

CAPÍTULO 6

CODIFICACIÓN DE CANAL

Una vez realizadas las operaciones de codificación de la fuente (los procesos estudiados en capítulos anteriores), tenemos un tren de transporte constituido por paquetes de 188 bytes que hay que transmitir vía radiofrecuencia (satélite, cable, emisión terrestre) hacia los usuarios.

Hemos visto más atrás que estos «canales» de transmisión desgraciadamente no están exentos de errores, debido a toda clase de perturbaciones que se añaden a la señal útil (ruido, interferencias, ecos...).

Ahora bien, una señal digital —especialmente cuando se le ha quitado cualquier tipo de redundancia durante el proceso de compresión— requiere una tasa de errores (BER o *Bit Error Rate*) extremadamente pequeña para obtener un rendimiento satisfactorio (BER de 10^{-10} a 10^{-12} , es decir, del orden de un error por hora para un flujo útil de 30 Mbits/s).

Un canal que garantice esta tasa de errores recibe el nombre de «casi sin error» (QEF, *Quasi Error Free*), aunque a veces también se utiliza la expresión de «super canal».

Por tanto, conviene tomar ciertas medidas de prevención antes de la modulación para permitir la detección y la corrección en el receptor de la mayoría de los errores que pueda llevar el canal de transmisión en condiciones normales de utilización.

Estas medidas, donde la principal consiste siempre en introducir una redundancia *calculada* en la señal (disminuyendo, por consiguiente, la eficacia del proceso de compresión), se llaman *Forward Error Correction* (FEC) y constituyen la esencia de la codificación de canal.

Por supuesto, éstas deberán estar adaptadas a las especificaciones del canal de transmisión.

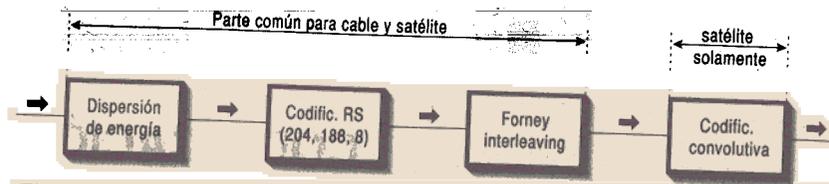


Figura 6.1. Serie de operaciones de corrección de errores efectuadas en la emisión.

Estas operaciones se detallan en los siguientes apartados, aunque sin entrar realmente en profundidad en los sofisticados misterios de los códigos de corrección de errores utilizados.

No obstante, en el Anexo 1, al final de esta obra, exponemos este principio basándonos en la descripción de códigos más sencillos y proporcionando algunas referencias bibliográficas al lector deseoso de profundizar en este tema.

6.1. DISPERSIÓN DE ENERGÍA

Comentar esta parte del tratamiento no es hablar de la corrección de errores propiamente dicha, sino que está especificada como paso previo a la emisión para uniformizar el espectro de RF.

Los paquetes de transporte tienen una longitud de 188 bytes, donde el primer byte es de sincronización cuyo valor es 47 hex. (01000111), transmitiéndose los bits de mayor peso al principio (Fig. 6.2).



Figura 6.2. Paquete transporte previo a la corrección de error.

A fin de evitar series largas de 0 o de 1, la señal debe hacerse cuasi aleatoria (*randomized*) para asegurar la *dispersión de energía* del espectro de radiofrecuencia radiado (reparto uniforme de la energía en el canal de emisión).

Esto se consigue desordenando (o mezclando) los datos por medio de una secuencia pseudoaleatoria (PRBS, *Pseudo Random Binary Sequence*), generada por el polinomio $1 + X^{14} + X^{15}$.

El esquema correspondiente al generador pseudoaleatorio, que es el mismo para desordenar y ordenar, es relativamente sencillo y se presenta en la figura 6.3.

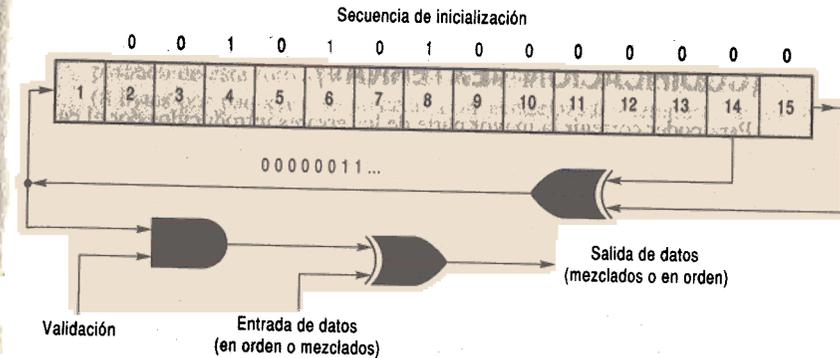


Figura 6.3. Esquema correspondiente del generador pseudoaleatorio (según prETS 300 421, European Telecommunication Standards Institute, 1995).

El generador pseudoaleatorio se reinicializa cada 8 paquetes de transporte cargando la secuencia «100101010000000» en su registro.

A fin de poder indicar el principio de la secuencia, el byte de sincronización del primer paquete del grupo de 8 al que se aplica la desordenación está invertido (47 hex se convierte entonces en B8 hex).

Los bytes de sincronización no se ven afectados por la desordenación, aunque la secuencia no se interrumpa durante este tiempo (sólo la entrada ENABLE que valida la salida del generador no está activa durante los bytes de sincronización).

La figura 6.4 ilustra la estructura de los paquetes de transporte de esta forma «randomizados» a la salida del dispositivo de dispersión de energía.

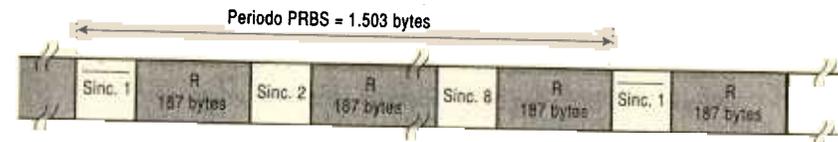


Figura 6.4. Paquetes transporte tras efectuar la dispersión de energía (según prETS 300 421, European Telecommunication Standards Institute, 1995).

Éste debe estar activo incluso en ausencia de datos o en presencia de datos que sean conformes con MPEG-2 en su entrada, para evitar la emisión de una portadora pura en cualquier circunstancia.

6.2. CODIFICACIÓN DE REED-SOLOMON (CODIFICACIÓN «EXTERNA»)

Para poder corregir la mayor parte de los errores introducidos por el canal de transmisión, hemos indicado anteriormente que era necesario introducir una redundancia en la señal que permitiera detectar y, hasta cierto punto, corregir, estos errores.

DVB especifica para todos los modos de transmisión una codificación llamada «externa» (*outer coding*), por oposición a la codificación complementaria «interna» (*inner coding*) que se describe más adelante cuando hablemos de la transmisión vía satélite y terrestre.

Este código es el de Reed-Solomon RS(204,188,T = 8), versión abreviada del código RS(255,239,T = 8), véase Anexo I. Permite, en combinación con el «entrelazado» que le sigue, la corrección de los errores «en ráfaga» introducidos por el canal.

Esta codificación se aplica individualmente a cada uno de los paquetes de la figura 6.4, incluyendo sus bytes de sincronización.

Añade 16 bytes de *paridad* a los bytes de información de los paquetes de transporte, haciendo que el descodificador del canal sea capaz de corregir hasta 8 bytes erróneos, de ahí el nombre de RS(204,188,T = 8).

Por encima de 8 bytes erróneos, el paquete se marcará como erróneo e incorregible por el descodificador del canal, dejando a los circuitos siguientes del receptor la decisión acerca de la suerte que le tengan reservada...

La figura 6.5 muestra el formato de los paquetes de transporte protegidos.

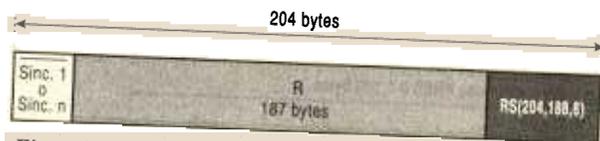


Figura 6.5. Formato de los paquetes transporte protegidos.

6.3. DISPERSIÓN TEMPORAL DE ERRORES (ENTRELAZADO O FORNEY CONVOLUTIONAL INTERLEAVING)

Esta etapa sirve para aumentar la eficacia de la codificación Reed-Solomon.

A fin de repartir en el tiempo los errores introducidos por el canal, que a menudo se producen a ráfagas que afectan a varios bytes consecutivos, sobrepasando de esta forma la capacidad de corrección del código Reed-Solomon (8 bytes por paquete), se procede a un «entrelazado» temporal de los bytes modificando su orden de transmisión.

Este proceso, ilustrado por la figura 6.6, se conoce con el nombre de *Forney convolutional interleaving*.

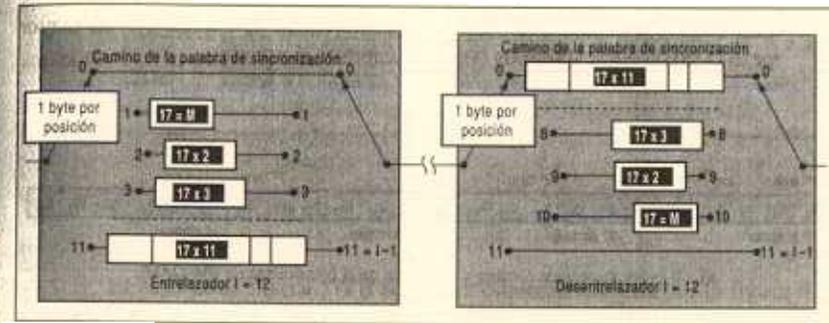


Figura 6.6. Forney convolutional interleaving (según prETS 300 421, European Telecommunication Standards Institute, 1995).

De forma esquemática, por medio de un banco de 12 FIFO y un dispositivo de encaminamiento de 12 vías, consiste en transmitir 12 bytes sucesivos (de índices $j = 0$ hasta 11) cada uno a través de un FIFO de longitud $M \times j$ (con $M = L/I = 204/12 = 17$), donde L es la longitud del paquete protegido e I la «profundidad del entrelazado» (*interleaving depth*).

De esta forma, un byte se encuentra desplazado en el tiempo desde 0 hasta 187 (11×17) posiciones; el proceso inverso tiene lugar de forma sincronizada en la recepción, el byte retardado en $j \times 17$ posiciones en la emisión se retarda en $(11 - j) \times 17$ posiciones en la recepción, de forma que al final todos son retardados en $(j + 11 \times j) \times 17$, es decir, 187 posiciones, volviéndose a encontrar el orden original.

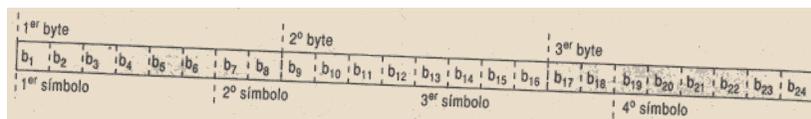
De esta manera, una ráfaga de errores, después de su relocalización temporal en el receptor, se encontrará repartida entre dos paquetes consecutivos, y permanecerá la mayoría del tiempo dentro de los límites de capacidad de corrección del código Reed-Solomon.

El byte de sincronización, invertido o no, sigue siempre el camino de índice $j = 0$ para permitir su localización.

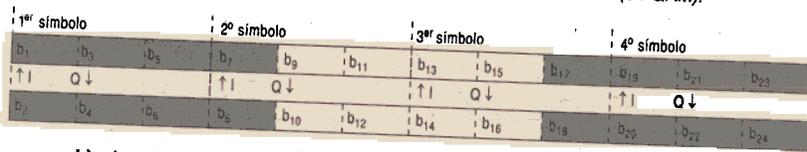
El tratamiento descrito hasta este punto es común a todos los modos de transmisión RF previstos en la actualidad (satélite, cable, terrestre), cualquiera que sea el tipo de modulación utilizado.

En el caso del cable (modulación 64-QAM, véase el capítulo siguiente), la única operación que hay que efectuar antes del filtrado y modulación será la conversión del tren de bits serie en 2 señales *I* y *Q* de 3 bits cada una, representando símbolos de 6 bits. Esta operación puramente lógica se llama *symbol mapping*.

La figura 6.7 representa esquemáticamente este proceso; el proceso real es más complejo debido a la codificación diferencial de los dos bits de mayor peso (MSB) de los símbolos (véase el capítulo siguiente).



a) 3 bytes sucesivos forman 4 símbolos de 6 bits sucesivos (64-QAM).



b) Los símbolos de 6 bits se convierten en dos señales *I* y *Q* de 3 bits cada una.

Figura 6.7. Ejemplo de symbol mapping (en el caso de modulación 64-QAM).

Para el satélite y las emisiones terrestres, la codificación de canal comporta una operación suplementaria, llamada codificación interna.

Está destinada a corregir el máximo de errores aleatorios provocados por una baja relación señal/ruido. La corrección de error permitida por esta codificación de tipo convolutivo es complementaria a la realizada por el conjunto «entrelazado + codificación de Reed-Solomon».

Su objetivo es obtener, a partir de una tasa de error (BER) de unos 10^{-2} a la salida del desmodulador QPSK, una tasa de error máximo del orden de los 10^{-4} a la entrada del decodificador Reed-Solomon, para garantizar una recepción «casi sin error» (BER del orden de 10^{-10} a 10^{-11} tras la decodificación RS).

6.4 CODIFICACIÓN CONVOLUTIVA (CODIFICACIÓN «INTERNA»)

El principio de este tipo de codificación se describe, a grandes rasgos, en el Anexo I.

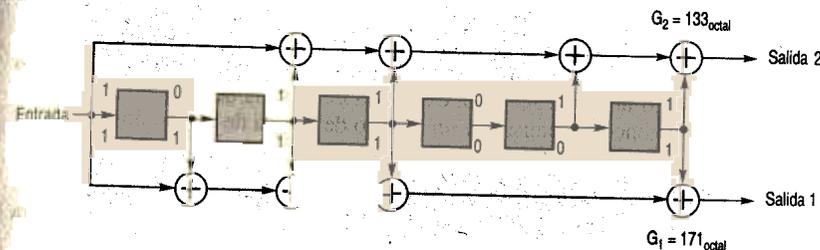


Figura 6.8. Codificación convolutiva (parámetros básicos DVB).

El caso de la norma DVB se ilustra esquemáticamente en la figura 6.8, para los parámetros básicos siguientes:

$$R_C = 1/2$$

$$K = 7$$

$$G_1 = 171_{\text{octal}}$$

$$G_2 = 133_{\text{octal}}$$

La gran redundancia introducida por este código (100%) permite una corrección de errores muy potente, indispensable en caso de transmisiones con una baja relación señal/ruido, aunque reduce a la mitad la eficacia espectral del canal. En este caso, las señales *X* e *Y* obtenidas a la salida del codificador se aplican directamente a las respectivas entradas *I* y *Q* del modulador QPSK, siendo la velocidad «útil» del canal (en bits por segundo) la mitad del utilizado realmente para la transmisión.

La codificación convolutiva permite, sin embargo, la no transmisión de todos los bits de las salidas *X* e *Y*, efectuando una operación llamada *picado* (*puncturing*) de los trenes de salida, reduciendo así la redundancia del código. El principio consiste en suprimir un bit de una de las 2 salidas mientras que el bit simultáneo de la otra salida sí se transmite.

Las señales *I* y *Q* se obtienen entonces alternando las salidas *X* e *Y* de manera que forman dos trenes binarios equilibrados.

De esta forma se obtienen los valores «picados» de la tasa de emisión especificada por la norma (*punctured rate* $R_C = 2/3, 3/4, 5/6$ o $7/8$).

Estas cifras representan la relación entre el flujo útil y el flujo realmente transmitido.

Son el producto del *code rate* convolutivo puro (1/2) y de la tasa de picado: por ejemplo, el *code rate* 2/3 es el producto de 1/2 (código convolutivo) por 3/4 (el picado guarda 3 bits de 4).

Esta operación aumenta la capacidad de transmisión del canal a costa de una reducción de la distancia límite (d_{free}), por tanto, de la capacidad de corrección de los errores aleatorios debidos al ruido.

La elección del *code rate* por el radiodifusor será, pues, un compromiso entre el flujo útil del canal y la extensión de la zona de servicio perseguida para una potencia de emisión y un tamaño de antena de recepción dados.

La tabla 6.1 siguiente ofrece la distancia límite d_{free} , así como el esquema de «picado» de las salidas X e Y del codificador convolutivo y la definición de las señales I y Q aplicadas a la entrada del modulador QPSK (satélite), para los cinco *code rates* previstos por la norma DVB.

RC	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
d_{free}	10	6	5	4	3
X	1	10 10	101	10101	1000101
Y	1	11 11	110	11010	1111010
I	X_1	$X_1 Y_2 Y_3$	$X_1 Y_2$	$X_1 Y_2 Y_4$	$X_1 Y_2 Y_4 Y_6$
Q	Y_1	$Y_1 X_3 Y_4$	$Y_1 X_3$	$Y_1 X_3 X_5$	$Y_1 Y_3 X_5 X_7$
S_{OFDM}	$X_1 Y_1$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_3 Y_4$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

Tabla 6.1. Características de la codificación convolutiva DVB.

Observaciones

- Para X e Y, 0 significa bit no transmitido; 1 significa bit transmitido.
- Para el caso de las emisiones terrestres en modulación OFDM, tras la codificación interna, las operaciones suplementarias de serialización, de entrelazado interno y de *symbol mapping*, son necesarias para adaptar el tren serie a la gran cantidad de portadoras utilizadas.
- La línea S_{OFDM} representa la salida serializada aplicada a la entrada del dispositivo de entrelazado interno utilizado únicamente en el caso de la televisión terrestre en modulación OFDM.

CAPÍTULO 7

MODULACIÓN DE LAS SEÑALES DIGITALES

Una vez efectuadas las diferentes operaciones que constituyen la codificación de la fuente (codificación MPEG de audio y vídeo, inserción de datos, multiplexado, eventual cifrado), después las que constituyen la codificación de canal (dispersión de energía, codificación externa de Reed-Solomon, entrelazado y, para la transmisión vía satélite y terrestre, codificación interna convolutiva), se tiene un flujo de datos listo para que module una portadora y se emita a los usuarios.

Según el medio utilizado (satélite, cable, ondas hercianas terrestres) se dispondrá de un ancho de banda determinado por las consideraciones tanto técnicas como administrativas, derivándose estas últimas en gran medida de las primeras.

Las condiciones técnicas (relación señal/ruido y ecos, principalmente) son en realidad muy diferentes si las señales de recepción proceden de satélites, estables, pero débiles, ya que provienen de un emisor poco potente (unas cuantas decenas de vatios) situado a 36.000 km de distancia, o si proceden de una red cableada, donde generalmente se tienen señales relativamente potentes y estables en la toma del abonado, o si su procedencia viene de ondas hercianas, donde las condiciones pueden ser muy diversas. Por ello:

- la relación señal/ruido (C/N o CNR, *Carrier to Noise Ratio*) de una recepción vía satélite es muy pequeña (del orden de los 10 dB), aunque la señal recibida está prácticamente desprovista de eco;
- a la inversa, en la recepción por cable, la relación señal/ruido es relativamente elevada (superior a los 30 dB), aunque esta señal puede estar afectada por ecos cortos debidos a desadaptaciones de impedancia en la línea;

se encarguen de las funciones de control y de descodificación al mismo tiempo dentro de un IRD.

La ventaja de esta idea es la gran flexibilidad que permite; un *hardware* bien diseñado que pueda, mediante una sencilla reprogramación, ser utilizado para aplicaciones diferentes (por ejemplo, una misma tarjeta de expansión opcional, o *add-on*, podría servir, dependiendo de las necesidades, para videoconferencia, para descodificación MPEG-1 o 2, o para edición musical, a costa, sin embargo, de tener que disponer de suficiente memoria para la aplicación más exigente).

Como conclusión, diremos que nuestro objetivo se habrá alcanzado si, al final de esta obra, el lector ha conseguido hacerse una idea de conjunto bien clara acerca de las nuevas técnicas que intervienen en los sistemas de televisión digital, incluso que le den pie para profundizar sobre este aspecto que apenas si acaba de dar sus primeros pasos.

Para saciar su sed de conocimientos, es probable que en los próximos meses vayan apareciendo obras enfocadas hacia tal o cual aspecto de este amplio tema, así como nuevas normas que se encuentran ahora en fase de preparación.

DETECCIÓN Y CORRECCIÓN DE ERRORES EN LAS TRANSMISIONES DIGITALES

Desde los comienzos de las transmisiones de datos digitales, se ha tenido presente la necesidad de poder detectar y, si fuera posible, corregir los errores introducidos por la transmisión.

Se han venido utilizando diversas soluciones más o menos complejas en función del tipo de enlace, pero siempre se han basado en incorporar al mensaje original una redundancia previamente calculada.

A1.1. CÓDIGO DETECTOR DE ERRORES: LA PARIDAD

Uno de los métodos más sencillos, aunque muy utilizado en los enlaces serie cortos (RS232, por ejemplo), es el bit de paridad, que generalmente se aplica a palabras de 6 a 8 bits.

Consiste en sumar, durante la emisión, todos los bits de la palabra que se va a transmitir y añadir un bit adicional llamado «bit de paridad», que valdrá 0 si la suma de todos los bits es par y 1 si es impar (paridad par), o viceversa (paridad impar).

En la recepción, el equipo receptor efectúa la misma operación y compara su resultado con el bit de paridad transmitido:

- Si no hay errores (o un número par de errores), estos bits son idénticos.
- Si hay un error (o un número impar de errores), son diferentes.

Este sistema permite detectar, sin posibilidad de identificar ni de corregir, un bit erróneo en una palabra. La paridad sólo es realmente útil en el caso donde la probabilidad de encontrar más de un error por palabra sea pequeña, y cuando el sistema de comunicación sea bidireccional: el receptor que detecte un error puede solicitarle al emisor que le envíe de nuevo el mensaje corrupto.

Este método de corrección de errores es conocido bajo el nombre de *Feedback Error Correction*.

A1.2. CÓDIGOS CORRECTORES DE ERROR EN BLOQUES

Los códigos para bloques se aplican a palabras de longitud determinada compuestas por k símbolos (bits, por ejemplo), a los que se añade una redundancia calculada, elevando su longitud a n bits ($n > k$).

Por tanto, el algoritmo de codificación añade después de la palabra original $n - k$ bits (llamados bits de control o de paridad) utilizando para ello 2^k combinaciones entre las 2^n posibles del código resultante.

Se llama *rendimiento* del código a la relación k/n (evidentemente, inferior a 1).

Los elementos del código resultante deben estar lo más «distantes» posible unos de otros, de forma que puedan ser diferenciados en caso de error.

Se llama *distancia de Hamming* entre dos elementos al número de bits situados en la misma posición y diferentes entre sí.

Si d es la distancia mínima de Hamming del código (número mínimo de bits diferentes entre 2 palabras cualesquiera del código), se demuestra que el número de errores susceptible de ser corregido es $t = (d - 1)/2$.

Toda la ciencia de la codificación consiste, para una longitud n y una distancia d dadas, en encontrar el código que garantice la k más grande, o sea, el mayor rendimiento posible.

Dado que este principio de corrección de errores no necesita un enlace bidireccional, se llama *Forward Error Correction* (FEC), por oposición al caso anterior.

Veremos dos ejemplos de codificación simple (repetición y código de Hamming) que únicamente tienen la finalidad de hacer comprender la filosofía de los códigos mucho más sofisticados que se utilizan en TV digital (Reed-Solomon, códigos convolutivos), cuyos procedimientos utilizan sesudas nociones matemáticas.

Sin embargo, el lector que tenga interés encontrará en la bibliografía algunas referencias de obras especializadas dedicadas exclusivamente a este tema...

A1.2.1. Repetición

Uno de los medios más simples de poder corregir los errores de transmisión es la repetición de los bits del mensaje, recurriendo en la recepción a una lógica mayoritaria («voto») para decidir si este bit es un «1» o un «0».

Por ejemplo, con una repetición de 3 ($k = 1, n = 3$), para transmitir un bit, se codificará:

bit útil	Código transmitido
0	000
1	111

En el caso anterior, se tienen dos palabras de 3 bits diferentes, la distancia mínima de Hamming es, por tanto, $d = 3$, y la capacidad de corrección resulta, $t = (3 - 1)/2 = 1$ bit erróneo por palabra.

En la recepción, en el caso donde se supone que el canal introduce un error por palabra como máximo, la lógica mayoritaria podrá corregirlo decidiendo según la tabla siguiente, donde los mensajes corruptos y corregibles (1 bit erróneo de cada 3) se encuentran en la zona sombreada:

Enviado	000			111				
Recibido	000	001	010	100	011	101	110	111
Descodificado	0	0	0	0	1	1	1	1

Este tipo de corrección de error tiene un rendimiento muy mediocre, ya que triplica la cantidad de información que se envía ($k/n = 0,33$), aunque puede corregir un elevado índice de errores (hasta uno de cada tres).

A1.2.2. Código de Hamming (7, 4, $d = 3$)

Se trata de un código que se aplica a palabras de 4 bits ($k = 4, 2^4 = 16$ elementos de código), a los que se añaden 3 bits de redundancia (por tanto, $n = 7$), de ahí, un rendimiento de $k/n = 4/7 = 0,57$.

Se utiliza especialmente en la transmisión de las partes «críticas» de los programas de teletexto. Su principio es como sigue:

Sea u la palabra original de 4 bits compuesta por los bits u_1, u_2, u_3, u_4 .

Sea c el código resultante de 7 bits compuesto por los bits $u_1, u_2, u_3, u_4, v_1, v_2, v_3$, obtenidos por medio de la matriz generadora G siguiente:

u_1	1	0	0	0		
u_2	0	1	0	0		
u_3	0	0	1	0		
u_4	0	0	0	1		
u_i	u_2	u_3	u_4	v_1		v_2

Se observa que los bits de paridad v_1, v_2, v_3 siguen las relaciones (zona sombreada de la matriz):

$$\begin{aligned} v_1 &= 0 + u_2 + u_3 + u_4 \\ v_2 &= u_1 + 0 + u_3 + u_4 \\ v_3 &= u_1 + u_2 + 0 + u_4 \end{aligned}$$

Al llegar, el receptor recibe el mensaje y compone los bits $u'_1, u'_2, u'_3, u'_4, v'_1, v'_2, v'_3$, y efectúa la misma operación que el codificador a partir de los bits u'_1, u'_2, u'_3, u'_4 , lo que da los bits w_1, w_2, w_3 :

$$\begin{aligned} w_1 &= 0 + u'_2 + u'_3 + u'_4 \\ w_2 &= u'_1 + 0 + u'_3 + u'_4 \\ w_3 &= u'_1 + u'_2 + 0 + u'_4 \end{aligned}$$

Entonces calcula el *síndrome* $S = s_1, s_2, s_3 = v'_1 - w_1, v'_2 - w_2, v'_3 - w_3$.

Se puede representar el cálculo del síndrome por la matriz de control de paridad H siguiente:

0	1	1	1	1	0	0	s_1
1	0	1	1	0	1	0	s_2
1	1	0	1	0	0	1	s_3
u'_1	u'_2	u'_3	u'_4	v'_1	v'_2	v'_3	

Si se supone que como máximo hay un error por palabra recibida, se obtienen los resultados siguientes:

- Si no hay errores, se tiene $S = 0, 0, 0$.
- Si el bit recibido u'_4 es erróneo, los 3 bits v'_1, v'_2, v'_3 serán falsos y el síndrome será $S = 1, 1, 1$.
- Si uno de los 3 bits recibidos u'_1, u'_2, u'_3 es falso, dos de las tres relaciones que calculan w_1, w_2, w_3 serán también falsas (puesto que cada bit interviene en

2 de las 3 ecuaciones), el síndrome S tendrá, por tanto, 2 bits a «1» y un bit a «0», cuya posición indicará la del bit erróneo entre u'_1, u'_2, u'_3 .

- Si el error afecta a un bit de paridad, su posición vendrá indicada por la presencia de un «1» en el síndrome.

Se observa entonces que este código permite detectar y corregir un error en el código recibido ($t = 1$), lo que corresponde a una distancia mínima de Hamming $d = 3$.

A1.2.3. Código de Reed-Solomon

Se trata igualmente de una codificación por bloques, cuyos símbolos ya no son bits, sino elementos de campos de bits finitos (*finite field elements*), de la cual se podrá encontrar su teoría matemática en ciertas obras, como, por ejemplo, las que se citan en la bibliografía.

Dado que la explicación del código Reed-Solomon necesita importantes desarrollos matemáticos, nos limitaremos sólo a decir que forma parte de la clase de los códigos cíclicos y que es un caso particular del código llamado BCH (del nombre de los autores, Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem).

Como los códigos vistos anteriormente, se caracteriza por los 3 parámetros (n, k, t) que definen el tamaño de los bloques sobre los que actúa y el número de errores que puede corregir.

- donde: n es el tamaño del bloque después de codificado;
 k es el tamaño del bloque original;
 t es el número de elementos que se pueden corregir.

Este código está bien adaptado a la corrección de los errores en ráfaga (*burst errors*) introducidos por el canal, por eso ha sido escogido como algoritmo de codificación llamado «externo» para la televisión digital DVB, cuyos elementos básicos son bytes.

En este caso, el tamaño de los bloques originales es el de los paquetes de transporte ($k = 188$ bytes); el código Reed-Solomon especificado aumenta en 16 bytes el tamaño de los bloques ($n = 204$ bytes), y su distancia mínima de Hamming es $d = 17$ bytes, lo que permite corregir hasta $t = (d - 1)/2 = 8$ bytes erróneos.

Se especifica como RS(204, 188, $t = 8$), y su rendimiento se expresa como $n/k = 188/204 = 0,92$.

El código RS(204, 188, $t = 8$) es una versión «abreviada» del código RS(255, 239, $t = 8$), que se obtiene añadiendo 51 bytes nulos antes de los paquetes de 188 bytes, para formar bloques de 239 bytes que se aplican a la entrada de un codificador RS(255, 239, $t = 8$).

Esta codificación añade 16 bytes de paridad a los bloques de entrada, resultando a la salida, pues, bloques de 255 bytes. Tras la codificación, se suprimen los 51 primeros bytes nulos añadidos antes de la codificación, resultando de nuevo los paquetes de transporte «protegidos» de 204 bytes.

La descodificación utiliza la Transformada de Fourier Rápida (FFT) de la palabra recibida para calcular los síndromes y también usa un algoritmo euclidiano para encontrar los polinomios de localización y de evaluación de errores. Las palabras erróneas se calculan por medio de la fórmula de Forney y se corrigen, con un límite máximo de 8 por bloque.

A1.3. CÓDIGO CONVOLUTIVO (O CONVOLUCIONAL)

Tampoco daremos la teoría de estos códigos, ya que su complejidad exigiría gran cantidad de desarrollos, de modo que volvemos a remitir al lector interesado en estos asuntos a la bibliografía.

Este código (a veces llamado erróneamente código de Viterbi, del nombre del autor del algoritmo de descodificación generalmente utilizado) actúa a nivel de bloques de longitud no determinada (en la práctica, normalmente se tratará de un tren binario continuo de una longitud cualquiera).

Está destinado a corregir errores aleatorios relativamente aislados, normalmente como complemento a una codificación por bloques.

Su funcionamiento se basa en la transformación del tren binario de entrada en n trenes binarios de salida, que son otras tantas combinaciones de sumas (módulo 2) entre el tren de entrada y las salidas o «tomas» (*taps*) de cada etapa de un registro de desplazamiento, a la entrada del cual el tren se aplica también (el tren progresa una etapa con cada nuevo bit aplicado a la entrada).

La figura A1.1 ilustra el proceso para un caso más bien sencillo, con 2 salidas X e Y , y 3 tomas.

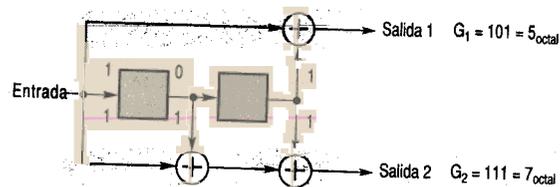


Figura A.1. Ejemplo de codificación convolutiva.

El código se caracteriza por los siguientes parámetros:

