

5. LA SEÑAL DIGITAL DE VIDEO

Constantino Pérez Vega
Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

5.0 Introducción

En el dominio digital, la información de vídeo no está representada por la amplitud de las variables físicas, en este caso los voltajes de luminancia y crominancia, sino mediante dígitos que son el resultado de un proceso de muestreo y codificación. Este conjunto de dígitos que representan la información recibe el nombre de *señal digital*.

La señal de vídeo puede digitalizarse tanto en forma compuesta como en componentes y, en este capítulo, se reseñan brevemente algunos de los criterios aplicados con este fin, con énfasis en el estándar descrito en la Recomendación 601 del CCIR, designado también como 4:2:2, para utilización en centros de producción (estudios), así como sus variantes 4:4:4 y 4:1:1, todas ellas para vídeo en componentes, ya que son los formatos que revisten mayor importancia en el ámbito de la televisión, en especial el 4:2:2. Se hace también un breve repaso de los conceptos básicos de muestreo unidimensional, sin pretender abundar en aspectos más complejos del muestreo bidimensional que, si bien pueden resultar convenientes, no resultan indispensables en el contexto de este capítulo para la comprensión del proceso de digitalización de la señal de vídeo y sobre los que se encuentra abundante literatura, resumida en la bibliografía general al final del capítulo.

Es necesario tener en cuenta que, estrictamente, la señal completa de televisión incluye tanto al vídeo, como al audio asociado a éste. La codificación digital de audio, en cierta medida, plantea aspectos diferentes y, a veces más complejos desde el punto de vista conceptual, que la señal de vídeo.

5.1 Codificación digital de la señal de vídeo

El primer intento de digitalización de la señal cromática de televisión se remonta a finales de la década de los cincuenta, con el trabajo de R. L. Carbrey¹. Sin embargo en años posteriores el trabajo se centra más en las señales monocromáticas y no es sino hasta 1971 en que vuelve a prestarse mayor atención al vídeo cromático. Entre los principales motores para el manejo del vídeo en forma digital estuvieron la conversión de estándares para la transmisión e intercambio internacional de programas, principalmente entre Europa y América y la grabación magnética. En este último campo la conveniencia de emplear técnicas digitales surge, por una parte, motivada por las inevitables variaciones en la velocidad de transporte de la cinta que, por pequeñas que sean, necesitan ser compensadas para mantener la calidad de la señal. Una de las primeras aplicaciones desarrolladas en este sentido fue el corrector de base de tiempos en que la señal analógica captada por las cabezas reproductoras se convierte en digital y se almacena para leerla posteriormente a una velocidad constante, eliminando así los errores en la base de tiempo, es decir en los períodos de línea y cuadro, así como los errores de fase en la crominancia. Los correctores de base de tiempo son actualmente un elemento prácticamente indispensable para la transmisión de señales generadas en magnetoscopios.

Por otra parte, el deterioro de la relación señal a ruido al copiar materiales grabados impide, en los equipos analógicos, lograr más de unas cinco generaciones con calidad adecuada para transmisión

¹ Carbrey, R. L. "Video Transmission Over Telephone Cable Pairs by Pulse Code Modulation". Proc. IRE, Vol. 48, N° 9, pp. 1546-1561. September 1960.

y distribución. Con señales digitales es posible la multigeneración de materiales grabados, con lo que la postproducción, particularmente la edición, es en cierta forma independiente del número de generaciones a que pertenezca el material grabado utilizado.

Los primeros experimentos para la digitalización de señales de video cromático siguieron dos enfoques separados², uno orientado a la señal compuesta y otro a la señal en tres componentes distintas, bien sean las señales primarias R, G, B o la de luminancia y dos señales de diferencia de color que una vez transmitidas se combinan nuevamente para formar la señal compuesta. Durante bastante tiempo se consideró que la digitalización de la señal de video debía hacerse sobre la señal compuesta y de hecho, se desarrollaron sistemas³ para el transporte de señales digitales entre los centros de producción y los transmisores. Sin embargo, el manejo de la señal digital en forma compuesta presenta una serie de limitaciones importantes en el entorno del centro de producción, donde con frecuencia es necesario manejar la señal en componentes, lo que obliga a decodificar nuevamente la señal compuesta en sus componentes primarios contribuyendo al deterioro de la calidad de la imagen.

Mientras que la elección de la frecuencia de muestreo para la señal en componentes ofrece un amplio grado de libertad, el muestreo de las señales compuestas debe hacerse a un múltiplo entero de la frecuencia de la subportadora, no tanto como un requisito desde el punto de vista teórico, sino práctico, ya que de esta forma se reduce la intermodulación entre la señal de muestreo y la subportadora, que es consecuencia del proceso no lineal de conversión analógico-digital. Cuando el muestreo se realiza a un armónico de la subportadora se designa como *muestreo referido a subportadora*, en cuyo caso las muestras mantienen una relación precisa con la fase de aquélla, por ejemplo 45°, 135°, 225° y 325° cuando el muestreo es a cuatro veces la frecuencia de la subportadora. En estas condiciones, la relación entre la frecuencia de muestreo y la de línea no es un número entero, lo que da lugar a ligeras fluctuaciones en la frecuencia de línea, que se manifiestan como variaciones en los bordes de la imagen y resultan molestos al observador. En NTSC se busca que la frecuencia de muestreo sea cercana a un armónico de la frecuencia de línea y que mantenga con ella una relación fraccional simple, por ejemplo $8/3f_{sc}$. En PAL, la frecuencia de muestreo debe ser cercana a un armónico impar de la mitad de la frecuencia de línea. Aún así, los efectos en los bordes son más notorios como consecuencia del ciclo de 8 campos de la subportadora PAL.

El muestreo referido a subportadora es conveniente en el caso de la señal compuesta, ya que dependiendo del valor de la frecuencia de muestreo, el procesado de la señal puede ser más simple. Por ejemplo, si el muestreo de una señal de video con ancho de banda del orden de 5 MHz se realiza a tres veces la frecuencia de la subportadora, el menor múltiplo de ésta cuya frecuencia es mayor que la de Nyquist, y se puede excluir una de cada tres muestras de crominancia (I y Q o U y V), alineando esta muestra con un eje adecuado de la fase de la subportadora, es decir, ajustando la fase de cada tercera muestra, para que ocurra en el punto de cruce cero de las componentes I o Q, o bien U o V. Si el muestreo se realiza a cuatro veces la frecuencia de la subportadora, pueden excluirse muestras alternadas de crominancia, es decir una de cada dos, alineando las muestras con uno de los ejes de crominancia. Esta técnica de excluir muestras es de gran importancia en el proceso de compresión para reducir el caudal binario de una señal de video digital y se designa como *submuestreo* (subsampling).

Desde el punto de vista de contenido de información, la codificación digital de video puede contemplarse en dos aspectos:

² Limb. J. O., Rubinstein, C. B. and Thomson, J. E. "Digital Coding of Color Video Signals - A Review". IEEE Trans. on Comm. Vol. COM-25, N° 11. pp. 1349-1384. Nov. 1977.

³ D. J. Bradshaw. "Digital Television Coding and Interface Standards (CCIR Recommendations 601 & 656)". Institution of Electrical Engineers. Inglaterra, 1991.

- a) Codificación digital para uso en centros de producción y con fines de contribución, ya que en estas condiciones la señal debe manejarse con la máxima calidad posible. Este es el aspecto a que se orienta este capítulo.
- b) Codificación de fuente, orientada básicamente a la compresión de la señal, bien sea con fines de distribución o para su grabación en medios tales como discos compactos u otros similares. En la codificación de fuente se pretende lograr la máxima calidad subjetiva, ya que las señales de distribución están destinadas al público y, en general, no son sometidas a otros procesos mas que, eventualmente, la grabación en magnetoscopios domésticos. Este aspecto se tratará en el capítulo 6.

En el primer caso, el punto de partida es la señal analógica o digital de vídeo generada en una cámara, en el segundo, la señal puede ser también analógica o bien una señal digital previa. Conviene insistir en que la señal de vídeo tanto en su generación por la cámara, como en la forma en que debe suministrarse al tubo de rayos catódicos en el receptor es *analógica*, aún cuando todos los procesos intermedios a que se vea sometida puedan ser en el dominio digital. Como consecuencia de esto los procesos de conversión analógico/digital y digital/analógico son indispensables en una o más etapas de la cadena de televisión. Todo proceso de conversión produce cierta degradación de la señal y, cuando dichos procesos se encadenan, la degradación puede resultar inaceptable, de modo que es conveniente reducir las conversiones al mínimo necesario.

5.2 Conversión analógico-digital

La conversión de una señal de vídeo de analógica en digital obedece los mismos principios que se aplican a cualquier otra señal analógica y se basan en el principio de muestreo de Nyquist. La señal analógica debe limitarse en banda mediante un filtro de paso bajo y luego muestrearse a intervalos tales que la frecuencia de muestreo sea, por lo menos, el doble de la frecuencia máxima de la señal filtrada. Es importante que el filtro de limitación de banda tenga una respuesta lineal tanto en amplitud como en fase, para evitar distorsiones en la señal recuperada, además, el ancho de banda del filtro debe ser del orden de 5 MHz, correspondiente al ancho de la banda base de la señal de vídeo. El resultado del muestreo es una señal discreta de amplitud variable, a la que a continuación se somete a un proceso de *cuantificación* a fin de traducir la amplitud de las muestras a un código, generalmente binario, con pulsos de la misma amplitud y en que el número de posibles *niveles de cuantificación* está determinado por el número de bits con que se codifican las muestras. La Recomendación 601 del CCIR, en su forma original, define en 256 el número de niveles de cuantificación de la señal de vídeo. De acuerdo a lo anterior, el proceso de conversión analógico/digital puede ilustrarse en la forma esquemática mostrada en la figura 5.1.

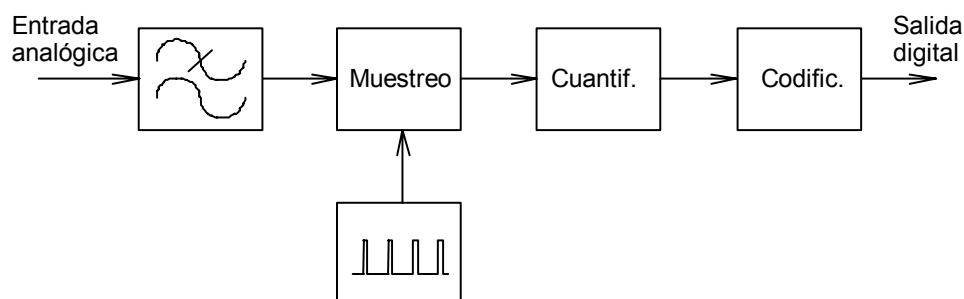


Fig. 5.1. Esquema conceptual de un conversor analógico/digital

En resumen, la digitalización de la señal analógica de video, se basa en los mismos principios de la modulación por codificación de pulsos (PCM)⁴ mediante la cual, una señal analógica limitada en banda, se convierte en una secuencia de señales binarias con un código específico y cuya teoría está tratada ampliamente en la literatura⁵.

5.2.1 Muestreo

Si una señal $x(t)$, limitada en banda, es decir, que no tiene componentes espectrales por encima de una cierta frecuencia f_{max} se multiplica por un tren de impulsos con intervalo constante T , dado por:

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (5.1)$$

la señal muestreada resultante estará dada por:

$$x_M(n) = x(t)\delta_T(t) = x(t - nT) \quad (5.2)$$

en que n representa ahora intervalos discretos de tiempo cada T segundos. La señal $x(t - nT)$ es, por tanto, una señal discreta como se muestra en la figura 5.2 y cuya amplitud corresponde a la de la señal original en los puntos de muestreo. Se dice también que la señal resultante está modulada por amplitud de pulsos (PAM).

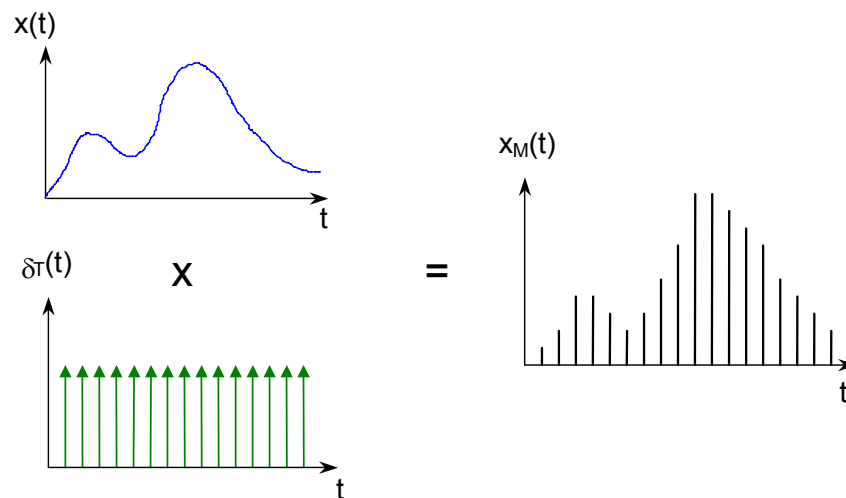


Fig. 5.2. Muestreo ideal

En el dominio de frecuencia, la operación anterior equivale a la convolución del espectro de la señal con el del tren de impulsos, es decir:

⁴ Se designa también como *Modulación por Impulsos Codificados* (MIC).

⁵ Véanse, por ejemplo, A. Bruce Carlson, *Communication Systems*, 3rd. Edition. McGraw Hill Book Co. 1986. Mischa Schwartz, *Information Transmission, Modulation and Noise*, 3rd Ed. McGraw Hill Book Co. 1980. A. V. Oppenheim, A. S. Willsky and I. T. Young, *Signals and Systems*. Prentice Hall International, Inc. 1983.

$$\begin{aligned}
 X_M(\omega) &= X(\omega) * \delta_T(\omega) \\
 &= X(\omega) * \left[\frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T}\right) \right]
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

donde $X(\omega)$ es la transformada de Fourier de $x(t)$. La transformada de Fourier del tren de impulsos en el dominio del tiempo es otro tren de impulsos en el dominio de frecuencia.

La expresión (5.3) indica que el espectro de la señal original se reproduce periódicamente en la forma mostrada en la figura 5.3.

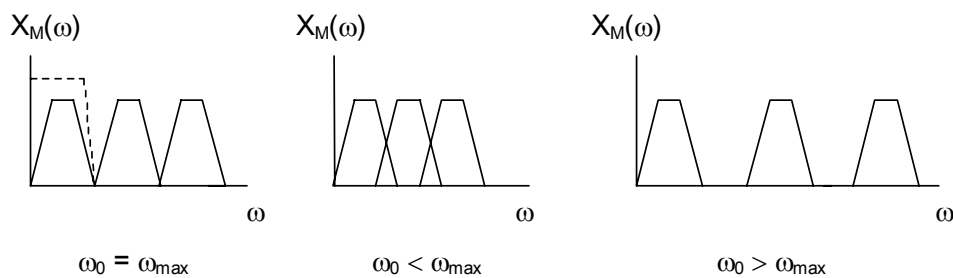


Fig. 5.3. Espectro de la señal muestreada.

Si el período de los impulsos es $T = 2\pi/\omega_{max} = 1/f_{max}$, los espectros no se traslapan. Cuando la frecuencia de muestreo $f_0 = \omega_0/2\pi$ es menor que la máxima frecuencia de la señal, el intervalo de muestreo T aumenta y los espectros se traslapan y al recuperar la señal en banda base mediante un filtro de paso bajo, cuya respuesta se indica por la línea de puntos en la primera figura, produce, con señales analógicas, distorsión en altas frecuencias y, con señales digitales, interferencia entre símbolos. Si por otra parte, la frecuencia de muestreo es mayor que f_{max} , los espectros quedan separados por una *banda de guarda* que será mayor cuanto mayor sea la frecuencia de muestreo y que garantiza la posibilidad de recuperar el espectro de la señal original sin distorsión apreciable.

En las condiciones descritas, el proceso de muestreo es *unidimensional*, ya que solamente interviene una variable: el tiempo. En algunos textos y artículos sobre televisión digital es frecuente tratar el proceso de muestreo como bidimensional, en cuyo caso no se trata ya solamente de muestreo temporal, sino también espacial, al considerar la imagen en dos dimensiones. Esta característica, que subyace en los procesos de *compresión de imagen* y es de importancia en el desarrollo de los algoritmos de compresión, no debe confundirse con el muestreo puramente temporal tratado aquí y suficiente para comprender los procesos básicos requeridos en televisión digital, incluido el de compresión.

El tratamiento anterior corresponde al caso de muestreo ideal, en que la señal de interés se muestrea con un tren de impulsos. En la práctica el muestreo no se realiza con impulsos ideales, sino con pulsos de corta duración, T_1 , como se muestra en la figura 5.4 y cuya transformada de Fourier es:

$$P(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{2\text{sen}(k\omega_0 T_1)}{k} \delta(\omega - k\omega_0)
 \tag{5.4}$$

donde $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T_0$ es la frecuencia angular de muestreo y T_0 el período de repetición de los pulsos.

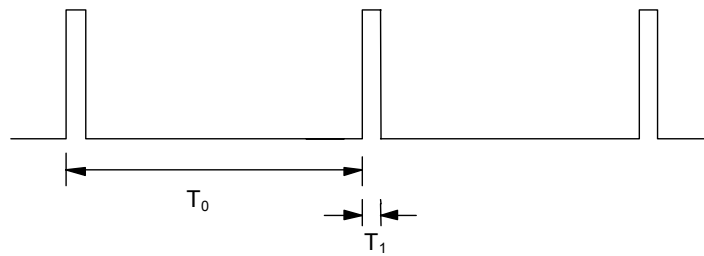


Fig. 5.4. Pulsos de muestreo

Como puede verse de (5.4), el espectro del tren de pulsos que constituye ahora la señal de muestreo, ya no es un tren de impulsos de la misma amplitud en el dominio de la frecuencia, sino una secuencia de impulsos cuya envolvente en el dominio de frecuencia es una función de tipo $\text{sinc}(x)$ o $\text{sen}(x)/x$. La convolución entre esta señal de muestreo con la señal original $x(t)$, dará lugar al espectro de la señal muestreada, en que las amplitudes de las diferentes componentes frecuenciales están distorsionadas como consecuencia de la envolvente variable del espectro de la señal de muestreo en la forma que se indica en la figura 5.5.

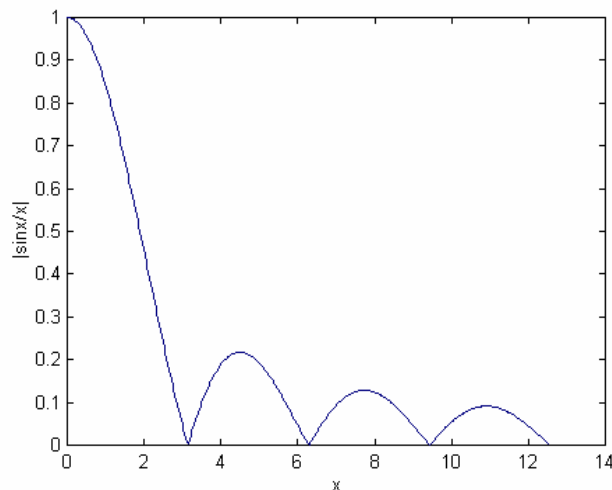


Fig. 5.5. Envolvente del espectro resultante del muestreo con pulsos cuadrados

Para corregir esa distorsión, es necesario ecualizar la señal recuperada mediante un circuito cuya característica de transferencia debe ser la inversa de la función $\text{sinc}(x)$.

5.2.2 Cuantificación y codificación

A fin de convertir la señal muestreada de la figura 5.2 en una secuencia de pulsos de la misma amplitud que permita su codificación binaria, es necesario dividir la amplitud de la señal muestreada en un número de niveles discretos que, en el caso de la señal de vídeo, generalmente es de 256, con lo que cada nivel puede representarse mediante una secuencia o símbolo de 8 bits. Para efectuar esta conversión, la señal muestreada se aplica, a través de una cadena de divisores de voltaje, a una serie de comparadores, cuyo número es igual al de niveles de cuantificación, 256 en este caso, como se ilustra en la figura 5.5. La otra entrada a los comparadores procede de un voltaje de referencia preciso, aplicado a un divisor de voltaje similar al anterior, con tantas resistencias como niveles de cuantificación haya. Debido a la acción de los divisores de voltaje, tanto para la señal como para el voltaje de referencia, los voltajes serán coincidentes a la entrada de uno solo de los comparadores de la cadena, el cual producirá una salida “1”, en tanto que todos los restantes

tendrán salida “0”. Es decir, en cada punto de muestreo, solamente uno de los comparadores entregará una señal diferente a los demás, que corresponderá al nivel de cuantificación de la señal de entrada.

Las salidas de los comparadores se aplican a un conversor de código con 256 entradas y 8 salidas. Así, a la salida del codificador se tendrá una palabra o símbolo de 8 bits *en paralelo*, correspondiente al nivel de cuantificación en el punto de muestreo de la señal de entrada. Mediante un registro de desplazamiento de entrada en paralelo y salida en serie, es posible convertir la salida en paralelo del codificador en una secuencia de bits en serie.

Todo el proceso anterior requiere de sincronismo preciso que debe ser proporcionado por un oscilador o reloj maestro, de modo que la señal de salida del codificador sea perfectamente identificable en el tiempo.

Debido a la elevada velocidad con que deben funcionar los conversores es usual utilizar dos de éstos, de modo que uno maneje la gama superior de voltajes de referencia y otro la inferior, combinándose después las salidas de ambos para obtener el código final de salida.

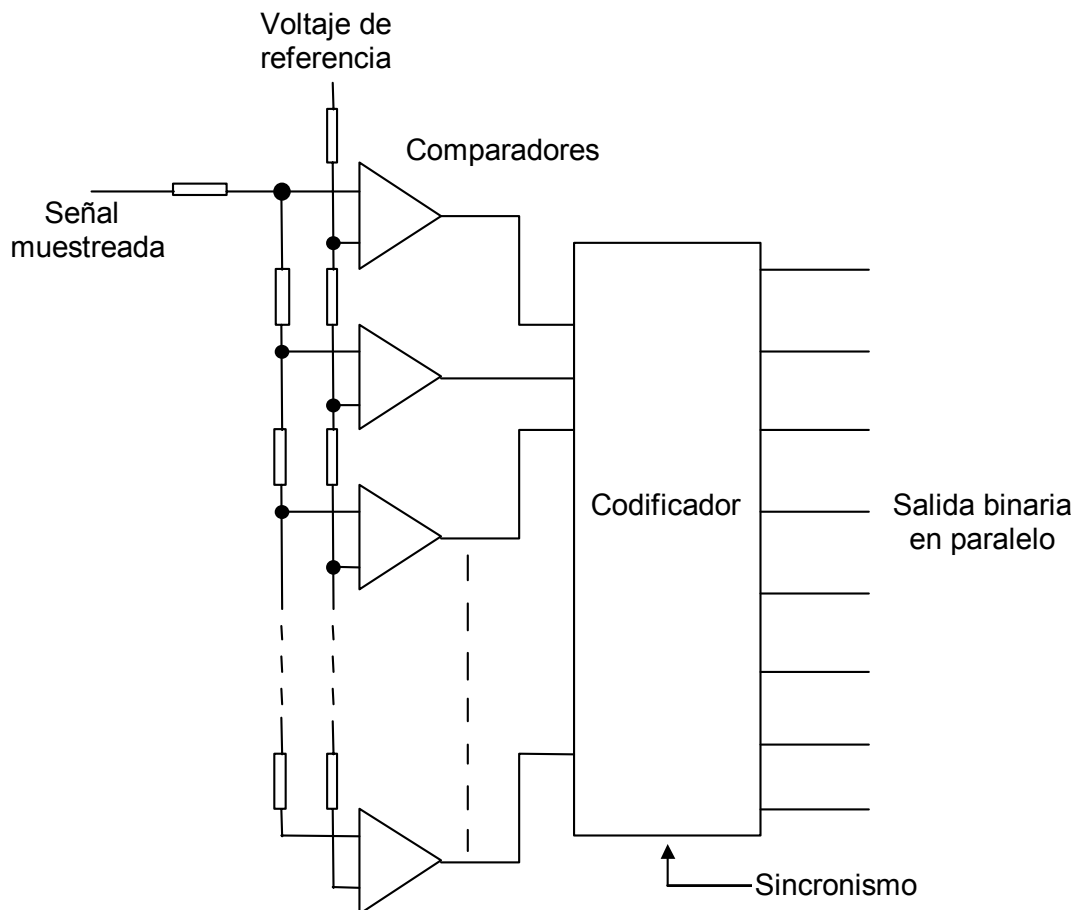


Figura 5.5. Cuantificación y codificación.

La señal de salida del convertidor analógico-digital es una señal binaria, ya sea en serie o en paralelo y, en tales condiciones, ha perdido completamente las características de la señal analógica de vídeo que ya no puede identificarse como tal, excepto por la relación que guarda cada símbolo con la amplitud de aquélla. Sin embargo, la correspondencia entre la amplitud de las muestras de la señal

analogica y su representación binaria no es exacta, ya que en el proceso de cuantificación sólo se identifican niveles discretos y las amplitudes de las muestras no corresponden con exactitud a los valores de amplitud asignados a los niveles de cuantificación. Así, a cada muestra se le asignará el nivel más cercano, introduciendo con ello un error en el proceso de cuantificación, al que se designa como *ruido de cuantificación*, que puede ser más o menos apreciable en la reproducción de la señal. Si la señal analógica de vídeo tiene, por ejemplo, una amplitud de 1 V, cada nivel de cuantificación representará aproximadamente 4 mV y el error de cuantificación que se introduce será, como máximo, de ± 2 mV. Este nivel es sumamente pequeño y en general, no apreciable en la recuperación de la señal. Sin embargo si se realizan varios procesos de codificación y decodificación en cascada, el ruido de cuantificación se acumula y se producen degradaciones importantes en la imagen. Esta situación es frecuente en los centros de producción, por lo que es necesario reducir al mínimo los procesos de codificación-decodificación en cascada. Con el fin de reducir esta degradación acumulativa se ha considerado la cuantificación de la señal con 10 bits, es decir en 1024 niveles, reduciendo así el error de cuantificación a la cuarta parte que el que se tiene con 8 bits.

5.3 Conversión digital-analógica

La función del conversor digital/analógico es traducir cada palabra de 8 bits al nivel correspondiente de amplitud. Así, la sucesión de palabras de 8 bits da lugar a una sucesión de voltajes de salida que corresponden a las sucesivas muestras de la señal analógica original. Debido al error de cuantificación producido por la codificación, los niveles de voltaje recuperados en la conversión digital-analógica no son los mismos que los de la señal original y la señal de salida del conversor tiene una forma escalonada, cuyo contenido espectral excede al de la señal analógica original limitada en banda antes del proceso de muestreo. Los componentes espectrales fuera de la banda de la señal original se eliminan mediante un filtro de paso bajo semejante al utilizado para la limitación de banda, con lo que la señal recuperada se suaviza y pierde su característica escalonada, semejándose a la original. El conversor digital/analógico debe cumplir los mismos requerimientos en lo que respecta a velocidad de operación que el conversor analógico-digital.

Por lo general, todas las técnicas empleadas en los conversores D/A utilizan un cierto número de interruptores electrónicos activados por la señal digital de entrada, junto con redes analógicas para la ponderación y suma de las salidas de los interruptores. En la figura 5.6 se muestra un conversor D/A en el que se tienen tantas fuentes de corriente como bits tiene un símbolo, en este caso 8. La fuente correspondiente al bit menos significativo produce una corriente I , el siguiente bit $2I$ y así sucesivamente hasta la correspondiente al bit más significativo cuya corriente será $2^7 I$. Las fuentes están conectadas mediante interruptores controlados electrónicamente por los bits del símbolo, a una resistencia en la que se sumarán las corrientes de aquellas fuentes correspondientes a las posiciones de bits con valor "1". El voltaje de salida es, por consecuencia, proporcional a la suma de corrientes en la resistencia R y corresponde al nivel de voltaje de la muestra analógica recuperada.

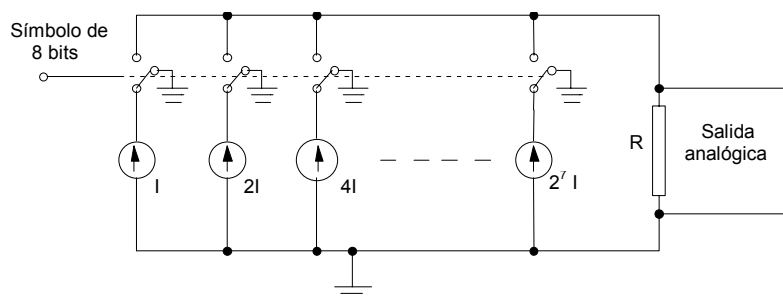


Fig. 5.6. Conversor digital analógico con fuentes ponderadas

Hay que enfatizar que, tanto en el circuito anterior como en otras versiones de los conversores digital/analógicos los interruptores son electrónicos, es decir, constituidos por elementos activos, por ejemplo transistores. En teoría, los tiempos de retardo y subida de las señales generadas en cada nodo deben ser constantes, pero en la práctica hay pequeñas diferencias entre ellas que dan lugar a transitorios en los pulsos a la salida del conversor cuando cambian varios dígitos simultáneamente durante el intervalo de conversión, por ejemplo de 1000 a 0111. Si la duración de estos transitorios es pequeña comparada con el intervalo de muestreo, pueden eliminarse con un circuito de muestreo y retención (sample and hold o S/H) que muestrea la salida del conversor durante el intervalo de muestreo en la porción plana de cada escalón y mantiene constante el nivel de la señal durante las transiciones. Dichos transitorios producen efectos de intermodulación entre las componentes de la propia señal de vídeo, así como entre aquellas componentes espectrales centradas a la frecuencia de muestreo y sus armónicos. Estos productos de intermodulación caen dentro de la banda de vídeo con la subsecuente distorsión de la señal recuperada y contribuyen, de forma más o menos apreciable, al deterioro de la señal.

5.4 Codificación digital de vídeo para uso en Estudios y Centros de Producción. Recomendación 601 del CCIR.

En el entorno del Estudio o Centro de Producción la señal de televisión debe manejarse con la máxima calidad posible tanto en forma analógica como digital, a fin de reducir al máximo la inevitable degradación que sufrirá en el proceso de transmisión hasta el receptor final. Por consecuencia, mientras que para fines de distribución son admisibles niveles elevados de compresión, descartando una cantidad considerable de información redundante, tal técnica no es admisible en el Centro de Producción, ya que la señal que salga de éste para ser transmitida debe tener la máxima calidad posible. La compresión, por tanto, se realiza generalmente sobre esta señal de salida antes de aplicarla al transmisor, ya sea éste de radiodifusión terrestre, de satélite, o de cable.

El tema de codificación digital de las señales de televisión ha sido objeto de estudio en el seno del CCIR desde antes de 1980, dando lugar a la Recomendación 601 en 1982, cuya cuidadosa elaboración ha permitido mantener su validez hasta nuestros días y ha sido adoptada como estándar internacional. En esta Recomendación se establece que la codificación digital de la señal de televisión debe basarse, o bien en el empleo de una señal de luminancia y dos señales de diferencia de color, o en tres señales primarias: rojo, verde y azul. Las características espectrales de estas señales deben controlarse de modo que se evite el fenómeno de *aliasing* al mismo tiempo que se mantiene la respuesta en frecuencia. Tanto si se utiliza una señal de luminancia y dos de diferencia de color o tres señales primarias, la Recomendación 601 define las características de los filtros necesarios en cada caso.

Asimismo, la codificación digital debe permitir el establecimiento y evolución subsecuente de una familia extensible de estándares de codificación digital y, además, debe ser posible la interconexión o interfaz simple entre dos miembros cualesquiera de la familia. Conviene enfatizar aquí que esta codificación digital es la de la señal analógica de vídeo y no tiene que ver, de momento, con ningún sistema de compresión como MPEG, fractales, wavelets, etc.

La Recomendación 601 establece además, que el miembro de la familia a utilizar para el interfaz estándar entre el equipo del centro de producción y para el intercambio internacional de programas, por ejemplo entre el equipo de reproducción magnética de vídeo y el interfaz con el sistema de transmisión, debe ser tal que las frecuencias de muestreo de la luminancia y de las señales de diferencia de color estén relacionadas en la forma designada como 4:2:2, significando que la luminancia debe estar muestreada al doble de frecuencia que la crominancia o diferencia de color.

También se contempla la posibilidad de contar con miembros superiores en la familia, utilizando las señales primarias, rojo, verde y azul, en que la relación de las frecuencias de muestreo es 4:4:4. La Recomendación 601 incluye también especificaciones tentativas para este caso.

Las designaciones 4:2:2 y 4:4:4 tienen un origen histórico en el sentido de que inicialmente fueron utilizadas para indicar el múltiplo de la frecuencia de la portadora a la que se muestreaban las señales de luminancia y crominancia, es decir, 4 significaba el muestreo de la señal de luminancia a cuatro veces la frecuencia de la subportadora y 2, al doble de dicha frecuencia. En el contexto actual, 4 significa una frecuencia de muestreo de 13.5 MHz y 2, de la mitad de ésta o 6.75 MHz. Sin embargo, esta designación puede prestarse a confusión, como en el caso del formato 4:2:0, en que parecería que una de las componentes de crominancia no es muestreada, cuando en realidad el significado es que se descarta una de cada dos muestras de crominancia, de acuerdo a la técnica de submuestreo mencionada en la sección 5.1.

En resumen, la Recomendación 601 especifica la codificación en formato 4:2:2, destinado a la mayoría de las aplicaciones en el centro de producción de televisión digital y para el intercambio internacional de programas. Sus características principales son las siguientes:

- a) Las señales a codificar se obtienen de las señales analógicas de luminancia, E_Y , y de diferencia de color, $E_R - E_Y$ y $E_B - E_Y$, corregidas en gamma. A éstas últimas se les designa, respectivamente, como C_R y C_B .
- b) El número total de muestras en una línea de vídeo completa, incluyendo el intervalo de borrado y sincronismo es, para la luminancia, de 858 muestras en NTSC y 864 en PAL. Para las señales de diferencia de color, el número de muestras es de 429 y 432 respectivamente.
- c) La frecuencia de muestreo es de 13.5 MHz para luminancia y de 6.75 MHz para las señales de diferencia de color. Dichas frecuencias son múltiplos enteros de 2.25 MHz, el mínimo común múltiplo de las frecuencias en los sistemas de 525/60 y 625/50, que dan como resultado un patrón de muestreo ortogonal y estático para ambos tipos de señales.
- d) La forma de codificación está basada en PCM, con cuantificación uniforme y 8 bits por muestra, tanto para la luminancia como para las señales de diferencia de color.
- e) El número de muestras en la *línea digital activa de vídeo*, es decir, la porción de la línea que contiene únicamente información de vídeo y excluye la porción de borrado y sincronismo, es el mismo para ambos sistemas: 720 muestras de luminancia y 360 de diferencia de color.
- f) La señal de luminancia es unipolar y tiene solamente valores positivos, por lo que se cuantifica en 256 niveles, de 0 a 255. Sin embargo los niveles del 0 al 16 se excluyen de la cuantificación con lo que de hecho, el nivel de negro se fija en el nivel 16. Tampoco se utilizan los niveles del 235 al 255, por lo que el nivel de picos blancos corresponde al nivel de cuantificación 235.
- g) Las señales de diferencia de color son bipolares y se cuantifican en 255 niveles, con el cero correspondiendo al nivel 128. Los niveles 0 a 16 y 235 a 255 tampoco se utilizan.

Las características anteriores de muestreo de la señal analógica de vídeo se ilustran esquemáticamente en la figura 5.7. El punto de referencia para el inicio del muestreo de una línea

digital de vídeo es el punto designado como 0_H , localizado a la mitad del flanco de caída del pulso de sincronismo horizontal.

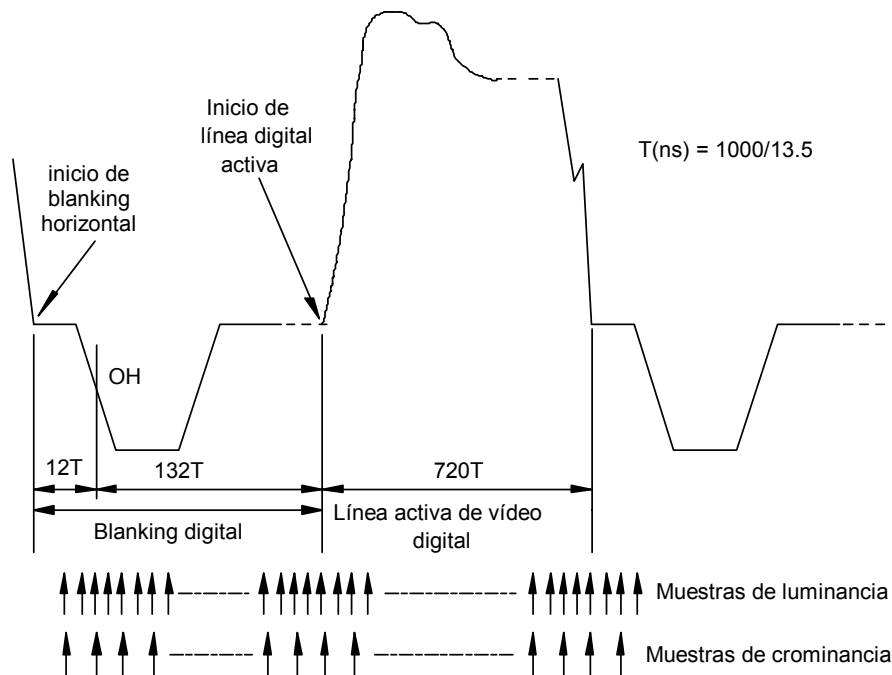


Fig. 5.7. Muestreo de la señal de vídeo según el formato 4:2:2 (Rec. 601 del CCIR)

La luminancia se muestrea a 13.5 MHz y las dos componentes de diferencia de color, a la mitad de esta frecuencia, es decir, 6.75 MHz, de modo que las muestras de crominancia quedan cosituadas con muestras alternas de luminancia y el patrón de muestreo tiene la forma que se ilustra en la figura 5.8.

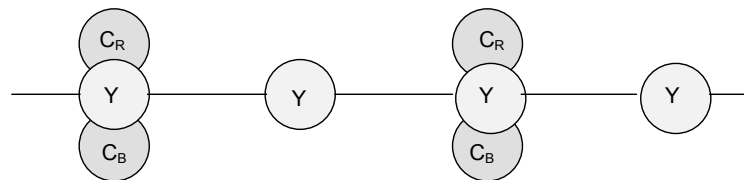


Fig. 5.8. Situación de las muestras de luminancia y crominancia

Las cifras que se dan en la figura 5.7 son para señales PAL en las que, en el intervalo de borrado o blanking horizontal se tienen 144 muestras, en tanto que en NTSC el número de muestras en este intervalo es de 138. En ambos sistemas el número de muestras por línea activa de vídeo es el mismo: 720. Esta característica de contar con el mismo número de muestras en cada línea activa de vídeo constituye una ventaja importante del sistema de muestreo ya que, al ser común en ambos sistemas, facilita la conversión de señales de NTSC a PAL y viceversa.

Según se mencionó en el punto (f) anterior, la señal de luminancia es unipolar y, para el caso de una señal de escalera o de barras tiene la forma mostrada en la figura 5.9.

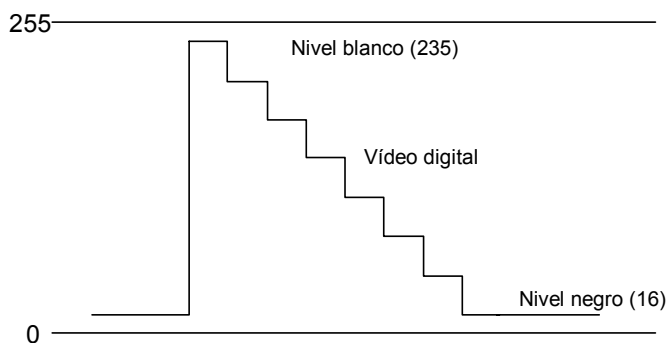


Fig. 5.9. Niveles de cuantificación para la señal de luminancia.

De manera semejante, la cuantificación de las señales bipolares de crominancia o diferencia de color, bipolares en este caso, puede ilustrarse como se muestra en la figura 5.10.

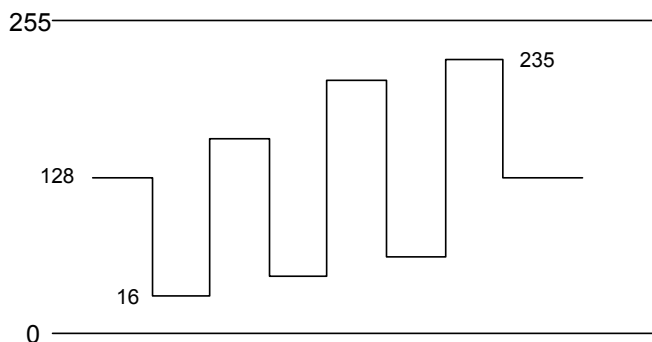


Fig. 5.10. Niveles de cuantificación para las señales de crominancia.

En particular, los niveles 0 y 255 se reservan para la señal de referencia de tiempo o sincronismo digital. Por otro lado, conviene insistir que, en las figuras anteriores se representan únicamente niveles de cuantificación correspondientes a una señal analógica equivalente que tendría la forma mostrada en las figuras.

La forma de muestreo anterior no es la única posible y la propia Recomendación 601 contempla otros estándares siempre y cuando la conversión a 4:2:2 sea directa, lo que en la práctica restringe la elección de las frecuencias de muestreo, que deben mantener una relación simple con las utilizadas en el estándar 4:2:2 (13.5 y 6.75 MHz). Así, este estándar puede considerarse como miembro de una jerarquía en la que son posibles otros estándares de mayor y menor nivel entre los que se pueden contar los siguientes:

- a) 4:4:4. Es la señal digital que resulta de codificar directamente los tres componentes primarias, R, G y B y se contempla para señales de alta calidad, como televisión de alta definición y aplicaciones de procesamiento de señal. El caudal binario de esta señal es de 40.5 MByte/s (324 Mbit/s).
- b) 4:1:1. La señal de luminancia se muestrea a 13.5 MHz y las dos señales de crominancia pueden muestrearse a 6.75 o 3.375 MHz. En el primer caso, se descarta una de cada dos muestras de crominancia y el caudal binario que resulta en este formato es de 20.25 Mbyte/s (162 Mbit/s).
- c) 2:1:1. Este formato se tiene cuando se muestrean a la mitad de la frecuencia tanto la luminancia como la crominancia o cuando en el formato 4:2:2 se

descartan una de cada dos muestras de dichas señales. Su empleo se contempla para aplicaciones como transmisión de noticias (ENG⁶), videoconferencia, etc.

5.4.1 Estructura de muestreo

Los estándares de codificación definidos en la Recomendación 601 del CCIR se basan en el muestreo referido a línea, que produce una rejilla de muestreo ortogonal en que las muestras de un cuadro determinado coinciden exactamente con las de cuadros previos o posteriores. Dicha estructura de muestreo ofrece ventajas para el procesado de la señal y permite el empleo de filtros digitales más simples.

Además de estar enganchado en frecuencia, el muestreo también está enganchado en fase, de modo que una muestra coincide siempre en la misma posición en el tiempo a lo largo de una línea, asegurando así que las señales procedentes de distintas fuentes produzcan siempre muestras en las mismas posiciones de la imagen. Esta técnica es común a todos los miembros de la jerarquía de muestreo y da lugar a que las muestras de diferentes niveles jerárquicos estén cosituadas, simplificando considerablemente las conversiones entre distintos niveles jerárquicos.

El hecho de que el número de muestras en la línea activa de vídeo sea de 720, tanto en PAL como en NTSC, constituye una característica común, suficiente para acomodar el período de la línea activa en cualquiera de los dos estándares sin necesidad de capacidad adicional para incluir los intervalos de borrado analógicos e impide cualquier posibilidad de que el borrado o blanking digital invada el período de la línea activa.

5.4.2 Filtrado de las señales de luminancia y crominancia

En el centro de producción digital con frecuencia es necesario realizar conversiones múltiples de la señal en componentes, tanto a forma digital como analógica y los filtros empleados en tales conversiones deben cumplir especificaciones rígidas para mantener la calidad de la señal. Su respuesta debe ser plana en la banda de paso y además, deben rechazar las frecuencias por encima de $f_s - f_p$, donde f_s es la frecuencia de muestreo y f_p la de paso. Por otra parte, el retardo introducido por el filtro en la banda de paso debe ser mínimo y, adicionalmente, debe tenerse en cuenta el efecto de filtrado adicional introducido por los circuitos de muestreo y retención en la conversión digital-analógica.

Los filtros de paso bajo utilizados en las conversiones analógico-digital y digital-analógica deben tener frecuencias de corte de 5.5 MHz (PAL) y atenuación alta a frecuencias superiores, condición que es difícil de cumplir en la práctica. Para el muestreo a 13.5 MHz se ha llegado a un compromiso razonable haciendo que la atenuación del filtro sea de 12 dB a 6.75 MHz.

En la banda de rechazo, hay algunas diferencias en la acción de los filtros del conversor analógico digital respecto a las del digital-analógico. El filtro de limitación de banda precedente al conversor analógico-digital debe suprimir todas las componentes de alta frecuencia a la entrada para evitar el fenómeno de aliasing. Con señales normales, estas componentes de alta frecuencia tienen amplitudes pequeñas y se acepta una atenuación de 40 dB en la banda de rechazo, relativamente fácil de conseguir en la práctica. Sin embargo, en la conversión digital-analógica es necesario suprimir una cantidad de energía mucho mayor debido a que la señal muestreada, al ser de tipo pulsante tiene componentes espectrales significativas a frecuencias altas, ya que el espectro de la señal en banda base se reproduce alrededor de los armónicos de la frecuencia de muestreo. En la conversión digital-analógica el circuito de muestreo y retención contribuye con una característica del tipo $\text{sinc}(x)/x$ con nulos a 13.5 MHz y sus armónicos y su acción contribuye a que el filtro de

⁶ Electronic News Gathering

paso bajo atenúe suficientemente los componentes espectrales indeseables. Como contraparte de esta ventaja, otro efecto del circuito de muestreo y retención es el de atenuar las altas frecuencias de la señal, por lo que es necesario corregir esta acción mediante un ecualizador que tenga una característica inversa en la banda de paso a fin de producir una respuesta global plana.

Los requerimientos para los filtros de las señales de diferencia de color o cromaticidad en las conversiones de señal en el formato 4:2:2 son en general, versiones escaladas en frecuencia de los de la señal de luminancia. La frecuencia de corte se sitúa en 2.75 MHz y la banda de supresión se extiende a partir de 4 MHz. Sin embargo, hay dos factores que dan lugar a diferencias menores en las especificaciones. Una es que en las conversiones de las señales de diferencia de color es posible emplear filtros digitales como alternativa y otra, que la degradación introducida por los filtros es diferente en las señales de color que en la luminancia. Un problema con este enfoque, es que el escalado en frecuencia duplica el retardo en el proceso de conversión de las señales de color y es necesario un circuito de compensación de retardo en cada conversión de luminancia.

La discusión anterior se refiere básicamente a filtros analógicos y es conveniente distinguirlos de los filtros digitales. Estos últimos, utilizados en el procesado de la señal digital, efectúan el filtrado procesando los datos numéricos correspondientes a la señal de acuerdo a un algoritmo determinado. Aunque el resultado es equivalente, el tratamiento de la señal y su implementación física son totalmente diferentes. Los filtros analógicos se realizan con inductancias y capacidades, en tanto que los filtros digitales se implementan utilizando procesadores digitales de señal (DSP).

5.5 Señal de referencia de tiempo (sincronismo digital)

De manera similar al vídeo analógico, la señal digital requiere de un sincronismo preciso que permita al codificador y decodificador identificar con exactitud el inicio de las líneas y campos de la imagen. En el caso digital esta señal se designa como *señal de referencia de tiempo* (TRS⁷) y debe reunir una serie de requisitos que la distinguen claramente de la información digital de vídeo. Estos requisitos pueden resumirse como sigue:

- a) La señal TRS debe ser *única*. Es decir, no debe confundirse con ninguna combinación binaria que corresponda a algún nivel de cuantificación de vídeo activo.
- b) Debe ser *robusta*, en otras palabras, debe estar suficientemente protegida contra los errores causados por ruido o distorsiones debidas a los propios equipos, cables u otros componentes en el entorno del centro de producción.
- c) Debe ser *compacta*. Puesto que el intervalo de borrado o blanking ofrece la posibilidad de insertar en él información adicional a la de vídeo y las señales de borrado y sincronismo pueden reconstruirse en el decodificador a partir de una señal simple de referencia, la señal TRS debe utilizar el menor número posible de símbolos.
- d) Finalmente, la señal TRS debe ser *fácil de detectar*.

En el formato 4:2:2, la señal de referencia de tiempo tiene una estructura de cuatro símbolos o palabras de 8 bits que substituyen a la información de vídeo en dos grupos, uno al inicio línea digital activa (SAV⁸) y otra al final de la línea activa (EAV⁹). Este esquema EAV-SAV funciona aún cuando el número de muestras sea menor, y es el mismo para los sistemas de 525 y de 625

⁷ Time Reference Signal

⁸ Start of Active Video

⁹ End of Active Video

líneas. En ambos casos la señal TRS tiene idénticas características y ambas señales TRS (EAV y SAV) constituyen un *paquete*. A partir de ellas puede recuperarse completamente la información de sincronismo, aún cuando se pierda el intervalo de borrado.

El contenido de los cuatro símbolos de la señal TRS es el mostrado en la Tabla 5.1

Primer símbolo:	FF hexadecimal)	
Segundo símbolo:	00	
Tercer símbolo:	00	
Cuarto Símbolo:	Bits 0 a 3	Bits de protección, en código Hamming para las señales de sincronismo horizontal, vertical y de campo.
	Bit 4 (H)	Blanking horizontal (1 = ON).
	Bit 5 (V)	Blanking vertical (1 = ON).
	Bit 6 (F)	Indicador de campo (0 = primer campo, 1 = segundo campo).
	Bit 7	Indicador de empleo de interfaz serie.

Tabla 5.1 Contenido de los símbolos de la señal TRS.

Como puede verse de lo anterior, los valores correspondientes a los niveles 0 y 255, que no se utilizan en la cuantificación de la señal de vídeo se reservan para la señal TRS, lo que da a esta señal una característica única en el caudal binario. El cuarto símbolo contiene la información relativa al sincronismo de línea, campo y cuadro, que debe estar suficientemente protegida contra errores a fin de garantizar el correcto sincronismo en la reproducción de la imagen. Los tres bits que contienen dicha información están protegidos mediante un código Hamming de cuatro bits con lo que es posible no sólo detectar, sino corregir los errores que ocurran en la transmisión, dando a la señal TRS la robustez requerida. Finalmente el séptimo bit del cuarto símbolo se ha reservado para indicar el multiplexado en serie, aunque en general no se utiliza. El resultado final es una señal compacta, que utiliza solamente ocho símbolos (EAV y SAV) de los 144 del intervalo de borrado horizontal y con la robustez necesaria para garantizar el correcto sincronismo.

5.6 Multiplexado de la señal digital de vídeo

Para mantener la calidad de las señales digitales de vídeo en el centro de producción, deben mantenerse en forma digital en todas las interconexiones y para ello es indispensable emplear interfaces adecuados.

Una señal digital de vídeo está compuesta de muestras de luminancia y crominancia, cuantificadas cada una a 8 bits¹⁰. Por cada muestra alterna de luminancia se tienen dos muestras de crominancia que, a la frecuencia de muestreo utilizada, da lugar a un caudal binario para la luminancia de 13.5 MBytes/s y de 6.75 MBytes/s para cada componente de crominancia. Si las tres señales se multiplexan en tiempo, el caudal total resultante será de 27 MBytes/s o 216 Mbit/s.

En el centro de producción la señal digital por lo general se maneja en paralelo, es decir, las señales de luminancia y crominancia se transportan por separado, con lo que el interfaz correspondiente es un cable de 24 hilos. El tipo de conector habitualmente empleado es el “D”, de 25 patas, utilizado frecuentemente en computadoras. Dicho conector es de tipo fijo, con tornillos y no del tipo

¹⁰ Aún cuando se emplea también la cuantificación a 10 bits, aquí se hace referencia sólo a la de 8 bits, originalmente propuesta en la Recomendación 601 del CCIR

enchufable o de “patch panel”. Este tipo de interfaz es fácil de implementar ya que en el centro de producción la mayor parte de los cables no exceden de 30 metros y hay pocos que alcancen o excedan los 100 m, de modo que para distancias cortas el interfaz paralelo resulta adecuado. Este tipo de transporte en paralelo, con las tres señales separadas, se ilustra en la figura 5.11.

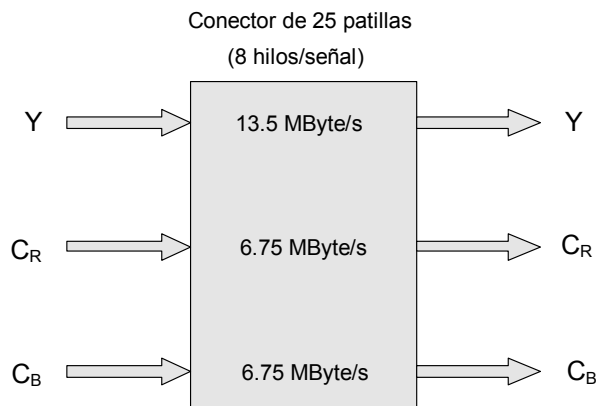


Fig. 5.11. Interfaz Paralelo

Como el interfaz paralelo requiere un cable de 24 hilos, es conveniente tener en cuenta algunos factores prácticos en su selección:

- Atenuación*, lo que limita su longitud.
- Dispersión de datos*. Ocurre como consecuencia del ancho de banda del cable, así como del desacoplamiento en conectores que al producir reflexión de la señal, causa dispersión de los datos y por consecuencia, interferencia entre símbolos.
- Intermodulación y diafonía*. Son consecuencia de la inducción entre cables próximos y puede reducirse utilizando líneas balanceadas apantalladas.
- Características mecánicas*, como diámetro, flexibilidad, radio de curvatura para su montaje, etc.

En un entorno analógico todas las señales de vídeo se transportan por cables coaxiales de 75 Ω terminados generalmente en conectores BNC o conectores de boquilla en los tableros de conexión (“patch panel”). En un centro de producción el número de cables es considerable y la longitud total fácilmente alcanza varios kilómetros. Los cables coaxiales, por lo general son de pequeño diámetro, flexibles, robustos y de costo relativamente reducido. En un entorno digital, con transporte en paralelo el espacio ocupado por los cables y conectores es considerablemente mayor y, por consecuencia, las dimensiones del centro de conmutación y de los tableros de conexión aumentan. El tipo de conectores complica las conexiones y obliga a mayor cuidado por parte de los operadores. Los cables, al contener 24 hilos o pares de éstos, son de mayor diámetro, menos flexibles y más caros, aspectos que representan una desventaja respecto a las instalaciones en que se manejan señales analógicas. Si embargo, estos inconvenientes se ven compensados por las ventajas que representa el manejo de la señal en forma digital.

5.6.1 Multiplexado parcial

Para reducir los problemas anteriores en alguna medida, se emplean técnicas de multiplexado de las componentes de la señal digital, con lo que se reducen tanto el número de conductores como las

dimensiones de los conectores. La primera alternativa la constituye el multiplexado parcial, ilustrado esquemáticamente en la figura 5.12.

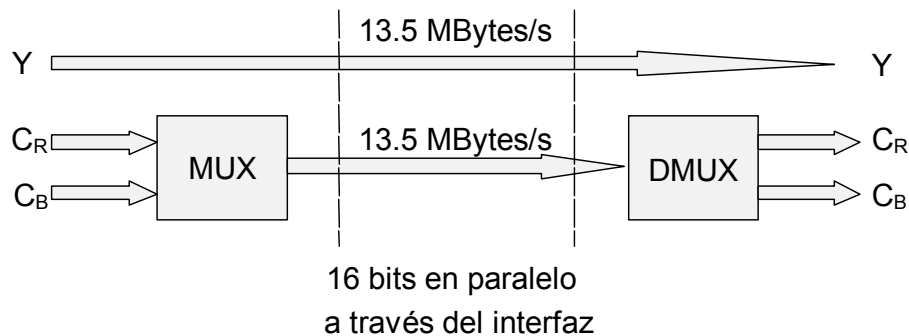


Fig. 5.12. Multiplexado parcial de crominancia

En este caso, se multiplexan en tiempo las dos señales de crominancia y se transporta separadamente la de luminancia. El caudal binario de la luminancia sigue siendo de 13.5 MBytes/s, igual ahora al de las dos señales de crominancia multiplexadas. Es claro que es multiplexado debe hacerse en forma tal que las señales demultiplexadas estén en correcto sincronismo con las muestras alternas de luminancia. El multiplexado parcial mantiene la separación de las señales de luminancia y crominancia en el transporte y requiere de un cable de 16 hilos.

5.6.2 Multiplexado total

La otra alternativa de multiplexado la constituye el multiplexado total, que permite el transporte “en serie” de la señal a través un cable de 8 hilos y que se ilustra en la figura 5.13.

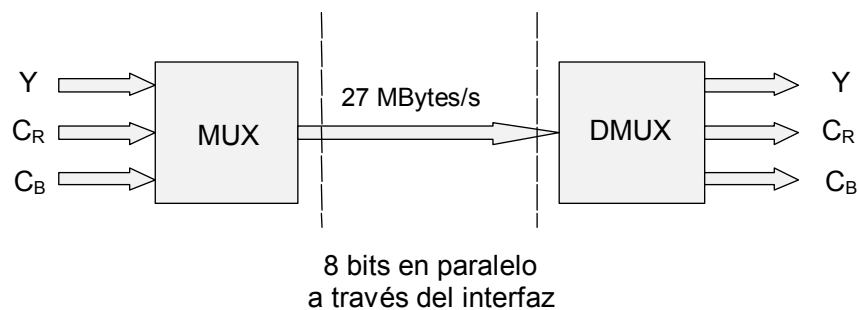


Fig. 5.13. Multiplexado total de la señal digital.

La forma de multiplexado total da lugar al empleo de lo que se designa como *interfaz en serie*. Sin embargo es necesario enfatizar que el transporte es byte (símbolo) a byte y no bit a bit. El caudal es en este caso de 27 MBytes/s a través del interfaz.

Para conseguir el multiplexado, es necesario reordenar las muestras de crominancia y luminancia en la forma que se indica en la figura 5.14.

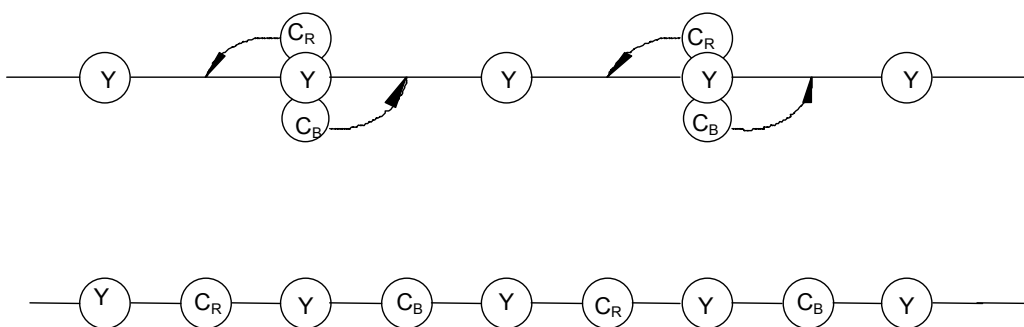


Fig. 5.14. Secuencia de muestras en el multiplexado en serie.

En la figura, cada círculo corresponde a una muestra de luminancia o crominancia. Con cada muestra alterna de luminancia coinciden dos muestras de crominancia que, para el multiplexado total o en serie, una de ellas se retrasa y otra se adelanta a la correspondiente muestra de luminancia. De esta forma se consigue el transporte de la señal por un cable de 8 hilos. Nuevamente el sincronismo del proceso juega un papel fundamental en la correcta distribución temporal de las muestras y el procedimiento requiere de una implementación de hardware más costosa que el del interfaz en paralelo, por lo que en el diseño de un sistema de este tipo deben tenerse en cuenta los diversos factores mencionados a fin de lograr el mejor compromiso entre el costo y el rendimiento del sistema.

5.6.3 Requisitos de la señal en el interfaz en serie

El interfaz en serie la señal debe cumplir ciertos requisitos a fin de que las distorsiones y errores de transmisión sean mínimos. Dichos requisitos se resumen en los siguientes:

- a) Código binario.
- b) Componente de c.c. muy pequeña o nula.
- c) Fácil recuperación de la señal de sincronismo.
- d) Economía en el ancho de banda, ya que la ecualización puede resultar difícil.

Adicionalmente, es conveniente que el número de circuitos que intervengan en el proceso de multiplexado sea el menor posible, ya que por la cantidad de señales a multiplexar en un centro de producción, el costo puede aumentar de forma importante y es un factor primordial a tener en cuenta en el diseño de cualquier sistema.

La recomendación 656 del CCIR propone un estándar para el interfaz serie que, sin embargo, no es muy utilizado. En su lugar se emplea un estándar “de facto” (de hecho), adoptado por la mayor parte de los fabricantes de equipos, en el que se cumplen los requisitos anteriores. En dicho estándar la codificación de la señal es binaria, en forma de pulsos bipolares (NRZ¹¹) y el ancho de banda de la señal (27 MHz) es adecuado para las distancias relativamente cortas en el centro de producción. El problema lo plantea la componente de c.c. que debe ser muy pequeña o nula y que, dependiendo del tipo de señal, puede tener un valor significativo. Para reducir esta componente al mínimo se pueden emplear varias estrategias de codificación entre las que las más importantes son el empleo de códigos de bloque y la aleatorización¹² de la señal. De estos dos, el preferido es el segundo por ser más barato y fácil de implementar que el primero. En la figura 5.15 se muestra el

¹¹ Non Return to Zero

¹² Scrambling

aleatorizador empleado en el multiplexor y el desaleatorizador usado en el demultiplexor. Cada bloque representa un flip-flop tipo D y el símbolo \oplus , un circuito o-exclusivo. Debe tenerse en cuenta que el proceso anterior debe realizarse a nivel de bit, por lo que en el interfaz en serie se requieren ocho de estos pares de circuitos para manejar la señal digital completa.

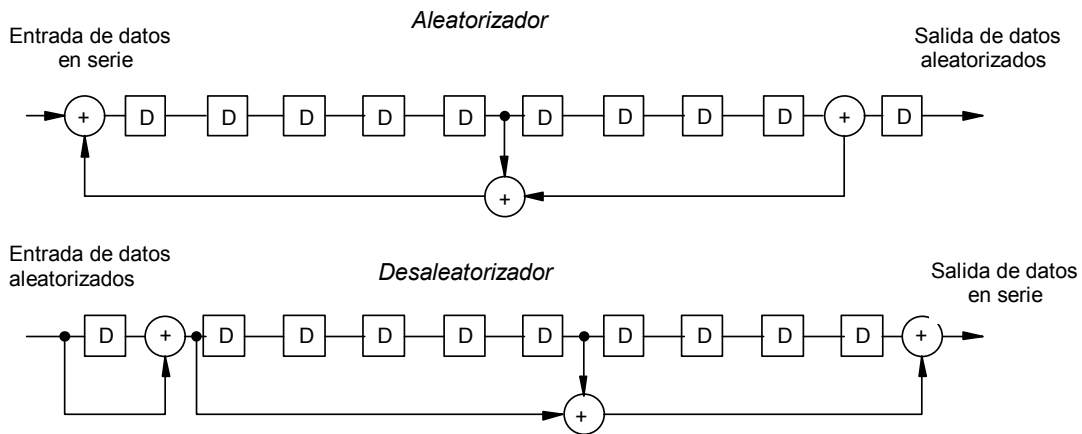


Fig. 5.15. Aleatorización de datos en el interfaz en serie.

5.7 Reducción del caudal binario de la señal digital de vídeo.

En 1982, después de numerosos estudios y discusiones en el seno del CCIR, se adoptó como estándar para la producción de señales digitales de vídeo la Recomendación 601, que se traduce en un caudal binario de 216 Mbit/s. En el entorno del centro de producción esta velocidad de transmisión puede manejarse con relativa facilidad, sin embargo, cuando es necesario transmitir las señales digitales a otros centros de producción o transmisión, esta velocidad binaria excede la de la mayor parte de las adoptadas para las redes de telecomunicación y es necesario reducirla, de forma tal que la señal de vídeo no sufra degradación apreciable en el caso de sistemas de contribución. El objetivo es por consecuencia, reducir la velocidad de transmisión sin reducir de manera significativa la calidad de la señal. En los sistemas de contribución, de manera que en el decodificador sea posible la recuperación íntegra de la señal y en los sistemas de distribución, de forma tal que el decodificador pueda reconstruir aceptablemente para el espectador, la señal original.

La reducción del caudal binario conlleva, en mayor o menor medida, un proceso de *compresión*, que será tratado con mayor amplitud en el capítulo 6. Aquí nos limitaremos únicamente a mencionar algunas de las técnicas de reducción de la velocidad binaria, para la transmisión de vídeo por redes de telecomunicación con fines de contribución.

Las velocidades de transmisión que se consideraron como objetivos fueron, en el caso de Europa, 140 y 34 Mb/s, que corresponden a los estándares empleados en las redes de telecomunicación. En el primer caso (140 Mbit/s), la reducción puede obtenerse con relativa facilidad, por ejemplo, eliminando la transmisión de los intervalos de borrado horizontal y vertical que pueden reconstruirse fácilmente en el decodificador y empleando modulación por codificación diferencial de pulsos (DPCM) u otros esquemas robustos de modulación digital. El empleo de DPCM causa cierta degradación de la señal que, si no se encadenan muchos procesos de codificación-decodificación, no es suficiente para impedir el procesado subsecuente con calidad de estudio.

La reducción del caudal de 216 a 140 Mb/s representa un nivel de compresión que puede designarse como modesto (1.54:1), en tanto que la reducción a 34 Mbit/s, adecuada para la

transmisión vía satélite, el nivel de compresión requerido es de 6.35:1 y no se alcanza fácilmente con una simple combinación de DPCM y alguna modulación digital de envolvente constante, por ejemplo 8PSK. Para lograr este nivel de compresión es necesario emplear otras técnicas más complejas que explotan la redundancia espacial y temporal de la señal de vídeo, así como diezmado para reducir el número de líneas o de elementos de imagen transmitidos, que pueden ser reconstruidos en el decodificador mediante técnicas de interpolación. Esto trae como consecuencia mayor complejidad y costo de los codificadores y decodificadores, así como mayor deterioro de la calidad de imagen para fines de contribución, ya que en el proceso de codificación se pierde parte de la información original.

Aunque es difícil predecir la evolución en las técnicas de reducción del caudal binario con fines de contribución, la calidad máxima de la señal en el estado actual de la tecnología sólo puede lograrse mediante codificación reversible, es decir, sin pérdida significativa de información en el proceso de codificación-decodificación.

En el caso de modulación por codificación de pulsos (PCM) con 256 niveles de cuantificación (8 bits), la relación señal a ruido en condiciones ideales es del orden de 57.5 dB. El proceso de conversión analógico-digital, digital-analógico, puede reducir la relación señal a ruido a 55 dB para señales de pequeña amplitud y a menos de 50 dB¹³ para señales de amplitud grande. El empleo de 8 codecs¹⁴ en cascada o tandem produce al final de la cadena un ruido de cuantificación cercano al umbral de percepción del ruido, que corresponde a una relación señal a ruido de alrededor de 44 dB. Lo anterior, si se supone que el ruido de cuantificación produce el mismo efecto visible que el ruido aleatorio gaussiano de la misma potencia. Sin embargo, en ciertos tipos de señales como dientes de sierra u otras señales de poca pendiente, se llegan a observar efectos de contorno en la imagen, aún con un solo codec. Esta situación puede mejorarse con cuantificación a más de 8 bits, por ejemplo 10.

El CCIR produjo dos recomendaciones: la 723 relativa a la transmisión de señales digitales de televisión en componentes, para aplicaciones con calidad de contribución a velocidades de 32 a 45 Mbit/s, correspondientes al tercer nivel jerárquico de la Recomendación G.702 del CMTT y la Recomendación 721 relativa a la transmisión de señales digitales de televisión en componentes para aplicaciones de contribución a caudales binarios cercanos a 140 MBit/s. Las principales características de estas Recomendaciones se resumen a continuación.

5.7.1 Transmisión a 140 Mbit/s.

La señal de entrada al sistema de transmisión debe estar codificada en el formato 4:2:2, utilizando bien sea, interfaz en serie o en paralelo. Dicha señal se somete a un pre-procesado en que se suprimen los intervalos de borrado horizontal y vertical y a las señales adicionales como las de prueba o teletexto, que normalmente se transmiten en el intervalo de borrado vertical, se les asignan posiciones o ranuras diferentes en el multiplexor de vídeo.

El esquema de codificación incluye dos predictores fijos, bidimensionales, para la luminancia y las componentes de diferencia de color, así como DPCM híbrida no adaptativa, conocida como técnica de Van Buul¹⁵, que constituye una mejora significativa respecto a los sistemas DPCM simples. No se emplea codificación de longitud variable, ni se aplica ningún procesado a la señal de salida.

¹³ V. G. Devereaux. *Performance of cascaded video PCM codecs* EBU Technical Review, N° 199, pp. 114-131, June 1983.

¹⁴ Conjunto formado por un codificador y un decodificador.

¹⁵ Van Buul, M. C. W. "Hybrid D-PCM, a combination of PCM and DPCM". IEEE Trans. on Communications. Vol. COM-26, N° 3, pp. 362-368. March 1978.

En resumen, la reducción de la velocidad binaria para acercarse al objetivo de 140 Mbit/s, se obtiene eliminando los intervalos de borrado de la señal de vídeo, en combinación con un esquema particular de codificación predictiva simple DPCM. Además, la Recomendación 721 sugiere cuantificación a 6 bits, en lugar de 8 que, si bien por una parte reduce el caudal binario, por otra limita considerablemente la posibilidad de utilizar codecs en cascada, ya que la relación señal a ruido que se consigue con este esquema es inferior a la que se logra con 8 bits.

5.7.2 Transmisión a 32-45 Mbit/s.

La señal de entrada, igual que en el caso anterior, debe ser en formato 4:2:2 de acuerdo a la Recomendación 601 del CCIR. La codificación contempla tres modos: intracampo, intercampo y compensación de movimiento utilizando principios similares a los que serán tratados en el capítulo 6. Los modos de codificación anteriores se aplican bien sea a bloques de 8×8 elementos de imagen de un mismo campo, o a bloques diferenciales, obtenidos por la diferencia entre un bloque del campo actual y un bloque de referencia, tomado del campo previo, es decir en modo intercampo.

En esta codificación se emplea la transformada del coseno discreto¹⁶, aplicada a bloques de 8×8 muestras, para cada una de las tres componentes de la señal, una de luminancia y dos de crominancia. Se utiliza, además, codificación predictiva, de modo que para cada bloque procesado en modo intercampo, el bloque de referencia se determina a partir de los elementos de imagen del campo previo sin aplicar compensación de movimiento y para cada bloque procesado en modo intracampo. El bloque de referencia se toma del cuadro previo, determinándose su posición mediante la aplicación de un vector de movimiento.

La compensación de movimiento se aplica a “macrobloques” formados por cuatro bloques adyacentes de 8×8 elementos de imagen para la luminancia y de dos bloques cosituados, para las componentes de crominancia. A cada macrobloque se le asigna un único vector de desplazamiento con precisión de medio elemento de imagen.

Se utiliza también cuantificación perceptual de los coeficientes de la transformada del coseno discreto, adaptando sus parámetros al estado de ocupación del buffer de salida utilizando para ello técnicas de codificación de longitud variable. La característica de cuantificación es cuasi-lineal. Adicionalmente se utiliza codificación de canal, a fin de proteger la información contra errores de transmisión. El código empleado es Reed Solomon (255,239) con un factor de entrelazado (interleaving) de 2.

Como puede apreciarse de lo anterior, la codificación requerida para 34 Mbit/s es más compleja que la utilizada para caudales del orden de 140 Mbit/s. Esto es consecuencia de que el nivel de compresión requerido es mayor y, por consecuencia, es necesario emplear técnicas que eliminen parte de la información redundante en la imagen. La velocidad de 34 Mbit/s, es adecuada para la transmisión entre el centro de producción y el transmisor, o la red de distribución, no puede considerarse estrictamente como “sin pérdidas”, ya que el decodificador debe reconstruir una cantidad apreciable de la información original y no es recomendable utilizarla entre centros de producción, donde la señal debe someterse a procesamiento adicional. La codificación a 140 Mbit/s, por otra parte, puede considerarse como “sin pérdidas” desde un punto de vista práctico en la mayoría de las aplicaciones.

¹⁶ Véase capítulo relativo a Compresión de Imagen.

Bibliografía adicional.

- [1] - C. P. Sandabank. *Digital Television*. John Wiley & Sons, Ltd. England. 1990.
- [2] - *Encoding Parameters of Digital Television for Studios. Recommendation 601-2*. CCIR. Geneva, 1990.
- [3] - *Interfaces for Digital Component Video Signals in 525-line and 625-line Television Systems. Recommendation 656*. CCIR. Geneva 1990.
- [4] - *Synchronizing Reference Signals for the Component Digital Studio. Recommendation 711*. CCIR. Geneva 1990
- [5] - *Transmission of component-coded digital television signal for contribution-quality applications at the third hierarchical level of CCITT Recommendation G.702. Recommendation 723, CCITT*. Geneva 1990.
- [6] - *Transmission of component-coded digital television signals for contribution-quality applications at bit rates near 140 Mbit/s. Recommendation 721*. CCIR. Geneva, 1990.
- [7] - A. Luthra and G. Rajan. *Sampling-Rate Conversion of Video Signals*. SMPTE Journal. Nov. 1991, pp. 869-879.
- [8] - E. Dubois. *The Sampling and Reconstruction of Time-Varying Imagery with Application in Video Systems*. Proc. IEEE, Vol. 73, N° 4, pp. 502-522, April 1985.
- [9] - A. K. Jain. *Image Data Compression: A Review*. Proc. IEEE, Vol. 69, N° 3, pp. 349-389, March 1981. Este artículo contiene una lista de 223 referencias bibliográficas sobre el tema de compresión de vídeo y reducción de la tasa binaria.
- [10] - A. N. Netravali and J. O. Limb. *Picture coding: A review*. Proc. IEEE, Vol. 68, pp. 366-406, March 1980.
- [11] - H. G. Musmann, P. Pirsch and H.-J. Grallert. *Advances in Picture Coding*. Proc. IEEE, Vol. 73, N° 4, pp. 523-548, April 1985.
- [12] - P. Dalleur and P. Delogne. *Simple Techniques for reducing bit-rates in digital television*. EBU Technical Review, N° 203, pp. 2-12, Feb. 1984.
- [13] - A. García. *Nuevas tendencias en convertidores A/D*. Revista Española de Electrónica. Febrero 1990. pp. 36-45.
- [14] - Del Fraile, P. V. *Evolución de la TV. De lo analógico a lo digital*. Mundo Electrónico. N° 176, pp. 39-44. 1987.