabajar con ecos muy grandes. Los mayores ecos se corresponden a grandes atenuaciones en el ancho de banda de transmisión. En el dominio del tiempo, una interferencia entre símbolos distorsiona la transmisión si las diferencias entre los tiempos de propagación no son mucho más pequeñas que la duración del símbolo. Una velocidad de datos de 200kbps, por ejemplo, lleva a $T_S = 10\mu\text{s}$ para la modulación QPSK. Éste es del mismo orden que los ecos. Esto significa que la transmisión digital de esa tasa de bits no es posible si no se usan métodos más sofisticados. Algunas técnicas conocidas son: ecualización, expansión del espectro y modulación multiportadora. La ecualización se usa en multitud de sistemas de comunicaciones móviles como el estándar GSM. La tasa de datos en DAB es mucho mayor que en GSM, y, además, los ecos son mucho mayores en radiodifusión que en una red celular. Esto llevaría a una elevada complejidad en el ecualizador. La expansión del espectro es eficiente sólo para redes celulares donde se usa un acceso múltiple (como CDMA) como en el estándar UMTS. Para DAB se decidió usar una modulación multiportadora, porque ésta es capaz de trabajar con ecos muy grandes y, además, es fácil de implementar.

1.2 El sistema de transmisión DAB

1.2.1 Modulación multiportadora

Para poder trabajar con la interferencia entre símbolos causada por grandes ecos, DAB usa un tipo especial de modulación multiportadora: OFDM. La idea básica que subyace detrás de la modulación multiportadora es la de separar las tramas de datos de alta velocidad en K tramas paralelas de una baja tasa de datos y modular cada una de ellas por separado sobre su propia subportadora. Esto lleva a un incremento de la duración del símbolo T_S por un factor K . Para un K suficientemente alto, es posible conseguir un T_S significativamente mayor que la duración del eco y, de esta forma, hacer el sistema menos sensible a la interferencia entre símbolos.

OFDM es un tipo de modulación multiportadora muy efectiva espectralmente, porque minimiza la separación de frecuencia entre las portadoras individuales permitiendo un solapamiento espectral controlado entre las portadoras, sin causar interferencia entre los canales adyacentes (ACI, *Adjacent Channel Interference*). Esto se debe a la propiedad matemática de la ortogonalidad que le da el nombre a OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*).

Es fácil ver una señal OFDM $s(t)$ como un tipo de señal sintetizada por una serie finita de *Fourier*, definida por:

$$s(t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} z_k e^{j2\pi kt/T} \quad (1.4)$$

Ésta está definida sobre un intervalo (período de *Fourier*) de longitud T . Los coeficientes complejos de *Fourier* z_k llevan la información codificada digitalmente. En cada intervalo de longitud T , un grupo de $K+1$ coeficientes puede ser transmitido. En la práctica, el coeficiente DC para $k = 0$ no será usado por motivos de implementación hardware (es decir, es puesto a cero). La síntesis de *Fourier* puede ser interpretada como una modulación de cada símbolo complejo z_k sobre una onda portadora $\exp(j2\pi kt/T)$ con frecuencia k/T ($k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K/2$). La señal $s(t)$ es una señal compleja en banda base y tiene que ser convertida a una señal RF mediante un modulador en cuadratura. En el lado de recepción, un análisis de la señal compleja en banda base producirá los símbolos complejos usando la conocida fórmula:

$$z_k = \int_0^T e^{-j2\pi kt/T} s(t) dt \quad (1.5)$$

que resulta de la ortogonalidad de las ondas portadoras. Tanto el análisis como la síntesis de *Fourier* serán implementados digitalmente por una FFT y una IFFT, respectivamente. La cadena de transmisión se muestra en la Figura 1.1.

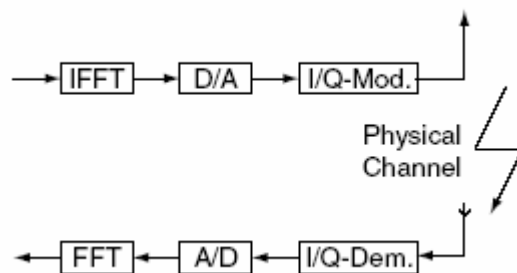


Figura 1.1: Implementación de la modulación OFDM

La parte de la señal OFDM que transmite los K coeficientes complejos z_k se denomina símbolo OFDM.

Para hacer la transmisión más robusta a largos ecos, el período del símbolo OFDM T_s se hace más largo que el período de *Fourier* T mediante un supuesto prefijo cíclico o un intervalo de guarda de longitud Δ , simplemente por la continuación cíclica de la señal. Un error de sincronización más pequeño que Δ llevará, a un desplazamiento de fase constante pero dependiente de la frecuencia. Los ecos son superposiciones de señales mal sincronizadas y no causarán interferencia entre símbolos, pero sí un fasor constante siempre que los retrasos sean más pequeños que Δ . Para DAB, se usa DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*) para eliminar esa fase constante fuera del demodulador.

La longitud de T_s está limitada por el requisito de que las fluctuaciones de fase deben ser pequeñas, tal que

$$f_{Dmax} T_s \ll 1 \tag{1.6}$$

Por otro lado, grandes ecos requieren un gran intervalo de guarda y un T_s bastante largo. Para hacer el sistema flexible a diferentes situaciones físicas, han sido definidos cuatro modos de transmisión (TM's) con diferentes grupos de parámetros, como se ve en la tabla 1.3.

Mode	K	$1/T$	T_s	Δ	max. frequency
TM I	1536	1 kHz	$\approx 1246 \mu s$	$\approx 246 \mu s$	≈ 375 MHz
TM II	384	4 kHz	$\approx 312 \mu s$	$\approx 62 \mu s$	≈ 1.5 GHz
TM III	192	8 kHz	$\approx 156 \mu s$	$\approx 31 \mu s$	≈ 3 GHz
TM IV	768	2 kHz	$\approx 623 \mu s$	$\approx 123 \mu s$	≈ 750 MHz

Tabla 1.3: Parámetros OFDM para los 4 modos de transmisión DAB

El producto de el número de subportadoras K por el espaciado $1/T$ es el mismo para todos los modos de transmisión y determina el ancho de banda total de la señal, de aproximadamente 1,5MHz. Los parámetros de todos los modos de transmisión pueden ser escalados fácilmente dentro de cada uno. La relación Δ/T es siempre la misma. La última columna en la tabla 1.3 muestra una regla genérica para determinar la máxima frecuencia de transmisión debido a la fluctuación de fase causada por el efecto *Doppler*. En esta tabla se asume un vehículo con velocidad 120Km/h y un canal físico sin visión directa (el llamado canal isótropo *Rayleigh*).

El modo de transmisión I, con un largísimo intervalo de guarda cercano a $250\mu\text{s}$, ha sido diseñado para dar cobertura a grandes áreas, donde son posibles largos ecos. Esto es idóneo para redes de frecuencia única con largos ecos artificiales; $200\mu\text{s}$ corresponden a una distancia de 60km, típica entre transmisores. Si todos los transmisores de una misma área de cobertura están sincronizados exactamente y envían exactamente la misma señal OFDM, no se recibirá señal de un nivel relevante ni un retraso mayor que el intervalo de guarda. Debido a que la longitud del símbolo OFDM T_s es muy grande, el modo de transmisión I es sensible a rápidas fluctuaciones de fase, por lo que sólo debería ser usado en la región VHF.

El modo de transmisión II puede trabajar con ecos que son típicos en la mayoría de las situaciones topográficas. No obstante, en regiones montañosas pueden ocurrir problemas. Este modo es apropiado para transmisión en la banda L a 1,5GHz.

El modo de transmisión III ha sido diseñado para transmisión por satélite. También puede ser apropiado para cobertura terrestre si no se esperan largos ecos.

Los parámetros del TM IV se encuentran justo entre los modos I y II. Éste fue incluido más tarde en la especificación para tener en cuenta las condiciones especiales de radiodifusión en Canadá. Será usado allí incluso a 1,5GHz. Esto es posible debido a la velocidad limitada y a la visión en línea recta.

1.2.2 La estructura de trama DAB

Para cada modo de transmisión, se define una trama sobre el nivel fijo de la señal como una estructura que repite periódicamente los símbolos OFDM. Una característica importante del sistema DAB es que los períodos de tiempo en el nivel físico y en el nivel lógico están relacionados. El período T_F de la trama de transmisión es el mismo que la longitud de la trama de audio de 24ms o un múltiplo entero de él. Como consecuencia, el flujo de datos de audio no necesita sincronización. Esto asegura una mejor estabilidad de sincronización especialmente para recepciones móviles.

La estructura para el TM II es la más simple y la describiremos en primer lugar. La longitud de la trama es de 24ms. Los dos primeros símbolos OFDM de la trama de transmisión constituyen el canal de sincronización (SC, *Synchronisation Channel*). Los tres símbolos OFDM siguientes llevan los datos del canal de información rápida (FIC, *Fast Information Channel*), que contiene información acerca de la estructura del *múltiplex* y de los programas transmitidos. Los 72 símbolos siguientes llevan los datos del canal principal de servicio (MSC, *Main Service Channel*). El MSC lleva información útil, como datos de audio u otros servicios. La figura 1.2 muestra la estructura de la trama de transmisión. Ésta también es válida para los TM's I y IV.

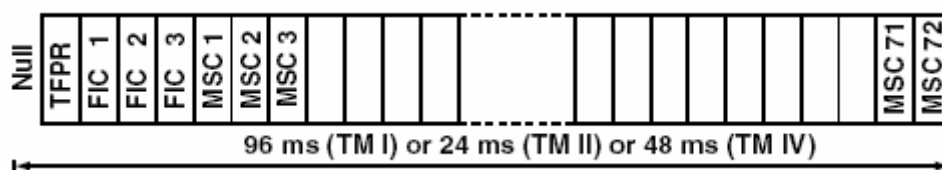


Figura 1.2: Estructura de la trama de transmisión

Todos los símbolos OFDM de la trama de transmisión tienen la misma duración $T_s = 312\mu\text{s}$, excepto el primero. Este símbolo se conoce como “*null-symbol*” y tiene una duración $T_{NULL} = 324\mu\text{s}$, y es usado para una sincronización aproximada en el tiempo. La señal es puesta a cero (o próxima a cero) durante este tiempo para indicar en el canal físico el comienzo de una trama. El segundo símbolo del SC es llamado TPFR (*Time Phase Frequency Reference*). Los coeficientes complejos de *Fourier* z_k han sido elegidos de forma sofisticada, para que este símbolo sirva como referencia de frecuencia así como de estimación de canal para una sincronización fina en el tiempo. Cada uno de los siguientes símbolos lleva 384 símbolos DQPSK correspondientes a 768 bits (incluyendo redundancia para protección contra errores). Los tres símbolos del FIC llevan 2304 bits. Debido a que estos bits tienen un alto grado de protección con un código $1/3$, sólo llevan 384 bits de datos. Los datos FIC de cada trama pueden ser decodificados inmediatamente sin referencia a los datos de otras tramas, puesto que esta información no puede ser retrasada. Los 72 símbolos OFDM del MSC llevan 55296 bits incluyendo protección contra errores. Esto corresponde a una (burda) tasa de bits de 2,304Mbps. La capacidad de datos de 55296 bits se organiza cada 24ms en 864 unidades de capacidad (CU, *Capacity Unit*) de 64 bits. En el MSC muchos programas de audio y otros servicios de datos útiles son multiplexados juntos. Dado que cada uno de ellos tiene su propia protección contra errores, no es posible definir una tasa neta y fija de datos del sistema DAB.

Las tramas de transmisión de los TM's I y IV tienen exactamente la misma estructura. Como la duración de los símbolos OFDM ha aumentado en un factor de 2 para el TM IV y en un factor de 4 para el TM I, la longitud de la trama es ahora de 48ms para el TM IV y de 96ms para el TM I. El número de bits en el FIC y en el MSC se incrementa por el mismo factor, pero la tasa de datos es siempre la misma.

Para el TM III, la duración de la trama es de $T_F = 24\text{ms}$. Ocho símbolos OFDM llevan el FIC y 144 símbolos OFDM llevan el MSC. La tasa de datos del FIC ha aumentado en un factor de $4/3$ con respecto a la de los otros modos. El MSC tiene siempre la misma tasa de datos.

Para los cuatro modos de transmisión, el MSC transporta 864CU's en 24ms. Hay una trama de datos de 864CU's = 55296 bits común para todos los modos de transmisión y es llamada CIF (*Common Interleaved Frame*). Para los modos II y III hay exactamente una CIF dentro de la trama de transmisión. Para el modo I, hay cuatro CIF's dentro de una trama de transmisión de 96ms. Cada una de ellas ocupa 18 símbolos OFDM en el MSC. La primera CIF está localizada en los 18 primeros símbolos, etc... Para el modo IV, hay dos CIF's dentro de una trama de transmisión de 48ms. Cada una de ellas ocupa 36 símbolos OFDM en el MSC.

1.2.3 Codificación del canal

El sistema DAB permite una gran flexibilidad en la protección contra errores para las diferentes aplicaciones y para los diferentes canales físicos de transmisión. Usando códigos convolucionales “*punctured*” de tasa compatible (RCPC, *Rate Compatible Punctured Convolutional*), es posible usar códigos de diferente redundancia sin la

necesidad de utilizar codificadores distintos. Uno de ellos tiene una familia de códigos RCPC originados por un código convolucional de tasa baja, llamado *código madre*. El *código hija* se genera omitiendo unos bits específicos de redundancia. Este procedimiento se llama “*puncturing*” (omisión). El receptor debe conocer qué bits han sido “*punctured*”. Sólo es necesario un decodificador *Viterbi* para el *código madre*. El *código madre* usado en DAB está definido por los generadores (133, 171, 145, 133) en notación octal. En la Fig. 1.3 se muestra el codificador en su representación como un diagrama de registros de desplazamiento

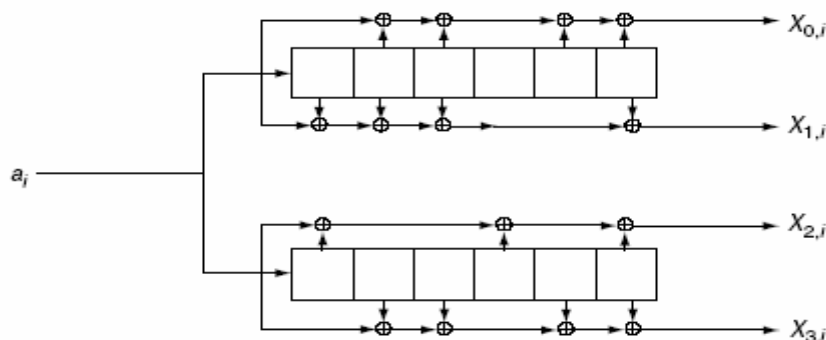


Figura 1.3: Codificador para el código madre DAB

El *código madre* tiene la tasa de codificación $R_C = 1/4$, lo que quiere decir que por cada bit de datos a_i el codificador produce cuatro bits codificados $x_{0,i}$, $x_{1,i}$, $x_{2,i}$ y $x_{3,i}$. Como ejemplo, la salida del codificador correspondiente a los ocho primeros bits de datos puede ser dada como cuatro flujos paralelos de bits escritos en la siguiente matriz (el primer bit se encuentra en la izquierda):

1	0	1	1	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	1	0
1	0	1	1	0	1	1	0

Figura 1.4: Codificador de código madre

Una tasa de código de 1/3 o 1/2 se puede obtener omitiendo la última fila o las dos últimas filas de la matriz, respectivamente. Una tasa de código de 2/3 puede ser obtenida omitiendo las dos últimas filas y todos los bits pares en la segunda fila. Si oscurecemos todos los bits omitidos (“*punctured*”), llegamos a la siguiente matriz:

1	0	1	1	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	1	0
1	0	1	1	0	1	1	0

Figura 1.5: Matriz resultado de codificación de código madre

Para ocho bits de datos ahora sólo se transmitirán doce bits codificados: el código tiene una tasa 8/12. Usando este método, uno puede generar tasas de código 8/9, 8/10,

8/11,..., 8/31, 8/32. El patrón de “puncturing” puede incluso ser cambiado durante el flujo de datos, si es tenida en cuenta la condición de compatibilidad entre tasas.

Los códigos RCPC ofrecen la posibilidad de protección desigual contra errores (UEP, *Unequal Error Protection*) de un flujo de datos: algunos bits en el flujo de datos pueden requerir una tasa de error de bit muy baja (BER), mientras que otros pueden ser menos sensibles a los errores. Usando códigos RCPC, es posible salvar la capacidad y sólo añadir la redundancia que sea necesaria. UEP es usado especialmente para datos de audio.

Para datos de audio con una frecuencia de muestreo de 48kHz, el sistema DAB permite 14 diferentes tasas de datos entre 32 y 384kbps. Los perfiles de protección para todas estas tasas de datos son agrupados dentro de cinco niveles de protección PL1 a PL5. Dentro de cada nivel de protección son posibles diferentes tasas de datos, pero la robustez contra errores es la misma. Esto significa, por ejemplo, que si el transmisor conmuta entre 192 y 256kbps, la calidad del audio cambiará, pero no el área de cobertura. PL1 es el nivel de protección más robusto, PL5 es el menos robusto. Todos los niveles de protección excepto PL5 son diseñados para una recepción móvil: 14 tasas de datos y 5 niveles de protección llevan a 70 combinaciones posibles. Para 64 de ellas, es definido un perfil de protección. La tabla 1.4 muestra las posibles combinaciones y el número de CUs requeridas.

Data Rate	PL1	PL2	PL3	PL3	PL5
32 kbit/s	35 CUs	29 CUs	24 CUs	21 CUs	16 CUs
48 kbit/s	52 CUs	42 CUs	35 CUs	29 CUs	24 CUs
56 kbit/s	X	52 CUs	42 CUs	35 CUs	29 CUs
64 kbit/s	70 CUs	58 CUs	48 CUs	42 CUs	32 CUs
80 kbit/s	84 CUs	70 CUs	58 CUs	52 CUs	40 CUs
96 kbit/s	104 CUs	84 CUs	70 CUs	58 CUs	48 CUs
112 kbit/s	X	104 CUs	84 CUs	70 CUs	58 CUs
128 kbit/s	140 CUs	116 CUs	96 CUs	84 CUs	64 CUs
160 kbit/s	168 CUs	140 CUs	116 CUs	104 CUs	80 CUs
192 kbit/s	208 CUs	168 CUs	140 CUs	116 CUs	96 CUs
224 kbit/s	232 CUs	208 CUs	168 CUs	140 CUs	116 CUs
256 kbit/s	280 CUs	232 CUs	192 CUs	168 CUs	128 CUs
320 kbit/s	X	280 CUs	X	208 CUs	160 CUs
384 kbit/s	416 CUs	X	280 CUs	X	192 CUs

Tabla 1.4: Capacidad para la combinación de tasas de datos y niveles de protección

El sistema DAB permite ocho niveles de protección igual contra errores (EEP, *Equal Error Protection*). Estos niveles han sido previstos para transmisión de datos. Para los perfiles llamados A: 1-A, 2-A, 3-A y 4-A, son posibles todas las tasas de datos que sean múltiplos enteros de 8kbps. Para los perfiles B, la tasa de datos debe ser un múltiplo de 32kbps. La tabla 1.5 muestra los ocho niveles de protección y sus tasas de código. La tercera columna muestra el número de CUs requeridas para un flujo de datos de 64kbps. La cuarta columna muestra la SNR requerida para alcanzar una BER de 2×10^{-4} para TM II en un canal *Rayleigh* con $f_{Dmax} = 40\text{Hz}$. La quinta columna muestra lo mismo para $f_{Dmax} = 125\text{Hz}$.

Protection Level	R_c	Size of 64 kbit/s	SNR (40 Hz)	SNR (125 Hz)
1-A	1/4	96 CUs	5.0 dB	5.4 dB
2-A	3/8	64 CUs	7.1 dB	7.6 dB
1-B	4/9	54 CUs	8.4 dB	8.8 dB
3-A	1/2	48 CUs	9.3 dB	10.0 dB
2-B	4/7	42 CUs	10.6 dB	11.5 dB
3-B	4/6	36 CUs	12.3 dB	13.9 dB
4-A	3/4	32 CUs	15.6 dB	19.0 dB
4-B	4/5	30 CUs	16.2 dB	21.5 dB

Tabla 1.5: Niveles EEP: tasa de código, tamaño del canal de 64kbps y SNR requerida

Los niveles de protección 4-A y 4-B son muy sensibles a rápidos desvanecimientos. Ellos no se deberían usar en aplicaciones móviles.

Toda la codificación de canal está basada sobre una estructura de trama de 24ms. Estas tramas son llamadas tramas lógicas. Ellas están sincronizadas con las tramas de transmisión, y (para audio) con las tramas de audio. Al comienzo de una trama lógica la codificación empieza con los registros de desplazamiento en estado cero. Al final, el registro de desplazamiento será llevado de vuelta al estado cero añadiendo seis bits adicionales (“*tail bits*”) a los datos útiles para ayudar al decodificador *Viterbi*. Después de codificar una trama lógica de 24ms, se construye una palabra de código “*punctured*”. Ésta siempre contiene un múltiplo entero de 64 bits, que es un número entero de CU’s. Siempre que sea necesario, se puede hacer algún “*puncturing*” para conseguir esto. Un flujo de datos de tramas lógicas, que son codificadas independientemente de otro flujo de datos, se llama subcanal. Después del decodificador de canal [10], cada subcanal será independientemente entrelazado en tiempo. Después del entrelazado (“*interleaving*”) en tiempo, todos los subcanales son multiplexados juntos dentro de la trama entrelazada común (CIF, *Common Interleaved Frame*).

1.2.4 Interleaving y mapeado PSK

Para una corrección de errores eficiente con un código convolucional, es necesaria una distribución uniforme de los errores de bit del canal (antes del decodificador). Un radio-canal móvil produce ráfagas de errores, por lo que algunos bits adyacentes serán distorsionados por un desvanecimiento. En OFDM esto se realiza en el tiempo y en frecuencia. Para alcanzar una distribución más uniforme de los bits mal recibidos en el flujo de datos antes del decodificador, los bits codificados serán extendidos sobre un gran intervalo de tiempo y de frecuencia antes de que sean pasados al canal físico. Este procedimiento es llamado “*interleaving*” (entrelazado) en tiempo y en frecuencia. En el receptor este entrelazado tiene que ser invertido por el “*deinterleaver*” para restaurar el correcto orden del flujo de bits antes del decodificador.

1.2.4.1 Interleaving en tiempo y retraso total

Para extender los bits codificados sobre un espacio de tiempo ensanchado, debemos aplicar un “*interleaving*” en tiempo para cada subcanal. Esto está basado en un “*interleaver*” convolucional. Primero, la palabra de código (los bits de una trama lógica) será dividida en pequeños grupos de 16 bits. Los bits con número del 0 al 15 de cada grupo serán permutados acorde con la ley inversa de bits (0→0, 1→8, 2→4, 3→12, ..., 14→7, 15→15). Entonces, en cada grupo, el bit número 0 será transmitido sin retraso, el bit número 1 se transmitirá con un retraso de 24ms, el bit número 2 se transmitirá con un retraso de 2x24ms, y etc., hasta el bit número 15 que se transmitirá con un retraso de 15x24ms. En el receptor, el “*deinterleaver*” trabaja como sigue: en cada grupo el bit número 0 se retrasará 15x24ms, el bit número 1 se retrasará 14x24ms, y etc., el bit número 14 se retrasará con 24ms y el bit número 15 no se retrasará. Después, la permutación de los bits será invertida. Obviamente, el “*deinterleaver*” restaura el flujo de bits en su correcto orden, pero el procedimiento completo de “*interleaving*” y “*deinterleaving*” resulta en un retraso total de decodificación de 15x24ms = 360ms. Éste es el precio que hay que pagar por una mejor distribución de los errores. Una ráfaga de errores en el canal físico será disuelta por el “*deinterleaver*”, por eso, una larga ráfaga de bits adyacentes (poco fiables) antes del “*deinterleaver*” será disuelta de forma que dos bits de una ráfaga tengan una distancia menor de 16 después del “*deinterleaver*” y antes del decodificador.

El “*interleaving*” en tiempo sólo será aplicado a los datos del MSC. El FIC tiene que ser decodificado sin retraso y sólo será entrelazado en frecuencia.

Se debería mencionar que otros componentes de la cadena de la señal DAB causan un retraso adicional en la señal. Esto es causado, por ejemplo, por la codificación y decodificación de fuente, codificación y decodificación convolucional, retrasos adicionales en la red de distribución a los emplazamientos transmisores, que son necesarios para la sincronización en redes de frecuencia única, y retrasos de camino entre el transmisor y el receptor. Típicamente, un codificador de audio MPEG-1/2 necesita un tiempo de procesado de 80ms. El mismo retraso es requerido también en el decodificador de audio [5]. Si varios codecs de audio son puestos en cascada en la cadena de distribución, el tiempo de retraso se incrementará acorde al número de etapas de la cascada.

La tabla 1.6 da una visión general de los órdenes de magnitud de las diferentes contribuciones al retraso total del sistema.

Mechanism	Delay	Remarks
Audio coding and decoding	~ 160 ms	depending on implementation
MSC Time Interleaving	360 ms	prescribed by DAB standard
Convolutional coding and decoding	~ 1 ms	depending on implementation
Network (terrestrial distribution)	~ 2 ms	
Network (satellite distribution)	~ 275 ms	Geosynchronous orbit
Transmission (terrestrial)	~ 0.2 ms	
Transmission (satellite)	~ 135 ms	Geosynchronous and highly inclined elliptical orbit

Tabla 1.6: Contribuciones al retraso total del sistema DAB

Sumando todas estas porciones de retraso, el retraso total de un programa de audio DAB resultará en más de 500ms para una transmisión terrenal, y más de 750ms para redes que usen un satélite para distribución o transmisión.

Estos valores son significativamente más altos que en los sistemas de radiodifusión analógicos tradicionales, como FM. Este hecho debe ser considerado para la realización de algunas aplicaciones críticas en el tiempo, tal que, anuncios de tiempo o programas interactivos como, por ejemplo, programas en los que intervenga el público a través de llamadas telefónicas.

1.2.4.2 Modulación DGPSK e interleaving en frecuencia

A causa de que las amplitudes de las subportadoras OFDM adyacentes están altamente correladas, los símbolos complejos modulados serán entrelazados en frecuencia. Esto se realizará con los símbolos QPSK antes del entrelazado en el tiempo. Explicamos esto mediante un ejemplo para TM II: un bloque de 768 bits codificados tienen que ser mapeados en 384 coeficientes complejos para un símbolo OFDM de duración T_S . Los primeros 384 bits serán mapeados a las partes reales de los 384 símbolos QPSK, los últimos 384 bits serán mapeados a las partes imaginarias. Para escribir esto formalmente, los bits del l -ésimo bloque $p_{i,l}$ ($i = 0, 1, \dots, 2K-1$) serán mapeados a los símbolos QPSK $q_{i,l}$ ($i = 0, 1, \dots, K-1$) según la siguiente regla:

$$q_{i,l} = \frac{1}{\sqrt{2}}[(1 - 2p_{i,l}) + j(1 - 2p_{i+k,l})], i = 0, 1, \dots, K - 1 \tag{1.7}$$

El entrelazado en frecuencia es simplemente una reenumeración de los símbolos QPSK según una permutación fija pseudoaleatoria $F(i)$, como se muestra en la tabla 1.7. Los símbolos QPSK después de la reenumeración son denotados por $y_{k,l}$ ($k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm K/2$).

Los símbolos QPSK entrelazados en frecuencia serán modulados diferencialmente según la ley:

$$z_{k,l} = z_{k,l-1} \cdot y_{k,l} \tag{1.8}$$

Los números complejos $z_{k,l}$ son los coeficientes complejos de *Fourier* del símbolo OFDM número l en la trama.

i	0	1	2	3	4	5	...	380	381	382	383
$k=F(i)$	-129	-14	-55	-76	163	141	...	-116	155	94	-187

Tabla 1.7: Permutación para el entrelazado en frecuencia (TM II)

1.2.4.3 Consideraciones de rendimiento

Realizar un entrelazado eficiente es indispensable para un sistema de codificación en un radio-canal móvil. Ráfagas de errores durante profundos desvanecimientos causarán que el decodificador de *Viterbi* falle. OFDM es muy apropiada para transmisiones codificadas sobre canales atenuados porque ésta permite un “*interleaving*” en tiempo y en frecuencia. Ambos mecanismos de “*interleaving*” trabajan juntos. Un “*interleaving*” eficiente requiere alguna incoherencia del canal para conseguir errores incorrelados o débilmente correlados a la entrada del decodificador de *Viterbi*. Esto está en contraste con los requisitos para la demodulación. Un canal rápido hace el “*interleaving*” en tiempo más eficiente, pero causa degradaciones debido a rápidas fluctuaciones de fase. El beneficio del “*interleaving*” en tiempo es muy pequeño para $f_{D_{max}} < 40\text{Hz}$. Por otro lado, éste es también el límite superior para la demodulación DQPSK para el TM I. Incluso para frecuencias *Doppler* bajas correspondientes a velocidades de coche bajas o moderadas y para transmisión VHF, el “*interleaving*” en tiempo no ayuda mucho. En este caso, el rendimiento puede ser salvado gracias a un eficiente “*interleaving*” en frecuencia. Largos ecos aseguran un “*interleaving*” en frecuencia eficiente. Como consecuencia, las SFN’s soportan el mecanismo de “*interleaving*” en frecuencia. Si, por otro lado, la atenuación del canal es baja y plana en la frecuencia, pueden ocurrir varias degradaciones incluso para un nivel de potencia recibida aparentemente suficiente.

1.3 Transporte y estructura del múltiplex

1.3.1 Introducción

El sistema DAB ha sido diseñado para portar varias señales de audio digital junto con señales de datos. Las señales de audio y de datos están consideradas como componentes de servicio, las cuales se pueden agrupar juntas para formar servicios. En esta sección vamos a describir los principales mecanismos de transporte disponibles en el múltiplex DAB.

El sistema de transmisión DAB combina 3 canales:

- 1) ***Canal Principal de Servicio (MSC)***: usado para portar componentes de servicio de audio y datos. El MSC es un canal de datos, que ha sido entrelazado en el tiempo, dividido en un número de subcanales, los cuales son individualmente codificados convolucionalmente, con protección igual o desigual contra errores. Cada subcanal puede portar uno o más componentes de servicio. La organización de los subcanales y las componentes de servicio es a lo que se denomina configuración del múltiplex.
- 2) ***Canal de Información Rápida (FIC)***: usado para el acceso rápido a la información por un receptor. En particular es usado para enviar la *Información de Configuración del Multiplex (MCI)* y opcionalmente *Información de Servicio* y servicios de datos. El FIC es un canal de datos que no han sido entrelazados en tiempo y con una protección igual contra errores fija.
- 3) ***Canal de Sincronización***: usado internamente dentro del sistema de transmisión para funciones básicas del demodulador, como sincronización de trama de transmisión, control automático de frecuencia, estimación del estado del canal e identificación del transmisor.

Cada canal suministra datos procedentes de diferentes fuentes y estos datos son utilizados para formar una trama de transmisión (ver Figura 1.6).

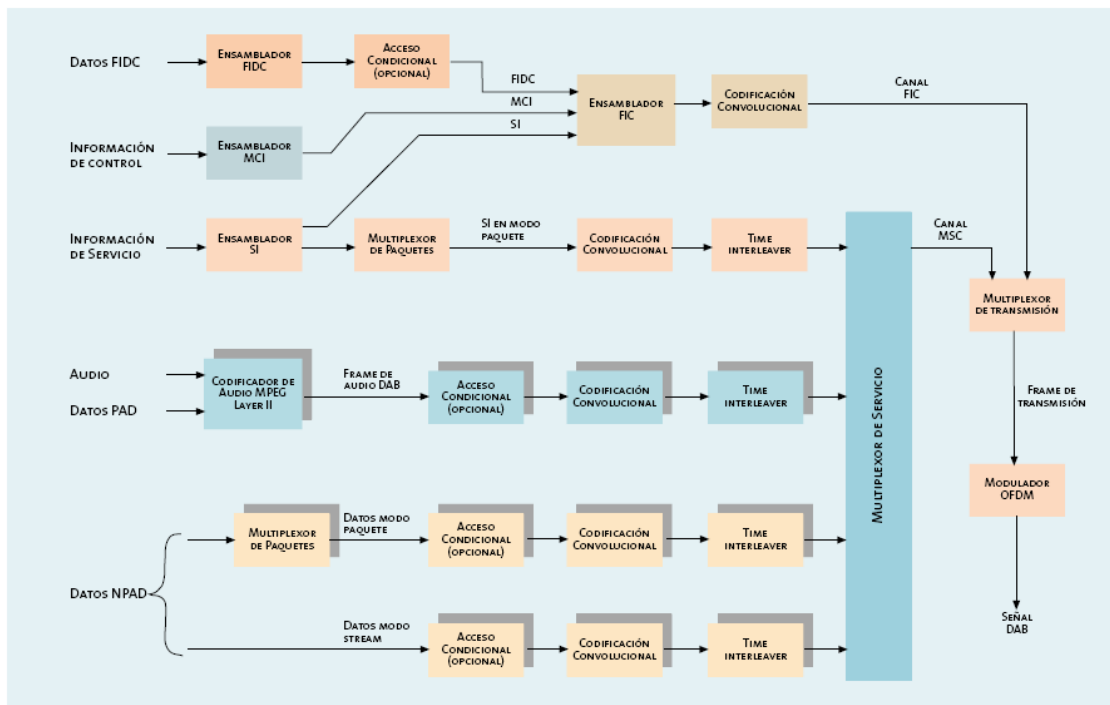


Figura 1.6: Arquitectura funcional del sistema DAB

Tanto la organización como la longitud de una trama de transmisión dependen del modo de transmisión. Los canales FIC y MSC se organizan respectivamente en bloques (FIBs) y tramas (CIF), que proporcionan paquetes de datos independientes del modo de transmisión (ver Figura 1.7).

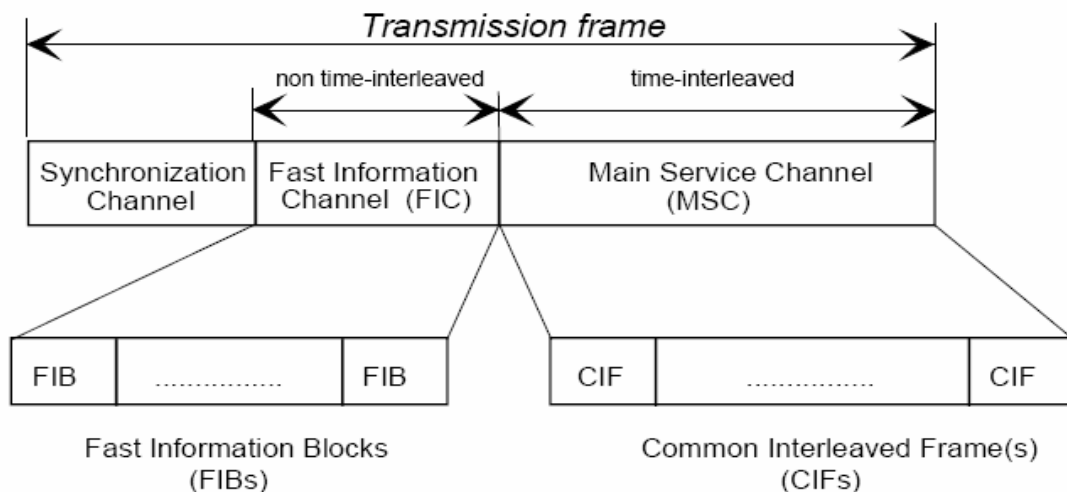


Figura 1.7: Descripción independiente del modo de transmisión el FIC y del MSC

La siguiente tabla muestra la duración de la trama de transmisión y el número de CIF's y FIB's que son asociados con cada trama de transmisión para cada uno de los cuatro modos de transmisión.

Transmission mode	Duration of transmission frame	Number of FIBs per transmission frame	Number of CIFs per transmission frame
I	96 ms	12	4
II	24 ms	3	1
III	24 ms	4	1
IV	48 ms	6	2

Tabla 1.8: Características generales de transporte de la trama de transmisión

En el modo de transmisión I, los 12 FIB's que constituyen una trama de transmisión serán divididos en cuatro grupos, cada uno de los cuales será asignado a uno de los CIF's que contribuyen a la misma trama de transmisión. La información contenida en los tres primeros FIB's se referirán al primer CIF, la información contenida en los tres FIB's siguientes se referirán al segundo CIF, y así con el resto. Todos los FIB's que contribuyen a una trama de transmisión, en los modos de transmisión II y III, serán asignados a un CIF asociado con esa trama de transmisión. En el modo de transmisión IV, los seis FIB's que contribuyen a una trama de transmisión serán divididos en dos grupos, cada uno de los cuales será asignado a uno de los CIF's que contribuyen a la misma trama de transmisión. La información contenida en los tres primeros FIB's se referirán al primer CIF y la información contenida en los tres FIB's siguientes se referirán al segundo CIF.

1.3.2 Fast Information Channel (FIC)

El FIC es un canal de baja velocidad (4Kbps), el cual contiene información que puede ser adquirida de forma rápida por el receptor. Este canal incluye la información de configuración del múltiplex (MCI, *Multiplex Configuration Information*), que describe los diferentes canales o servicios (audio y datos) que se transportan en el canal principal o MSC. Además, y de forma opcional puede incluir Información de Servicio (SI, *Service Information*) – que describe los diferentes contenidos emitidos (título, etc.) -, información de acceso condicional (CA, *Conditional Access*) y varios servicios de datos de baja velocidad que se transmiten en un canal denominado FIDC (*Fast Information Data Channel*) los cuales pueden ir o no encriptados.

El FIC está formado por un cierto número de FIB's que portan la información. Cada FIB está compuesto de 32 bytes: 2 bytes CRC son usados para detección de errores, los 30 bytes restantes los forman los FIG (*Fast Information Group*) en los cuales se codifica la información de configuración del múltiplex (MCI) y otro tipo de información. Los FIG's son distinguidos por un campo "tipo". Los FIG's de tipo 0 son usados para la MCI y la información de servicio (SI), los FIG's de tipo 1 son usados para enviar etiquetas de texto, los FIG's de tipo 5 son usados para enviar datos generales en el FIDC y los FIG's de tipo 6 son usados con sistemas de control de acceso.

En la figura 1.8 se muestra la estructura del FIB.

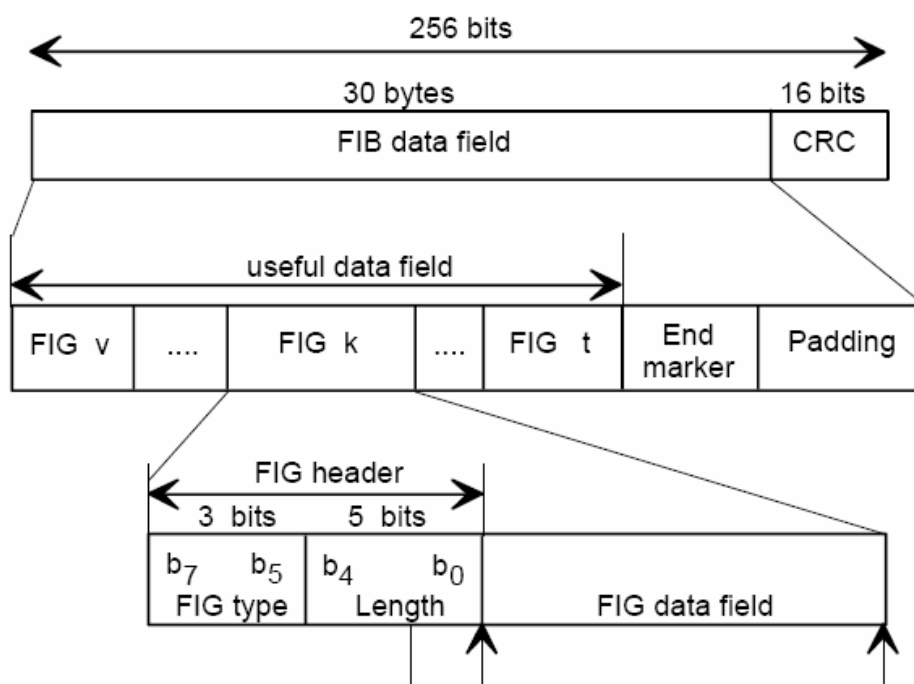


Figura 1.8: Estructura del FIB

1.3.3 Main Service Channel (MSC)

El MSC transporta los diferentes componentes de servicio (audio y datos) en forma de subcanales multiplexados en el tiempo. El MSC está formado por tramas lógicas de 55296 bits, que duran 24ms, denominadas CIF, las cuales proporcionan una tasa de bits de 2,3Mbps, en los que se incluyen todos los servicios de audio y datos, así como la redundancia (codificación convolucional) introducida para la corrección de errores.

El MSC se divide en un número variable de subcanales, hasta un máximo de 64. En cada uno de ellos se transporta un canal de audio o un canal de datos, pudiendo tener cada subcanal una tasa de bits distinta, según la calidad del servicio de audio o de datos que se desea proporcionar.

Cada subcanal se obtiene a partir de un codificador de audio o de un codificador o multiplexador de datos, a los que puede seguir un sistema opcional de encriptado.

A cada subcanal se le añade información de redundancia (codificación convolucional) para la corrección de errores que puede ser del tipo EEP (*Equal Error Protection*) o UEP (*Unequal Error Protection*), y en los que se puede elegir diferentes perfiles de protección, según la clase de servicio transmitido. Una vez aplicada la corrección de errores, la tasa total de bits de 2,3Mbps, queda reducida a una tasa de bits útil que oscila entre 0,6 y 1,7Mbps, dependiendo del nivel de protección elegido.

Por último, a cada subcanal se le aplica un “*interleaving*” en tiempo, para mejorar el comportamiento frente a errores. Los diferentes subcanales son multiplexados en el tiempo, generándose una secuencia de CIF’s que constituyen el MSC.

Dentro del canal MSC se definen dos modos de transporte de la información asociada a cada uno de los subcanales de audio y/o datos:

- **Modo stream:** este modo permite la transmisión de un canal síncrono (de audio o datos) de forma transparente desde la fuente hasta el receptor y en velocidades que deben ser múltiplos de 8Kbps. Se usa fundamentalmente para la transmisión de canales de audio digital comprimido MPEG, aunque también puede utilizarse para la transmisión de un canal síncrono de datos.
- **Modo paquete:** este modo permite la transmisión de varios componentes de datos, que pueden pertenecer al mismo o a diferentes servicios, dentro de un mismo subcanal, siendo la capacidad total de éste un múltiplo de 8Kbps. La información de datos se organiza en paquetes, a los que se le asigna una dirección entre 1 y 1023. A cada componente del servicio se le asigna un grupo de paquetes con una determinada dirección, de forma que se pueden enviar 1023 componentes distintos dentro de un mismo subcanal. La dirección “0” se reserva para paquetes de relleno (“padding”), los cuales se enviarán cuando no existan paquetes de datos a ser transmitidos.

1.4 Arquitectura del receptor

En esta sección vamos a describir la arquitectura general de un receptor de radio digital explicando brevemente el funcionamiento de cada bloque que forma el receptor. A continuación proponemos una solución de receptor usando dispositivos comerciales y describiremos con más detalle el funcionamiento de cada dispositivo.

1.4.1 Arquitectura general del receptor

En la Figura 1.9 presentamos un diagrama de bloques de un receptor típico DAB. La señal recibida de la antena es procesada en el *cabecal de RF*, filtrada, amplificada y mezclada a una frecuencia intermedia o directamente a banda base. La señal resultante es convertida al dominio digital por medio de un ADC (*Analogue to Digital Converter*) y procesada por el *front-end* digital para generar una señal digital compleja en banda base. Esta señal en banda base es aplicada al demodulador OFDM, realizando primero una FFT (*Fast Fourier Transform*) [4]. Cada portadora es entonces demodulada diferencialmente por un demodulador DQPSK y después se realiza un “*deinterleaving*” en tiempo y en frecuencia.

Finalmente, la señal es aplicada al decodificador *Viterbi* para eliminar la redundancia añadida en el lado del transmisor para minimizar el error residual causado por los errores de transmisión. Después del decodificador *Viterbi* los datos codificados de fuente, como audio, servicio de datos e información del FIC, están listos para su procesado. El subcanal de audio seleccionado es decodificado por el decodificador de audio, mientras que un flujo de datos puede ser transferido a un decodificador externo a través del interfaz de datos del receptor RDI u otros interfaces.

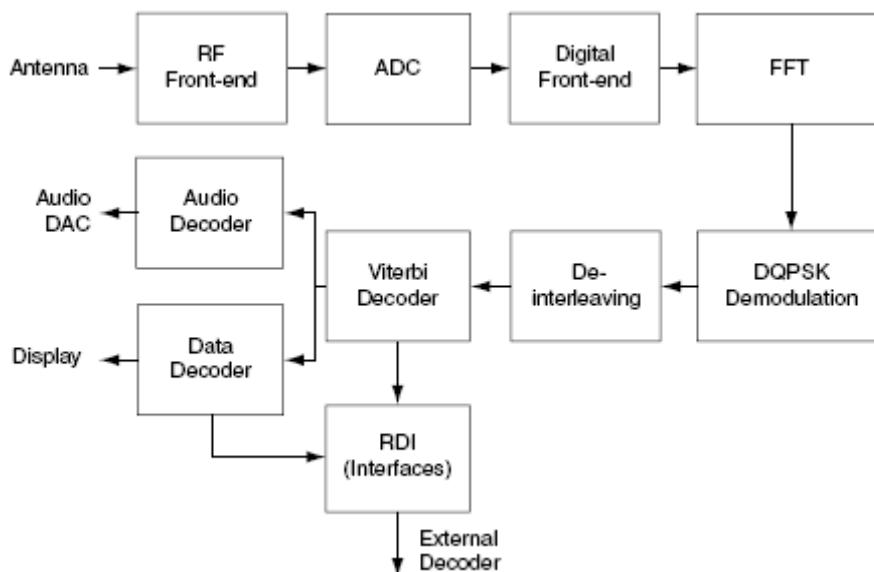


Figura 1.9: Diagrama de bloques del receptor

1.5 Características RF

En esta sección se definen las opciones preferidas de modos de transmisión como función de las condiciones operativas del sistema.

También se indican las características nominales de la señal de transmisión DAB al nivel de radio-frecuencia, y los valores permitidos de la frecuencia central.

1.5.1 Uso de los modos de transmisión

La elección adecuada del modo de transmisión depende de las condiciones del sistema.

El modo de transmisión I ha sido pensado para ser usado en redes terrestres de frecuencia única SFN (*Single Frequency Network*) y transmisiones de área local en las bandas I, II y III.

Los modos de transmisión II y IV han sido pensados para ser usados en transmisiones locales terrestres en las bandas I, II, III, IV y V, y en la banda L de microondas (1452 - 1492MHz). También puede ser usado para transmisiones por satélite o híbridas terrestres-satelitales en la banda L.

El modo de transmisión III ha sido pensado para ser usado en transmisiones terrestres, satelitales e híbridas terrestre-satelitales por debajo de los 3000MHz.

Para distribución por cable, el modo III es el que presenta mejores características ya que permite la transmisión en todas las bandas del cable. No obstante, los demás modos de transmisión también pueden ser usados, dependiendo de la banda de frecuencia elegida.

1.5.2 Características en el dominio del tiempo

La señal de transmisión DAB consiste en una sucesión de tramas de transmisión consecutivas de 96ms de duración para el modo de transmisión I, 24ms de duración para los modos de transmisión II y III, y 48ms de duración para el modo de transmisión IV.

El canal de sincronización requiere los primeros 5208 periodos elementales (aproximadamente 2,543ms) para el modo de transmisión I, 1302 periodos elementales (aprox. 0,636ms) para el modo de transmisión II, 664 periodos elementales (aprox. 0,324ms) para el modo de transmisión III y 2604 periodos elementales (aprox. 1,271ms) para el modo de transmisión IV. El periodo elemental es de 1/ 2048000 segundos.

Los símbolos OFDM modulados, correspondientes al FIC y al MSC, ocupan la porción restante de la trama de transmisión. Éstos son aproximadamente 93,457ms para el modo de transmisión I, 23,364ms para el modo de transmisión II, 23,676ms para el modo de transmisión III y 46,729ms para el modo de transmisión IV.

Los símbolos OFDM modulados, como una suma de portadoras equiespaciadas con fases independientes, exhiben una distribución de amplitud parecida a la gaussiana.

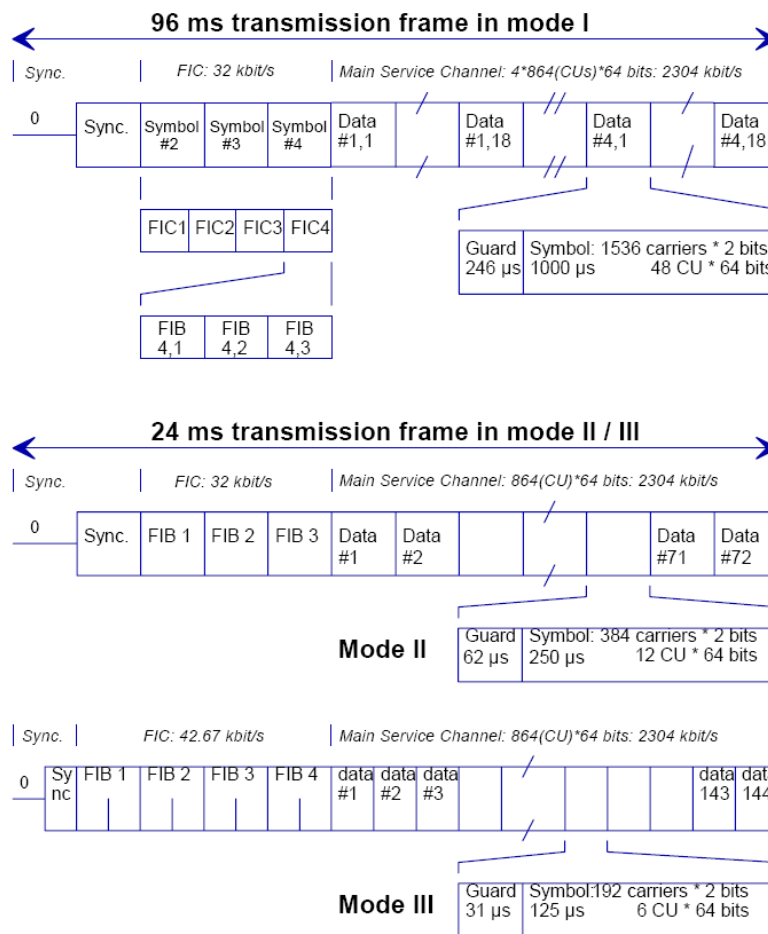


Figura 1.10: Estructura de la trama de transmisión

1.5.3 Característica en el dominio de la frecuencia

El canal de sincronización, constituye un patrón fijo durante el cual la señal transmitida es la yuxtaposición de portadoras ortogonales equiespaciadas, con amplitudes y fases fijas.

Los símbolos OFDM modulados constituyen una yuxtaposición de portadoras ortogonales equiespaciadas, con amplitudes constantes y fases independientes y variantes en el tiempo, resultantes del proceso de modulación.

La densidad espectral de potencia $P_K(f)$ de cada portadora a la frecuencia $f_k = f_c + k/T_U$ ($-K/2 \leq k < 0$ y $0 < k \leq K/2$) es definida por la siguiente expresión:

$$P_k(f) = \left[\frac{\text{sen}(\pi(f - f_k)T_s)}{\pi(f - f_k)T_s} \right]^2 \tag{1.9}$$

La densidad espectral de potencia total de los símbolos modulados es la suma de las densidades espectrales de potencia de todas las portadoras. Dado que la duración del símbolo OFDM es mayor que la inversa del espaciado entre portadoras, el lóbulo principal de la densidad espectral de potencia de cada portadora es más estrecho que dos veces el espaciado entre portadoras. En las Figuras 1.10, 1.11, 1.12, y 1.13 se muestran los espectros teóricos de la señal de transmisión DAB para los cuatro modos de transmisión.

El nivel de la señal a frecuencias fuera del ancho de banda nominal de 1,536MHz puede ser reducido aplicando un filtrado apropiado.

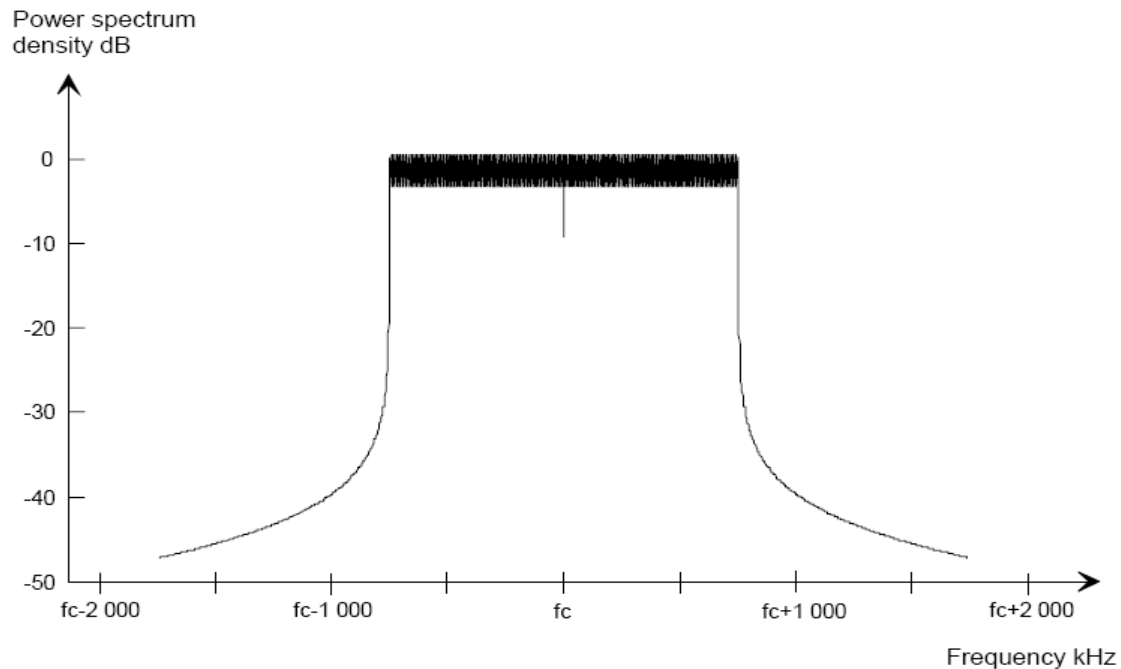


Figura 1.11: Espectro teórico de la señal de transmisión DAB para el modo de transmisión I

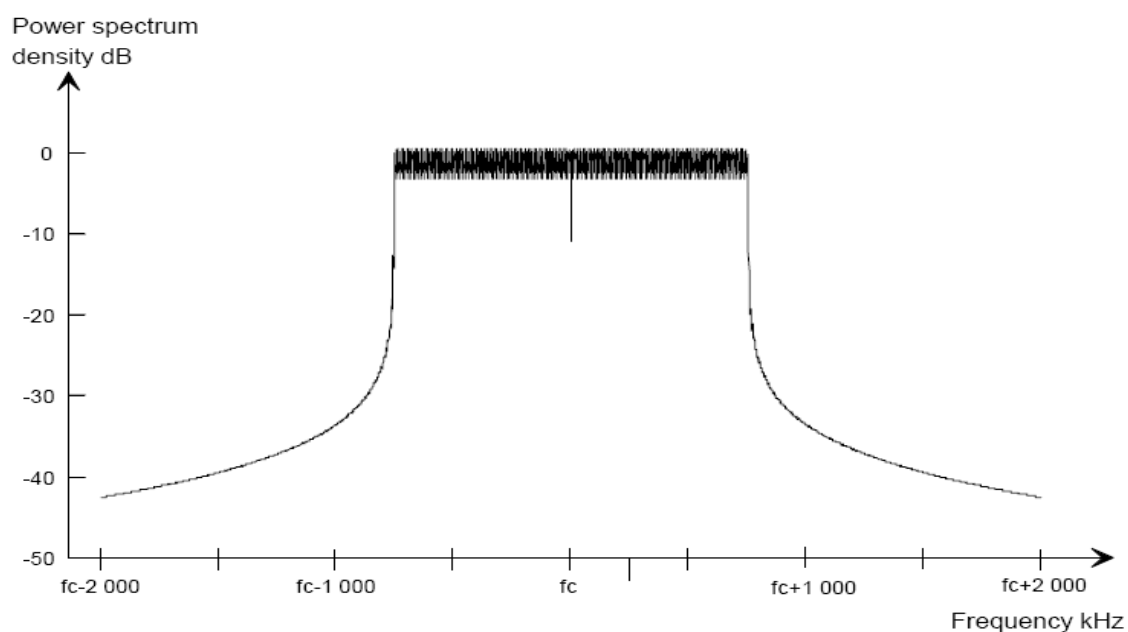


Figura 1.12: Espectro teórico de la señal de transmisión DAB para el modo de transmisión II

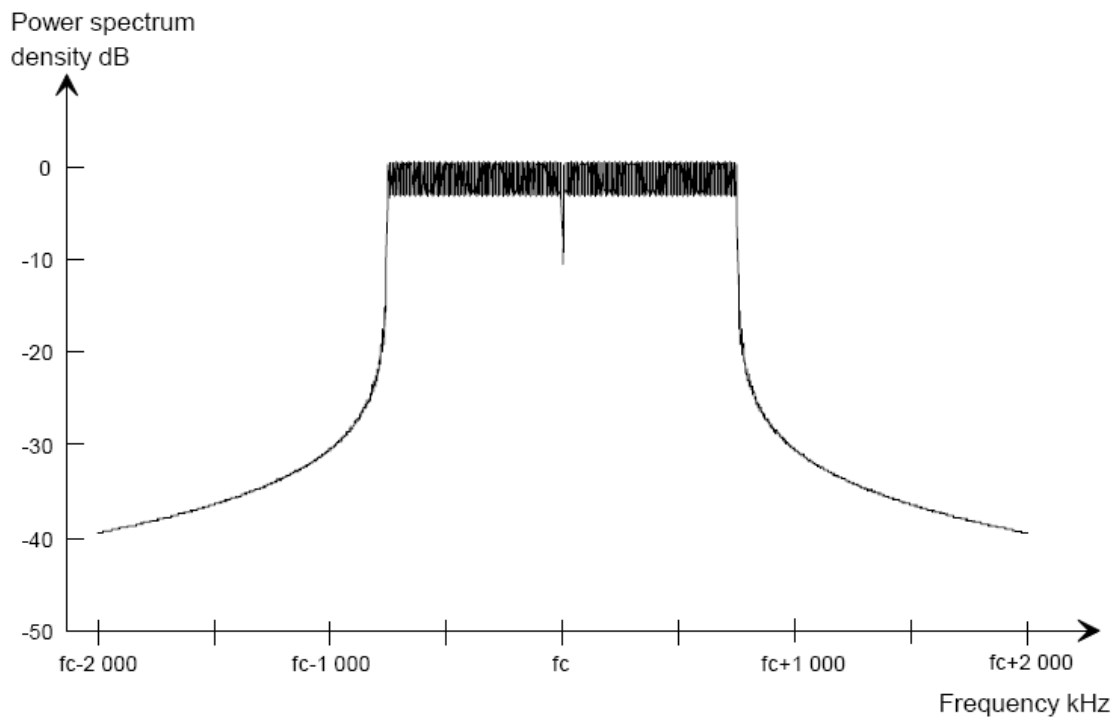


Figura 1.13 Espectro teórico de la señal de transmisión DAB para el modo de transmisión III

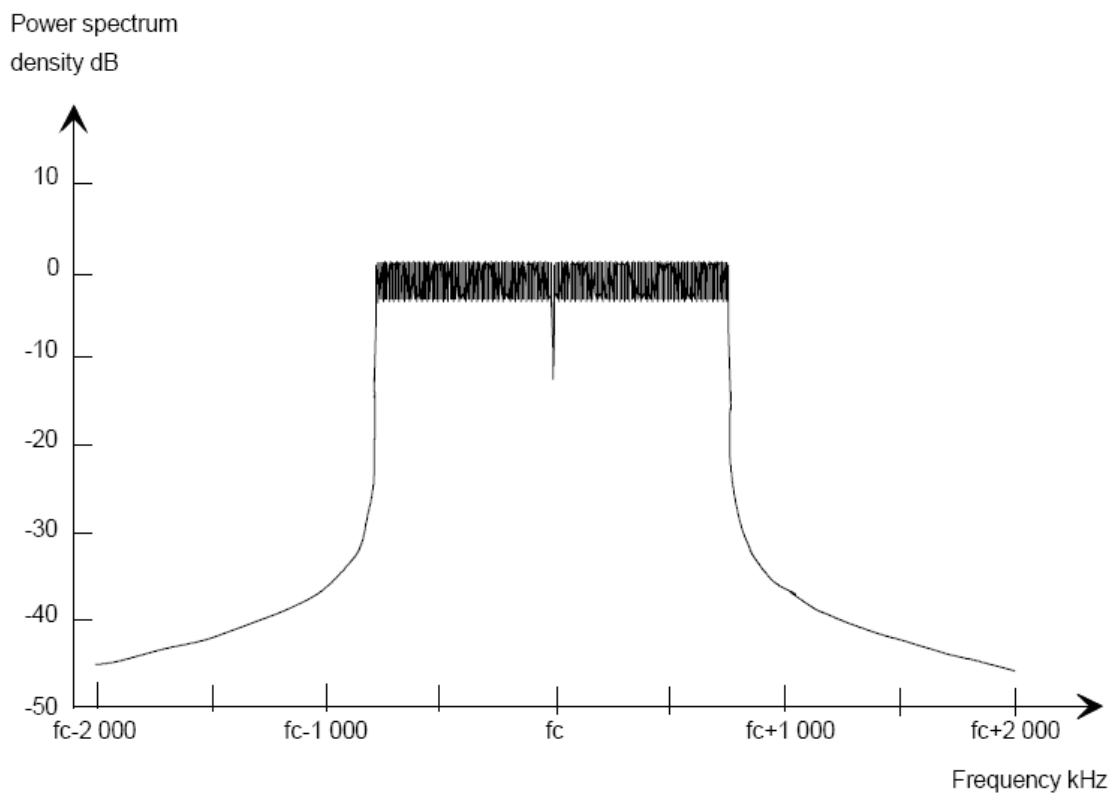


Figura 1.14: Espectro teórico de la señal de transmisión DAB para el modo de transmisión IV

1.5.4 Frecuencias seccionadas para DAB

La especificación Eureka 147/DAB permite el uso un gran número de frecuencias centrales. Se recomienda que estas frecuencias sean preferidas a todos los demás en cualquier procedimiento del planeamiento de frecuencias. Las opciones consideran las alternativas que pueden ser necesarias para utilizar el espectro eficientemente bajo un abanico de escenarios compartidos.

Las frecuencias recomendadas se muestran en las tablas 1.9, 1.10 y 1.11:

Channel		Frequency (MHz)
2	A	47,936
2	B	49,648
2	C	51,360
2	D	53,072
3	A	54,928
3	B	56,640
3	C	58,352
3	D	60,064
4	A	61,936
4	B	63,648
4	C	65,360
4	D	67,072

Tabla 1.9: Frecuencias centrales para la banda I

Channel		Frequency (MHz)
5	A	174,928
5	B	176,640
5	C	178,352
5	D	180,064
6	A	181,936
6	B	183,648
6	C	185,360
6	D	187,072
7	A	188,928
7	B	190,640
7	C	192,352
7	D	194,064
8	A	195,936
8	B	197,648
8	C	199,360
8	D	201,072
9	A	202,928
9	B	204,640
9	C	206,352
9	D	208,064
10	A	209,936
10	B	211,648
10	C	213,360
10	D	215,072
10	N	210,096
11	A	216,928
11	B	218,640
11	C	220,352
11	D	222,064
11	N	217,088
12	A	223,936
12	B	225,648
12	C	227,360
12	D	229,072
12	N	224,096
13	A	230,784
13	B	232,496
13	C	234,208
13	D	235,776
13	E	237,488
13	F	239,200

Tabla 1.10: Frecuencias centrales para la banda III

Channel		Frequency (MHz)
L	A	1 452,960
L	B	1 454,672
L	C	1 456,384
L	D	1 458,096
L	E	1 459,808
L	F	1 461,520
L	G	1 463,232
L	H	1 464,944
L	I	1 466,656
L	J	1 468,368
L	K	1 470,080
L	L	1 471,792
L	M	1 473,504
L	N	1 475,216
L	O	1 476,928
L	P	1 478,640
L	Q	1 480,352
L	R	1 482,064
L	S	1 483,776
L	T	1 485,488
L	U	1 487,200
L	V	1 488,912
L	W	1 490,624
L	1	1 452,816
L	2	1 454,560
L	3	1 456,304
L	4	1 458,048
L	5	1 459,792
L	6	1 461,536
L	7	1 463,280
L	8	1 465,024
L	9	1 466,768
L	10	1 468,512
L	11	1 470,256
L	12	1 472,000
L	13	1 473,744
L	14	1 475,488
L	15	1 477,232
L	16	1 478,976
L	17	1 480,720
L	18	1 482,464
L	19	1 484,208
L	20	1 485,952
L	21	1 487,696
L	22	1 489,440
L	23	1 491,184

Tabla 1.11: Frecuencias centrales para la banda L

1.6 Solución comercial

En primer lugar presentamos un diagrama de bloques general en el que se muestra la solución comercial adoptada para el desarrollo de un receptor DAB:

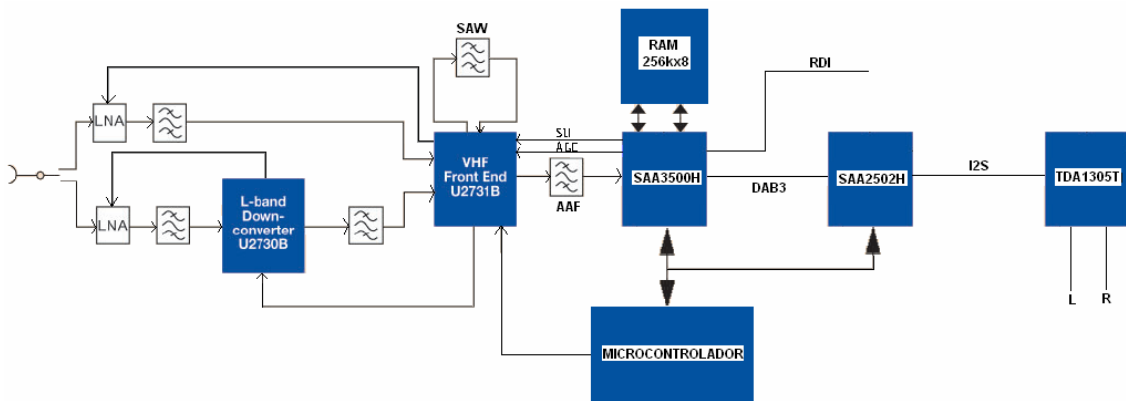


Figura 1.15: Diagrama de bloques de la solución comercial propuesta

Podemos observar en el esquema como después de la antena encontramos un diplexor cuya función es la de separar la señal recibida en las dos bandas de trabajo posibles, VHF banda III y banda L. Dado que la banda L trabaja a una frecuencia muy superior a la banda III de VHF, es necesario “bajar” la señal en dicha banda para trabajar dentro de una única banda de frecuencia (la banda III de VHF). Para ello se empleará el circuito integrado U2730B de Temic.

Tras el diplexor nos encontramos, para ambas bandas, con dos amplificadores LNA sintonizables cuya función es la de optimizar el rendimiento eliminando componentes de ruido que se incorporan a nuestra señal. Tras estos LNA nos encontramos dos filtros sintonizables (“*tracking filters*”) que se encargan de eliminar las frecuencias imágenes evitando así la distorsión que introducen estas frecuencias al realizar el mezclado.

A continuación vamos a describir el funcionamiento interno de cada uno de los integrados que componen el receptor:

- ***L-Band Down-Converter U2730B de Temic [12]:***

El U2730B es un circuito “*L-band down converter*” de TEMIC que dispone de un amplificador y un mezclador controlados por ganancia, un buffer de salida, un circuito de control de ganancia, un oscilador en la banda L y un bloque sintetizador de frecuencia. Diseñado para aplicaciones en un receptor DAB, el propósito de este circuito es “bajar” las señales de entrada de un rango de 1452MHz a 1492MHz, a una frecuencia intermedia en un rango de 190MHz a 230MHz que pueda ser manejado por un posterior *tuner* DAB. La señal de salida del integrado, es filtrada antes de ser introducida a uno de los dos canales de entrada del integrado U2731B.

- ***VHF Front-end U2731B de Temic [11]:***

El U2731B representa un circuito integrado *front end* de TEMIC diseñado para aplicaciones en receptores DAB. Abarca procesado de señal RF e IF, sección PLL y también soporta funciones como convertidores D/A o salidas conmutadas.

Los dos puertos de entrada RF ofrecen la posibilidad de manejar varias señales de entrada, tanto señales en banda L “down-converters” o señales RF en banda II o banda III. El alto rango dinámico de las señales de entrada y el uso de un amplificador de ganancia controlada y un mezclador de ganancia controlada en la sección RF ofrece la posibilidad de manejar incluso señales de entrada fuertes. La señal LO de la primera etapa mezcladora es derivada de un VCO. La frecuencia del VCO es directamente dividida por 2 o directamente introducida al mezclador. Así la banda II y la banda III pueden ser abarcadas fácilmente.

En la sección IF, ésta puede ser elegida si la primera señal IF es “bajada” a una segunda, una baja IF o si es simplemente amplificada para aparecer a la salida IF. Si la opción de “down-conversion” es elegida, ésta puede ser seleccionada si la señal LO del mezclador IF es derivada directamente de la señal de referencia del PLL, o si es generada doblando su frecuencia. Los amplificadores son controlados por ganancia.

Las partes RF e IF contienen bloques funcionales AGC que generan los voltajes de control AGC. Los umbrales AGC pueden ser definidos por medio de tres convertidores D/A de 4 bits.

La frecuencia del VCO es bloqueada a una frecuencia de referencia por un circuito PLL “N-fractional” el cual garantiza un resultado muy bueno en cuanto al ruido de fase. La frecuencia de referencia es generada por un oscilador de cristal, el cual también puede ser dirigido por una señal externa. Empezando por un valor mínimo, el factor de escala de referencia es programable libremente.

Tres salidas conmutadas pueden ser usadas por varias tareas conmutadas de la tarjeta *front end*. Tres convertidores D/A de 8 bits proporcionan un voltaje de salida entre 0 y 8,5 voltios para mejorar los voltajes de sintonización de los preselectores sintonizados, los cuales son derivados del voltaje sintonizado del VCO.

Todas las funciones de este circuito son controladas por bus I²C [2].

- **Integrado SAA3500 de Philips [7]:**

La Señal IF de 2,048MHz es digitalizada por un ADC flash de 8 bits, el cual muestrea a 8,192MHz. El nivel necesario de entrada esta limitado a una tensión de 2V pico a pico. Debido a la velocidad de los circuitos “sample and hold” es posible un submuestreo, por tanto todas las frecuencias IF de $N \cdot 8192 \pm 2,048\text{MHz}$ pueden ser usadas. Si se requiere una resolución mas alta del ADC se puede conectar un ADC externo.

El mezclador digital acepta una señal IF de 2,048MHz como entrada y la convierte a banda base con componentes en fase y en cuadratura. El mezclador digital está ajustado a la base de una estructura DAB con 1Hz de resolución para prevenir degradaciones de rendimiento. Las señales de salida del mezclador son filtradas digitalmente y están sujetas a un interno AGC antes de entrar en la posterior etapa FFT.

La salida de los detectores digitales AGC indica para cada muestra de entrada si el nivel está por debajo o por encima del nivel de entrada de referencia. Por medio de un filtro externo [14] [15] y un control de ganancia, la señal puede ser usada para ajustar el nivel de la señal de entrada del ADC.

El “*detector null*” opera sobre la señal digital en banda base e indica la “gruesa” posición del símbolo inválido DAB, el cual es usado para inicialización de base de tiempos. El espaciado de los símbolos inválidos detectados es usado para detectar el modo de transmisión DAB.

La base de tiempo cuenta muestras sobre los símbolos y base de la estructura para generar la ventana interna de control para la FFT y para generar una señal de sincronismo de trama durante el símbolo inválido. La inicialización de la base de tiempos es determinada por la señal de detección de símbolo inválido y por el modo elegido DAB. Después de la inicialización de la base de tiempos, el SAA3500H estará en el modo de procesado de símbolos y el detector de símbolos inválidos será desactivado.

El demodulador OFDM aplica una FFT en tiempo real y una demodulación diferencial a la señal en banda base. La salida es cuantizada por una métrica de 4 bits para el decodificador *Viterbi*. La posición de la ventana FFT es ajustada sobre la base de la trama DAB para evitar interferencia entre símbolos.

El resultado de la FFT del símbolo de referencia es procesado por el núcleo de sincronización para llevar a cabo dos funciones: estimación del error de frecuencia de la señal en banda base, el cual es necesario para ajustar el mezclador digital (AFC), y cálculo de la respuesta al impulso del canal (CIR) para posicionar la ventana FFT y el reloj del sistema. Todos los lazos de control de frecuencia y de tiempo son realizados en el núcleo de sincronización y pueden ser influenciados desde el interfaz de control.

El decodificador *Viterbi* es precedido por un “*deinterleaving*” en tiempo y frecuencia de las métricas de llegada en una RAM externa [13] para distribuir los errores de ráfaga causados por desvanecimientos en el canal. La tasa variable de decodificación es hecha con una velocidad de decisión de 3,072Mbps. Los bits de salida son re-codificados y comparados con los bits de entrada correspondientes para generar una señal de error.

La selección de subcanal es hecha sobre la base de una unidad de capacidad (CU). Todos los esquemas de protección de errores desiguales estandarizados para audio y los esquemas para protección de errores iguales para datos son proporcionados. Hasta 64 subcanales pueden ser elegidos separadamente, lo que significa unas capacidades de decodificación DAB virtuales ilimitadas.

El interfaz de salida proporciona un interfaz receptor de datos (RDI) de alta velocidad estandarizado para todos los subcanales de datos. Esto permite extender el receptor DAB con decodificadores externos para todo tipo de servicios. Un interfaz dedicado es proporcionado por el SAA2502, decodificador de audio el cual completa el receptor DAB.

El reloj del sistema de 24,576MHz puede ser generado por un DCXO integrado el cual es internamente bloqueado para la señal DAB. El reloj esta disponible en un pin para proporcionar un reloj síncrono para el decodificador MPEG y el microcontrolador.

El interfaz configurable de control del bus I²C o L3 proporciona un acceso al control automático de frecuencia (AFC), respuesta al impulso del canal (CIR), rápida información de canal (FIC) y controles de selección de subcanales

- **Integrado SAA2502 de Philips [6]:**

Este dispositivo es un decodificador de audio que soporta diferentes posibilidades de decodificación de muestreo a baja frecuencia de MPEG2.

Soporta una variedad de formatos de salida: I²S, SPDIF y series analógicas de bits de 256 o más muestras.

El interfaz de entrada recoge datos del buffer de entrada, permitiendo el manejo de una tasa de bit de entrada variable y con entrada de datos en ráfagas de longitud fija.

Soporta los protocolos de interfaz de microcontrolador del bus I²C y de L3.

Soporta las capas I y II de MPEG1 así como los requerimientos de MPEG2 para un decodificador estéreo.

Para una descripción desde el punto de vista funcional podemos distinguir diferentes bloques. Una sección de generación de reloj obtiene las señales de reloj necesarias internamente y externamente a través de sus entradas de reloj. La sección de interfaz de entrada recibe o recoge datos codificados en uno de los modos soportados. El demultiplexor manejador de sincronización de tramas analiza, demultiplexa y oculta los errores del flujo de datos de entrada. El decuantizador y escalador lleva a cabo las operaciones de decuantización y escalado en el flujo de bits de entrada para producir las muestras en la subbanda.

Las muestras de la subbanda son transferidas al banco de filtros de síntesis los cuales reconstruyen las muestras de audio en banda base. El bloque de interfaz de salida transforma las muestras de audio al formato requerido por cada uno de los puertos de salida.

El bloque de control de decodificación acoge al interfaz con el microcontrolador I²C/L3 y maneja la respuesta al control de señal externo. Este bloque permite la

aplicación para configurar este dispositivo, para leer su estado decodificado y para leer datos adicionales y etc.

- **Integrado TDA1305T de Philips [9]:**

El TDA 1503T es un nuevo tipo de filtro DAC, el cual caracteriza una única combinación del flujo de bits y técnicas de calibración continuas. El convertidor funciona como un convertidor de flujo de bits para señales bajas mientras que señales altas son generadas usando las técnicas de calibración continuas dinámicas, de lo que resulta un bajo consumo de potencia, pequeño tamaño del chip y fácil aplicación.

El TDA 1305T es un DAC CMOS dual con filtro de sobre muestreo y moldeador de ruido. La combinación de sobre muestreo a $16f_s$, ruido moldeado de segundo orden y la calibración con conversión continua aseguran que sólo se requiera un simple post-filtrado de primer orden analógico.

El dispositivo soporta modo entrada de datos bus I²S con longitudes de palabra superiores a 20 bits ($f_{sys} = 256f_s$) y el formato de entrada de datos serie fijo LSB con longitudes de palabra de 16, 18 y 20 bits ($f_{sys} = 384f_s$). Para filtros FIR en cascada aumenta la tasa de sobre muestreo 16 veces. Una función de muestreo y retención aumenta la tasa de sobre-muestreo a 96 veces o 128 veces. Un moldeador de ruido de segundo orden convierte este dato sobre muestreado en un flujo de bits para un DAC de 5 bits.

Los DAC's son del tipo de calibración continua e incorporan una codificación de datos especial. Esto asegura una relación señal a ruido extremadamente alta, elevado rango dinámico e inmunidad a variaciones en el proceso y envejecimiento de componentes.

Dos amplificadores operacionales a bordo convierten la corriente digital a analógica en un voltaje de salida. Las capacidades conectadas externamente transforman el filtrado de primer orden requerido de forma que no se necesite post filtrado.

La combinación única del flujo de bits y técnicas de calibración continuas, junto con un alto grado de integración analógica y digital, resulta en un filtro DAC simple con rango dinámico de 18 bits, alta linealidad y un bajo coste de aplicación.

- **Microcontrolador [3][8]:**

Es necesario un microcontrolador de 16 bits capaz de trabajar con el bus I²C para la correcta coordinación de todos los elementos que componen el receptor. Un ejemplo comercial de dicho microcontrolador podría ser la familia de microcontroladores PCF84C00B de Philips.