

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **ESCUELA DE INGENIERÍA**

### **REQUERIMIENTOS MÍNIMOS A CUMPLIRSE DURANTE LA TRANSMISIÓN DE TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL SIMULCAST**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN  
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**RAMIRO EDUARDO ESPINOSA COELLO**

**DIRECTOR: Ing. TANIA PÉREZ**

**Quito, Octubre 2001**

## DECLARACIÓN

Yo, Ramiro Eduardo Espinosa Coello, declaro que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

La Escuela Politécnica Nacional, puede hacer uso de los derechos correspondientes a este trabajo, según lo establecido por la Ley, Reglamento de Propiedad Intelectual y por la normatividad institucional vigente.



---

Ramiro Espinosa Coello

## CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Ramiro Espinosa Coello, bajo mi supervisión.



---

Ing Tania Pérez

**DIRECTORA DE PROYECTO**

## **AGRADECIMIENTO**

La culminación de este trabajo y de una etapa de mi vida no hubiese sido posible sin la ayuda de personas que de una u otra manera han aportado a la realización de este sueño y han hecho más llevadera mi vida estudiantil, a todos ellos gracias. Un especial agradecimiento a mi Familia, por su incondicional apoyo, al Departamento de Ingeniería de Gamavisión, a mi Directora de Proyecto de Titulación, y a mis Amigos.

## **DEDICATORIA**

Todo lo que soy y todo lo que hago en este mundo no tuviese sentido sin mi familia. Por ello dedico este trabajo a Ramiro y Lucila, mis padres, Paola y Fanny, mis hermanas, a Silvana mi amor y compañera y a todos quienes comparten mis sueños e ideales.

# CONTENIDO

<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1</b>	
<b>TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES .....</b>	<b>4</b>
<b>1.1 GENERALIDADES .....</b>	<b>4</b>
1.1.1 Señales y Sistemas .....	4
1.1.2 Procesamiento Digital de Señales .....	5
<b>1.2 DIGITALIZACIÓN DE LAS SEÑALES DE AUDIO Y VIDEO .....</b>	<b>13</b>
1.2.1 Digitalización de la Señal de Video .....	13
1.2.2 Normas para la Producción de Televisión Digital Convencional .....	16
1.2.3 Definiciones de Calidad de los Servicios de Radiodifusión de Televisión Digital .....	21
1.2.4 Digitalización de la Señal de Audio .....	22
<b>1.3 DETERMINACIÓN DEL ANCHO DE BANDA DE UNA SEÑAL DE TELEVISIÓN DIGITAL .....</b>	<b>23</b>
<b>1.4 COMPRESIÓN DE SEÑALES DE VIDEO .....</b>	<b>25</b>
1.4.1 Redundancia de Datos .....	25
1.4.2 Técnicas de Compresión .....	27
1.4.3 Estándares de Compresión de Secuencias Monocromáticas y en Color ...	32
<b>CAPÍTULO 2</b>	
<b>SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DIGITAL .....</b>	<b>34</b>
<b>2.1 INTRODUCCIÓN A MPEG-2 .....</b>	<b>34</b>
2.1.1 Video Compresión MPEG-2 .....	35
<b>2.2 SISTEMA DE TRANSMISIÓN DIGITAL TERRESTRE ATSC.....</b>	<b>52</b>
2.2.1 Diagrama de Bloques del Sistema de Televisión Digital ATSC .....	53
2.2.2 Subsistema de Transmisión / RF .....	54
2.2.3 Protección de Errores del Canal y Sincronización .....	59
2.2.4 Modulación .....	65
2.2.5 Características de Transmisión para el Modo de Alta Velocidad de Datos	66
<b>2.3 SISTEMA DE TRANSMISIÓN DIGITAL TERRESTRE DVB - T .....</b>	<b>69</b>

2.3.1 Diagrama de Bloques Introductorio del Sistema DVB – T .....	69
2.3.2 Codificación del Canal y Modulación.....	72
2.3.3 Estructura de la Trama OFDM .....	82
2.3.4 Señales de Referencia .....	85
2.3.5 Señalización de los Parámetros de Transmisión (TPS) .....	85
2.3.6 Características del Espectro de Frecuencia .....	87
<b>2.4 SISTEMA DE TRASMISIÓN DIGITAL TERRESTRE ISDB – T .....</b>	<b>89</b>
2.4.1 Visión General de las Características del Sistema ISDB – T .....	
<b>2.5 ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DIGITAL TERRESTRE .....</b>	<b>93</b>

### **CAPÍTULO 3**

<b>REQUERIMIENTOS A CUMPLIRSE EN LA TRANSMISIÓN DURANTE EL SIMULCAST .....</b>	<b>101</b>
<b>3.1 DETERMINACIÓN DE FUENTES DE INTERFERENCIA .....</b>	<b>102</b>
3.1.1 Canales Disponibles para DTV .....	104
3.1.2 Consideraciones de protección durante y después del Simulcast .....	106
<b>3.2 PRINCIPIOS DE ASIGNACIÓN DE CANALES PARA DTV .....</b>	<b>108</b>
3.2.1 Distancia Mínima entre Estaciones Transmisoras .....	110
3.2.2 Márgenes de Protección .....	110
3.2.3 Potencia Radiada Máxima e Intensidad de Campo Mínima a Proteger .....	115
3.2.4 Sistema de Torres, Antenas y Transmisores .....	117
<b>3.3 PROPUESTA DE ASIGNACIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE CANALES DURANTE EL SIMULCAST PARA EL ECUADOR .....</b>	<b>122</b>
<b>3.4 PLAN DE IMPLEMENTACIÓN DEL SIMULCAST Y SUS COSTOS ESTIMADOS .....</b>	<b>128</b>

### **CAPÍTULO 4**

<b>CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....</b>	<b>135</b>
<b>4.1 CONCLUSIONES .....</b>	<b>135</b>
<b>4.2 RECOMENDACIONES .....</b>	<b>141</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>143</b>

<b>ANEXOS</b> .....	<b>149</b>
<b>ANEXO A</b>	
Valores Numéricos de los Parámetros DVB – COFDM Para Canales de 6 Y 7 MHz .....	150
<b>ANEXO B</b>	
Ejemplos de Antenas y Configuraciones para ubicar en la misma Torre, las Antenas de NTSC y DTV durante el Simulcast .....	154
<b>ANEXO C</b>	
Zonas Geográficas (Incluido el Mapa Correspondiente) Y Plan de Distribución de Canales para el Servicio de Televisión Analógico Actual .....	162



# INTRODUCCIÓN

Con la llegada de la tecnología digital a la televisión nos encontramos ante un nuevo reto, en donde una vez más el desarrollo tecnológico tiene un rol protagónico dentro de la sociedad, esto no es extraño para la humanidad, pues siempre que llega una nueva tecnología hay un tiempo durante el cual tenemos que acostumbrarnos a vivir con ella.

Ahora el nuevo reto es la implementación de un nuevo sistema de transmisión de televisión (digital), cabe entonces, estudiar y analizar las alternativas propuestas tal que podamos prepararnos para recibir y aceptar la nueva tecnología de la mejor manera.

La llegada de la televisión digital supone un cambio tan radical como el que supuso el paso del blanco y negro al color. Se trata de conseguir imágenes mejores y no solo eso sino también servicios hasta ahora inimaginables, como la recepción móvil de televisión, la interactividad, la televisión a la carta o los servicios multimedia tan de moda hoy en día con el Internet.

El gran inconveniente que tenemos que sortear ahora es el que presentan los receptores actuales de televisión al no permitir la recepción de la nueva señal digital para obtener una imagen visualizable, este problema surge debido a que la tecnología utilizada no contempla la compatibilidad con el sistema de televisión actual, por lo que caben algunas opciones.

La solución más obvia sería adquirir un televisor digital, pero hasta que el sistema no esté completamente introducido, los televisores digitales de pantalla grande apta para televisión digital serán caros, además un receptor nuevo no recibiría los

programas convencionales; ¿cómo convencer a un comprador de que opte por un receptor que es mucho más caro y en el que no podrá ver, al menos en un período de tiempo inicial, la totalidad de programas que sus vecinos, con un receptor más barato si vé?

Otra solución, y que será motivo de desarrollo en el presente trabajo, es la adoptada por la FCC (Federal Communications Commission) al decidir que el servicio de televisión digital (DTV) se daría en régimen de difusión simultánea con el servicio convencional (**Simulcast**), y no en régimen de compatibilidad de receptores. En régimen de compatibilidad de receptores, la señal DTV podría captarse y visualizarse en los receptores actuales convencionales. Pero la señal DTV requiere mucha más información que una señal analógica de color, por lo que el receptor exigiría un canal suplementario para introducir la información adicional, esto plantea una serie de problemas como la necesidad de asignar un nuevo canal por cada canal existente. Por estos motivos, es por lo que se optó por el enfoque simulcast. La señal DTV se transmite por un canal propio de 6 MHz independientemente de la señal NTSC, no obstante, persiste el inconveniente de que los receptores actuales no pueden recibir una señal DTV. Para evitar que estos receptores se queden de repente inservibles se exigiría que, durante un período de transición, el mismo programa se transmita simultáneamente (o con muy poco retraso) tanto por DTV, como por NTSC. Cuando una gran parte de la población utilice la nueva tecnología, se suprimirá el servicio NTSC, y la porción de espectro que ocupaba se utilizaría para nuevos canales DTV u otros servicios.

Con esta visión general del problema, ahora surge la necesidad de establecer los inconvenientes que se darían en la transmisión bajo este régimen y además buscar las posibles soluciones con los cuales afrontarlos durante el tiempo en que dure este modo de transmisión.

Este trabajo inicia con una introducción breve del proceso de conversión analógica a digital (A/D), enfocado principalmente a la señal de televisión. Se analizan los métodos de codificación de señales de televisión y la necesidad de comprimirlas dado el gran ancho de banda requerido para transmitir una señal

digital de televisión. El primer capítulo termina con un estudio de los métodos de compresión de imágenes y se menciona los estándares de compresión más usados en la actualidad.

En el Capítulo 2 se estudia el sistema de compresión de video MPEG – 2. Posteriormente se hace una descripción genérica de los dos estándares de televisión digital (ATSC DVB – T e ISDB – T) de mayor acogida e influencia mundial y se culmina con un análisis comparativo entre los sistemas.

El Capítulo 3 está dedicado enteramente a los problemas que se darían durante el simulcast y sus posibles soluciones. Se empieza con una pequeña introducción del por qué del simulcast, se analizan las fuentes de interferencia, se dan márgenes de protección contra interferencias, se estudian y sugieren los posibles canales para el servicio DTV, se analizan los tipos de transmisores DTV existentes y se dan algunas sugerencias para escoger el más adecuado, según necesidades, se estudian los problemas de ubicación de torres, antenas, transmisores y enlaces; y finalmente se culmina con un estudio de los costos de migración, basado en dos modelos de implementación (uno mínimo y uno transicional).

En el Cuarto y último Capítulo se realizan las conclusiones y recomendaciones finales.

# CAPITULO 1

## TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

### 1.1 GENERALIDADES

#### 1.1.1 SEÑALES Y SISTEMAS

Una señal se define como una cantidad física que varía en el tiempo, el espacio o cualquier otra variable o variables independientes. Matemáticamente se describe una señal como una función de una o más variables independientes. Para la mayoría de señales en la naturaleza, dicha relación funcional es desconocida o demasiado complicada como para tener utilidad práctica.

Un sistema se puede definir como un dispositivo físico que realiza una operación sobre una señal. Cuando se pasa una señal a través de un sistema se dice que se ha *procesado la señal*. En general, el sistema se caracteriza por el tipo de operación que se realiza sobre la señal. Tales operaciones se denominan habitualmente como el *procesado de la señal*.

##### 1.1.1.1 Clasificación de señales

Los métodos usados en el procesado de la señal o en el análisis de la respuesta de un sistema a una señal dependen fuertemente de las características de la señal en particular. Existen técnicas que se aplican solo a familias específicas de señales.

##### Señales multicanal y multidimensionales

Si las señales son generadas por múltiples fuentes o sensores nos referimos a *señales multicanal*. Si la señal es función de una única variable independiente, la señal se denomina *unidimensional*. Por el contrario, una señal se denomina *M-dimensional* si es función de M variables independientes.

Por ejemplo, una imagen de televisión a color es una señal con función tridimensional de tres canales, como se puede apreciar en la ec. 1.1

$$I(x,y,t) = \begin{bmatrix} I_r(x,y,t) \\ I_g(x,y,t) \\ I_b(x,y,t) \end{bmatrix} \quad \text{ec.1.1}$$

Donde  $I(x,y,t)$  representa el brillo o intensidad de cada punto de imagen de los tres colores primarios (rojo, verde y azul);  $x$  e  $y$  son variables espaciales y  $t$  es la variable temporal.

### Señales deterministas y señales aleatorias

Cualquier señal que pueda ser definida por una forma matemática explícita, un conjunto de datos o una regla bien definida se denomina *determinista*. Es decir, que valores de la señal, tanto presentes como pasados y futuros, son conocidos. En muchas situaciones prácticas, sin embargo, existen señales que no se pueden describir con un grado de precisión razonable mediante fórmulas matemáticas explícitas. La falta de tal relación supone que dichas señales evolucionan con el tiempo de forma impredecible. A éstas señales se refiere comúnmente como *señales aleatorias*. El análisis y descripción de señales aleatorias se lo realiza mediante técnicas estadísticas en vez de fórmulas matemáticas explícitas.

### Señales continuas y señales discretas

Se dicen señales continuas aquellas cuyos valores están definidos para cualquier valor de la variable independiente, un ejemplo de señal continua es una senoide. Al contrario, señales discretas son aquellas que solo existen para determinados valores de la variable independiente, ejemplo de una señal discreta es una señal PAM (modulación por impulsos en amplitud)

#### 1.1.2 PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

El procesamiento digital de señales en general se puede describir mediante el diagrama de bloques mostrado en la figura 1.1

Para procesar digitalmente una señal, se necesita que esta sea digital a la entrada del procesador. El procesador digital de señales puede ser un gran ordenador programable o un pequeño microprocesador programado para realizar las operaciones deseadas sobre la señal de entrada. En aplicaciones donde la

salida del procesador digital de señales se ha de entregar en forma analógica, se necesita otra interfaz desde el dominio digital al dominio analógico.

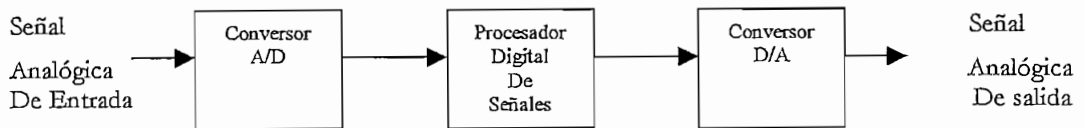


Figura 1.1

*Sistema de procesamiento digital de señales*

### 1.1.2.1 Conversión analógico – digital

Dado que la mayoría de señales de interés práctico son analógicas, es necesario convertirlas a formato digital para poder realizar un procesamiento digital. Este procedimiento se denomina conversión *analógica – digital (A/D)* y los dispositivos correspondientes *convertidores A/D (ADCs)*. La conversión A/D se puede ver como un proceso de tres pasos (muestreo, cuantificación y codificación), el cual se ilustra en la figura 1.2.

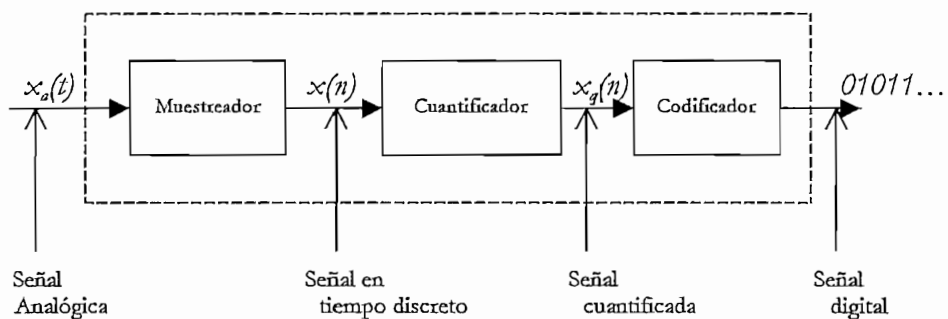


Figura 1.2

*Convertidor A/D*

### Muestreo de señales analógicas

El tipo de muestreo más usado en la práctica es el denominado muestreo periódico o uniforme, se describe mediante la relación:

$$x(n) = x_a(nT), \quad -\infty < n < \infty \quad \text{ec.1.2}$$

Donde  $x(n)$  es la señal en tiempo discreto obtenida tomando muestras de la señal analógica cada  $T$  segundos ( $n$  es un número entero). Este proceso se ilustra en la figura 1.3. El intervalo de tiempo  $T$  entre dos muestras sucesivas se denomina *período de muestreo* o *intervalo de muestreo*, y su recíproco  $1/T = F_s$  se llama *frecuencia de muestreo* (hertzios) o *velocidad de muestreo* (muestras por segundo). Las variables  $t$  y  $n$  de tiempo continuo y tiempo discreto, respectivamente, se relacionan linealmente a través del período de muestreo  $T$ , como:

$$t = nT = \frac{n}{F_s} \quad \text{ec.1.3}$$

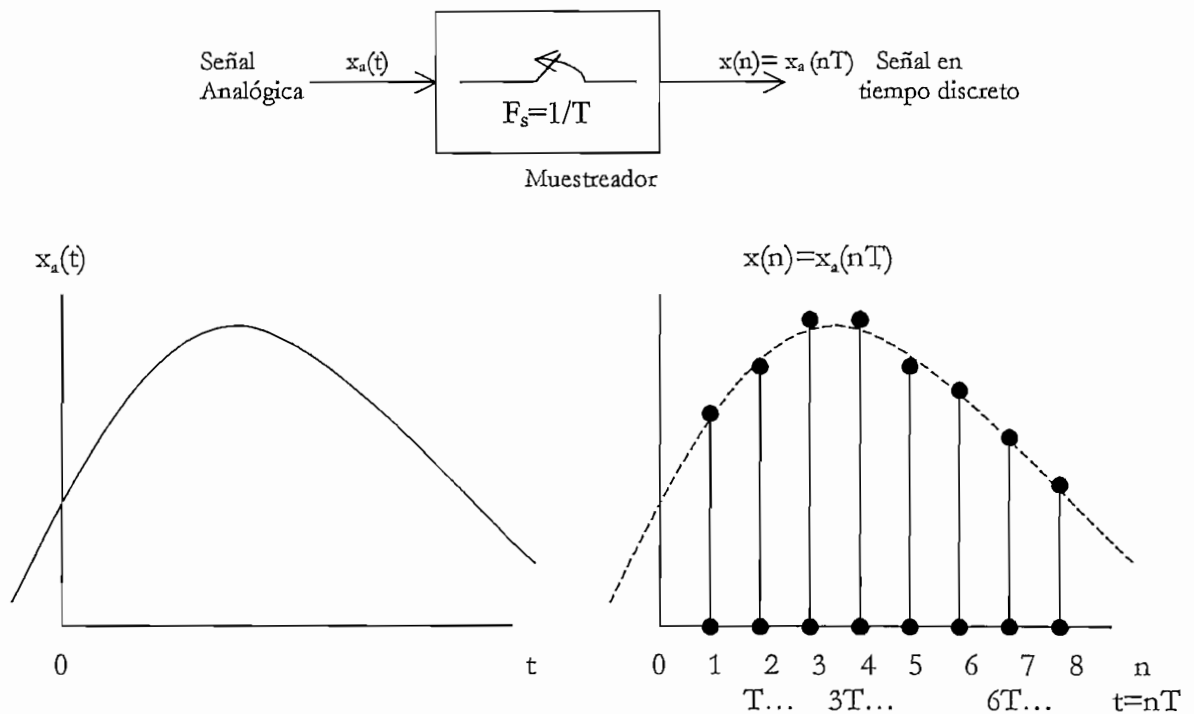


Figura 1.3

*Muestreo de la señal analógica*

De la ec.1.3 se obtiene una relación entre la variable de frecuencia de señal analógica  $F$  (ó  $\Omega$ ) y la variable de frecuencia  $f$  (ó  $\omega$ ) de la señal de tiempo discreto:

$$f = \frac{F}{F_s} \quad \text{ec.1.4}$$

$$\omega = \Omega T$$

Estas relaciones llevan a otras, las que se pueden resumir en la tabla 1.1

Señales en tiempo continuo		Señales en tiempo discreto	
$\Omega = 2\pi F$		$\omega = 2\pi f$	
$\frac{\text{radianes}}{\text{segundo}}$	Hz	$\frac{\text{radianes}}{\text{muestra}}$	$\frac{\text{ciclos}}{\text{muestra}}$
	$\omega = \Omega T, f = F/F_s \longrightarrow$	$-\pi \leq \omega \leq \pi$	
	$\longleftarrow \Omega = \omega/T, F = fF_s$	$-1/2 \leq f \leq 1/2$	
$-\infty < \Omega < \infty$		$-\pi/T \leq \Omega \leq \pi/T$	
$-\infty < F < \infty$		$-F_s/2 \leq F \leq F_s/2$	

Tabla 1.1

*Relaciones de frecuencia entre señales en tiempo  
Continuo y tiempo discreto*

Al intervalo, en tiempo discreto, de  $-\pi \leq \omega \leq \pi$  ( $-1/2 \leq f \leq 1/2$ ) de la señal analógica muestreada se denomina *intervalo fundamental*. Esto porque fuera de estos límites las señales se repiten periódicamente.

### Teorema del muestreo

Todas las señales, como las de voz y video, tienen una frecuencia máxima conocida ( $F_{\max}$ ) y ya que pueden variar ligeramente, las frecuencias por encima de  $F_{\max}$  se deben atenuar. Esta operación se ejecuta pasando la señal analógica a través de un filtro y este filtrado en la práctica se efectúa antes del muestreo. El conocimiento de  $F_{\max}$  nos permite seleccionar la velocidad de muestreo. Para evitar las ambigüedades que resultan del "aliasing", se debe seleccionar una frecuencia de muestreo ( $F_s$ ) lo suficientemente alta, esto es,  $F_s/2 > F_{\max}$ . De este modo la señal puede ser reconstruida sin distorsión a partir de las muestras usando un método de interpolación "apropiado". La fórmula de interpolación ideal o "apropiada" se especifica mediante el *teorema del muestreo* enunciado por Nyquist.

**Teorema.** Si la frecuencia más alta contenida en una señal analógica  $x_a(t)$  es  $F_{\max} = B$  y la señal se muestrea a una velocidad  $F_s > 2F_{\max} \equiv 2B$ , entonces  $x_a(t)$  se puede recuperar totalmente a partir de sus muestras mediante la siguiente función de interpolación:

$$g(t) = \frac{\text{sen}(2\pi Bt)}{2\pi Bt} \quad \text{ec.1.5}$$



Así,  $x_a(t)$  se puede expresar como:

$$x_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a\left(\frac{n}{F_s}\right) g\left(t - \frac{n}{F_s}\right) \quad \text{ec.1.6}$$

Donde  $x_a(n/F_s) = x_a(nT) \equiv x(n)$  son las muestras de  $x_a(t)$ .

La tasa de muestreo dada por  $F_s = 2B = 2 F_{\max}$ , se denomina *tasa de Nyquist*.

Como se observa, la reconstrucción de  $x_a(t)$  a partir de la secuencia  $x(n)$  es un proceso complicado que supone la suma ponderada de la función de interpolación  $g(t)$  y sus versiones correspondientes desplazadas en el tiempo  $g(t - nT)$ , con  $-\infty < n < \infty$ , donde los coeficientes de ponderación son las muestras de  $x(n)$ . Dada la complejidad y el infinito número de muestras que se requiere en ec.1.6, esta fórmula de reconstrucción es de interés teórico. Existen otros métodos prácticos de interpolación más sencillos de realizar.

### Cuantificación de señales

La cuantificación es el proceso de convertir una señal en tiempo discreto de amplitud continua en una señal digital, expresando cada muestra por medio de un número finito (en vez de infinito) de dígitos (precisión finita). El error cometido al representar la señal de valor continuo por un conjunto finito de valores discretos se denomina *error de cuantificación* o *ruido de cuantificación*.

Si la operación de cuantificar las muestras de  $x(n)$  la denotamos por  $Q[x(n)]$  y utilizamos  $x_q(n)$  para designar la secuencia de muestras cuantificadas a la salida del cuantificador, entonces esta función la podemos expresar como:

$$x_q(n) = Q[x(n)] \quad \text{ec.1.7}$$

Por tanto, el error de cuantificación  $e_q(n)$  de una secuencia se define como la diferencia entre el valor cuantificado y el de la muestra original.

$$e_q = x_q(n) - x(n) \quad \text{ec.1.8}$$

Los valores permitidos en la señal digital se denominan *niveles de cuantificación*, mientras que la distancia  $\Delta$  entre dos niveles de cuantificación sucesivos se denomina *escalón de cuantificación o resolución*. Un cuantificador por redondeo asigna a cada muestra de  $x(n)$  el nivel de cuantificación más cercano. Por el contrario, un cuantificador por truncamiento asigna el nivel inmediatamente por debajo de la muestra. El error de cuantificación por redondeo se muestra en el intervalo de  $-\Delta/2$  a  $\Delta/2$ , es decir:

$$-\frac{\Delta}{2} \leq e_q(n) \leq \frac{\Delta}{2} \quad \text{ec.1.9}$$

Esto nos indica que el error de cuantificación instantáneo no puede superar la mitad del valor del escalón de cuantificación. Si  $x_{\min}$  y  $x_{\max}$  representan los valores mínimos y máximos de  $x(n)$  y  $L$  es el número de niveles cuantificados, entonces:

$$\Delta = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{L - 1} \quad \text{ec.1.10}$$

La expresión  $x_{\max} - x_{\min}$  se denomina *rango dinámico* de la señal y es un valor prefijado; por otro lado, el aumento de niveles de cuantificación conlleva a la disminución del escalón de cuantificación. Por lo tanto, el error de cuantificación decrece y aumenta la precisión del cuantificador. Teóricamente, la cuantificación de las señales analógicas resultan siempre en una pérdida de información.

En la figura 1.4 se observa el proceso de cuantificación (obtención de  $x_q(t)$ ) aplicado a una señal sinusoidal.

### Relación Señal a Ruido de Cuantificación

Si la tasa de muestreo  $F_s$  satisface el teorema del muestreo, el error de cuantificación es el único error en el proceso de conversión A/D. De la inspección de la figura 1.4 se ve que la señal analógica es casi lineal entre niveles de cuantificación, esto se muestra en la figura 1.5, donde  $\tau$  indica el tiempo durante el cual  $x_a(t)$  se mantiene dentro de los niveles de cuantificación. Por lo tanto la potencia media del error cuadrático  $P_q$  es:

$$P_q = \frac{1}{2\tau} \int_{-\tau}^{\tau} e_q^2(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} e_q^2(t) dt \quad \text{ec.1.11}$$

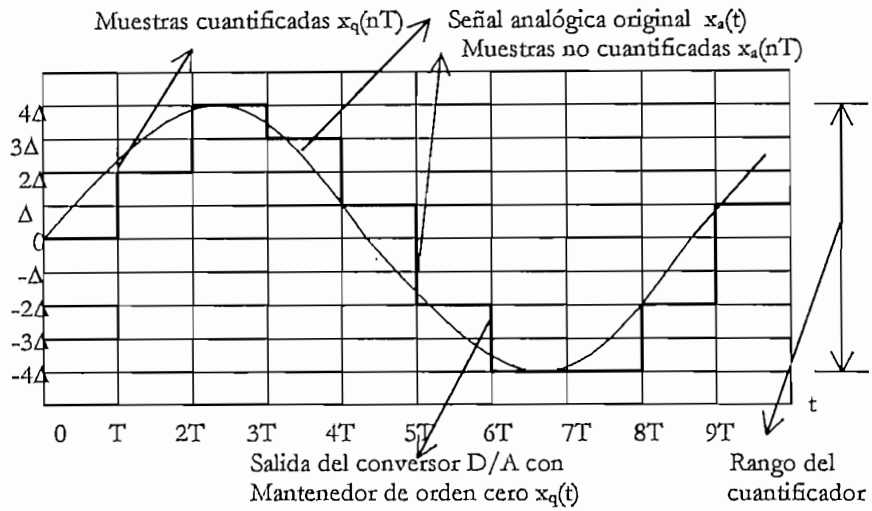


Figura 1.4

Señal de salida del convertidor D/A con mantenedor  
de orden cero

El error de cuantificación es igual a  $e_q(t) = (\Delta/2\tau)t$ ,  $-\tau < t < \tau$ , entonces:

$$P_q = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \left( \frac{\Delta}{2\tau} \right)^2 t^2 dt = \frac{\Delta^2}{12} \quad \text{ec.1.12}$$

Si el cuantificador utiliza  $b$  bits, entonces el escalón de cuantificación  $\Delta$  es:

$$\Delta = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2^b} \quad \text{ec.1.13}$$

La calidad de la salida del convertidor A/D se mide frecuentemente con la relación *señal/ruido de cuantificación* (SQNR, signal to quantization noise ratio), que proporciona la potencia de la señal y la del ruido:

$$SQNR = \frac{P_x}{P_q} = \left( \frac{V_S}{V_N} \right)^2 \quad \text{ec.1.14}$$

$$SQNR(\text{dB}) = 10 \log_{10} SQNR$$

Donde la potencia media de la señal  $x_a(t)$  es:

$$P_x = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} x_a(t)^2 dt \quad \text{ec.1.15}$$

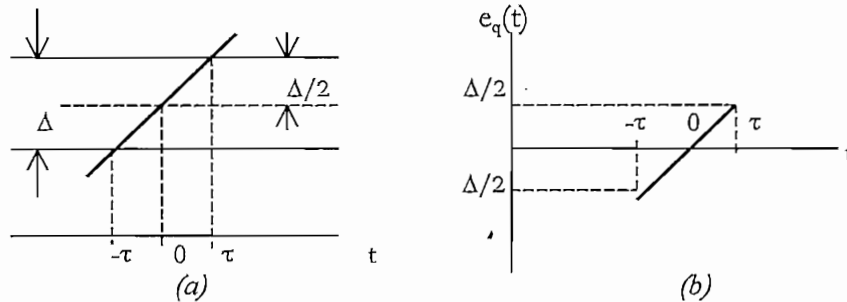


Figura 1.5

En (a) entrada analógica con los respectivos niveles de cuantización. En (b) amplitud de la señal de error luego de la conversión D/A.

### Codificación de muestras cuantificadas

El proceso de cuantificación en un conversor A/D asigna un número binario único a cada nivel de cuantificación diferente. Si se dispone de  $L$  niveles, se necesitará al menos  $L$  niveles binarios distintos. Con una longitud de palabra de  $b$  bits se pueden crear  $2^b$  números binarios diferentes. Por lo tanto, se tiene  $2^b \geq L$  ó, de forma equivalente,  $b \geq \log_2 L$ . De este modo, el número de bits necesarios en el codificador es el menor entero mayor o igual que  $\log_2 L$ .

### Conversión digital - analógica

En muchos casos de interés práctico es deseable convertir las señales digitales procesadas a forma analógica, esto porque no podemos escuchar la secuencia de muestras que representan la señal de voz o ver los números que corresponden a la señal de televisión. Desde el punto de vista práctico, el conversor D/A más simple es el mantenedor de orden cero que se muestra en la figura 1.4, y que simplemente mantiene constante el valor de una muestra hasta que se recibe la siguiente. Se pueden obtener mejoras adicionales utilizando interpolación lineal, esto es, conectando las muestras sucesivas con segmentos de línea recta, como se indica en la figura 1.6

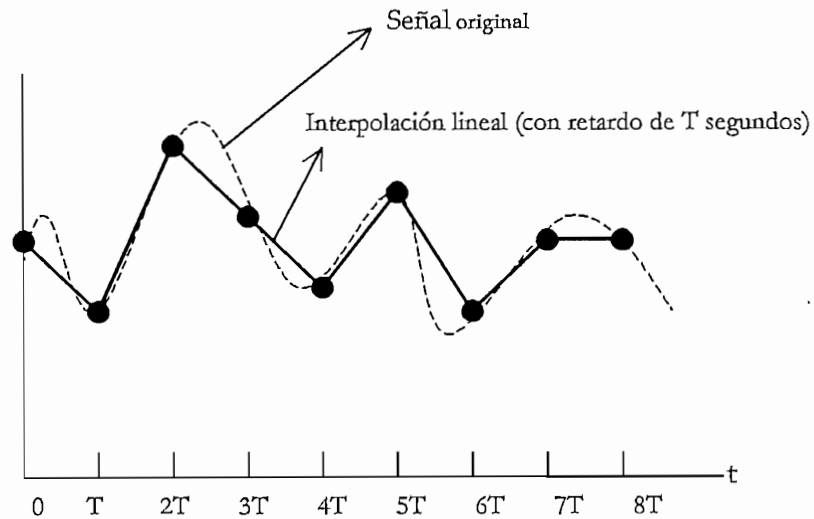


Figura 1.6

*Interpolación lineal para la conversión digital - analógica*

## 1.2 DIGITALIZACIÓN DE LAS SEÑALES DE AUDIO Y VIDEO

### 1.2.1 DIGITALIZACIÓN DE LA SEÑAL DE VIDEO

Una señal de video, como la de audio, está constituida por un gran número de frecuencias. El espectro de video puede extenderse por ejemplo hasta 5 MHz. Al muestrear tal señal, cada frecuencia de video aparecerá en las bandas laterales superiores e inferiores de cada armónico de la frecuencia de muestreo. El espectro de la señal muestreada de video se muestra en la figura 1.7.

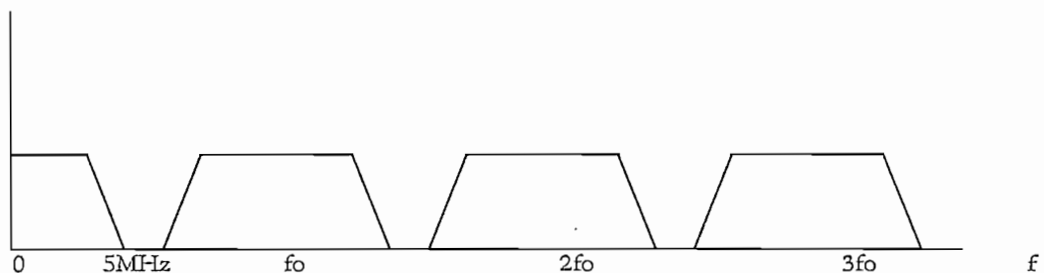


Figura 1.7

*Espectro de frecuencia de una señal de video muestreada  
a la frecuencia  $f_0$*

Donde  $f_0$  es la frecuencia de muestreo. Como se observa en la figura 1.7 la información original de la señal de video puede ser recuperada por medio de un filtro pasa - bajos (si la señal ha sido muestreada de acuerdo al Teorema del muestreo

de Nyquist). Hay que tomar en cuenta que la frecuencia de corte ( $f_c$ ) del filtro pasa-bajo, necesario para la recuperación de la información original, no deje pasar una parte de la primera banda lateral, como se indica en la figura 1.8, de lo contrario también se producirá "aliasing".

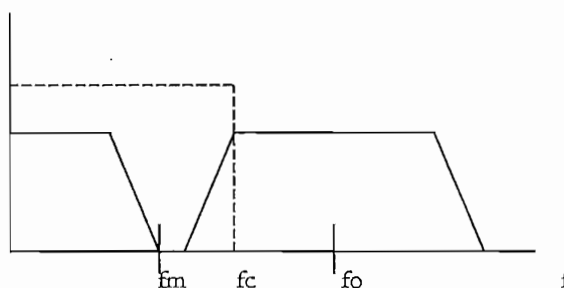


Figura 1.8

*Otra causa de "aliasing" se produce por una elección errónea de la frecuencia de corte del filtro paso bajo ( $f_m$  = frecuencia de video máxima).*

### 1.2.1.1 Relación señal a ruido de cuantificación de video

Se admite generalmente que un valor aceptable para la relación señal/ruido de cuantificación de una señal de video es de 45dB, lo que corresponde a una relación de voltajes de 178 (deducido de ec.1.14). Donde el valor pico de la señal de video es de 0.7V; por lo tanto, se admite un valor máximo eficaz para la señal de ruido de  $0,7/178 = 3,93\text{mV}$ .

Para poder calcular el valor eficaz de la señal de ruido se necesita conocer la estructura del ruido de cuantificación, lo que requiere determinar sus límites de variación y su frecuencia de recurrencia. Esto ya se determinó y se muestra en la figura 1.5. Todas las amplitudes de error tienen la misma probabilidad de aparecer, pero no necesariamente en el mismo orden que en la señal lineal en diente de sierra de la figura 1.5; sin embargo, al reordenar los impulsos de error en función de sus amplitudes, se obtiene también una estructura triangular sobre el eje t como el de la figura 1.5 (b), pero no necesariamente durante el mismo intervalo de tiempo  $\Delta t = 2\tau$ . Sin embargo, una modificación de  $\Delta t$  manteniendo el valor de cresta  $\Delta = q$ , de la señal de error, no afectará el valor eficaz (rms).

El valor instantáneo del error de cuantificación de la figura 1.5 se determinó que era igual a:

$$e_q(t) = \frac{q}{\Delta t} t \quad \text{ec.1.16}$$

Por lo tanto el valor eficaz de la señal de error será igual a:

$$e_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} \left(\frac{qt}{\Delta t}\right)^2 dt} \quad \text{ec.1.17}$$

$$e_{rms} = \frac{q}{\sqrt{12}}$$

Entonces, la relación SQNR vendrá a ser:

$$SQNR(dB) = 20 \log \left( \frac{V_s}{V_N} \right) = 20 \log \left( \frac{V_s \cdot \sqrt{12}}{q} \right) \quad \text{ec.1.18}$$

Pero la señal de video tiene un margen de excursión  $V_s$  que esta dividido en  $N$  niveles de cuantificación, cada nivel adquirirá un valor  $q = V_s/N$ , de donde se sigue que  $V_s = N \cdot q$  y

$$SQNR(dB) = 20 \log \left( \frac{N \cdot q \cdot \sqrt{12}}{q} \right) = 20 \log (N \cdot \sqrt{12}) \quad \text{ec.1.19}$$

$$SQNR(dB) = 20 \log N + 10,8$$

Puesto que  $N$  está determinado por el mismo número de bits empleados para la codificación, se puede escribir:

$$N = 2^m \quad \text{ec.1.20}$$

en la que  $m$  representa el número de bits.

Así pues, la fórmula de SQNR puede escribirse como:

$$SQNR(dB) = 20 \log 2^m + 10,8 = m \cdot 20 \cdot \log 2 + 10,8 \quad \text{ec.1.21}$$

$$SQNR(dB) = 6,02m + 10,8$$

Este valor debe ser igual o superior a 45dB, por consiguiente:  $45\text{dB} \leq (6.m + 10,8)\text{dB}$ , de donde se concluye que el número mínimo de bits para la codificación es:  $m \geq 5.7$  bits o sea 6 bits.

Con 6 bits el margen de excursión (señal pico a pico de video) se divide en 64 pasos o niveles de cuantificación ( $2^6$ ); es decir, pasos de 1.56% de la señal de video. Pero una variación de 0,5% del nivel individual de negro de las señales primarias (rojo, verde, azul) produce desviaciones de color más o menos visibles, por lo que se opta por utilizar al menos 8 bits, lo que produce pasos de  $1/2^8 = 1/256$ , es decir 0,4% de la señal de video.

La relación SQNR será pues:

$$SQNR(\text{dB}) = 8 * 6 + 10,8 = 58,8\text{dB} \quad \text{ec.1.22}$$

## 1.2.2 NORMAS PARA LA PRODUCCIÓN DE TELEVISIÓN DIGITAL CONVENCIONAL

La señal digital de video en la actualidad se encuentra durante el proceso de producción y edición, es de esta manera como se está utilizando en la gran mayoría de las modernas estaciones de Televisión del país y del mundo. Terminada dicha actividad, la señal vuelve a ser convertida en analógica al formato utilizado en el país donde va a ser transmitida la señal de televisión, esto es, NTSC, PAL o SECAM.

Durante el curso de las dos décadas pasados se han emitido muchas proposiciones de normas internacionales para el formato de codificación de televisión, pero la que más aceptación ha tenido es la codificación de las componentes.

### 1.2.2.1 Codificación de las Componentes (Código 4:2:2)

Este método consiste en digitalizar tres señales: Y,  $k_1(R-Y)$  y  $k_2(B-Y)$ <sup>1</sup> en las que K representa un factor de multiplicación determinado por las características del sistema digital.

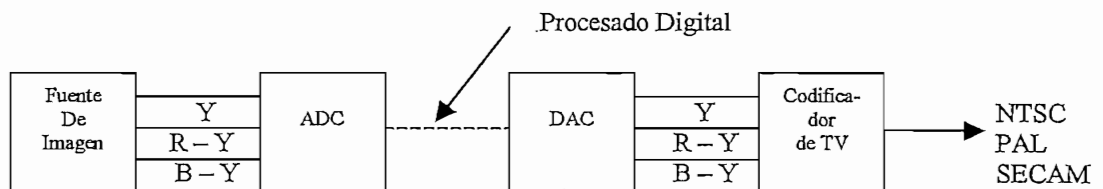
Entre las ventajas que se derivan de este formato de codificación se tiene que los tres sistemas de televisión parten de las mismas señales de luminancia y diferencias de color con lo que se alcanza un método mutuamente compatible. De

<sup>1</sup> Y representa la señal de luminancia, (R-Y) y (B-Y) son las señales diferencia de color correspondiente al Rojo y Azul respectivamente.



esta manera se hace posible un intercambio internacional de señales digitales sin más operaciones. La codificación en la norma nacional de televisión podría efectuarse en el extremo de la cadena de producción, o sea justo antes del emisor. La grabación sobre cinta magnética de las señales componentes resolvería todas las dificultades inherentes a la secuencia de campos PAL y NTSC, o sea, solo ha de tenerse en cuenta la secuencia de dos campos como en televisión blanco y negro. La desventaja es el tratamiento algo más complejo al tener que operar señales distintas en el proceso de multiplexación.

Un esquema simplificado de un estudio de televisión completamente digitalizado de acuerdo a esta forma de codificación se muestra en la figura 1.9



*Figura 1.9*

*Configuración esquemática de un estudio completamente digitalizado*

Este formato de codificación es apropiado para la implementación de un estudio completamente digitalizado. Como se puede apreciar en la Figura 1.9 todo el tratamiento se efectúa en el campo digital. Se necesita un solo codificador de televisión al fin de la cadena. Todas estas ventajas hicieron posible que en la reunión plenaria del CCIR (ITU – R) de Ginebra de 1982 logren un acuerdo mundial sobre la norma digital de televisión.

Las normas de televisión digital se fijaron por la "Recomendación 601" y la "Memoria 629 – 2" del CCIR (ITU – R BT.601 – 2) y se refiere a una norma mundial. El título de esta recomendación es "Parámetros de codificación de la televisión digital para estudios", y como su propio nombre lo indica se aplica solamente a estudios y equipos de producción.

Para asegurar la compatibilidad en la codificación de las señales de video y tener una norma mundial que satisfaga las necesidades de los diferentes esquemas de televisión se plantearon tres exigencias:

**Primera exigencia.** Como expresa el teorema de muestreo, la frecuencia de muestreo debe ser como mínimo el doble de la mayor frecuencia a transmitir. Como existen normas de televisión en las que la señal de luminancia se emite con ancho de banda de 6MHz (sistema L/SECAM y K/SECAM utilizados en los países UER y OIRT<sup>2</sup> respectivamente), se hace preciso para una norma internacional que la frecuencia de muestreo sea por lo menos 12MHz.

**Segunda exigencia.** Para favorecer la uniformidad de las memorias digitales al almacenar las diferentes líneas de televisión muestreadas, es preferible que el número de muestras por línea sea idéntico para todas. Esto significa que la frecuencia de muestreo debe ser un múltiplo entero de la frecuencia de líneas (n muestras por línea). Se habla de un muestreo "ortogonal".

**Tercera exigencia.** Para obtener una frecuencia de muestreo universal, ésta debe ser un múltiplo de todas las frecuencias de línea de los estándares existentes en el mundo. Actualmente existen dos normas distintas: una con 625 y otra con 525 líneas por cuadro, lo que corresponde a las frecuencias respectivas de 15.625Hz y 15.734,26573Hz.

Para obtener una frecuencia de muestreo idéntica tanto para la norma 625 líneas como para la norma 525 líneas, esta tiene que ser múltiplo común de ambas frecuencias de línea y tenía que ser superior a 12MHz.

Un valor adecuado es  $6 * 2,25\text{MHz} = 13,5\text{MHz}$ , que corresponde a:

$$6 * 143 * \text{frecuencia de línea NTSC} = 858 * f_{L(\text{NTSC})}, \text{ y}$$

$$6 * 144 * \text{frecuencia de línea PAL (SECAM)} = 864 * f_{L(\text{PAL-SECAM})};$$

que fue aceptada internacionalmente como frecuencia de muestreo para los sistemas digitales (para la señal de luminancia). De lo anterior se deduce que cada línea del sistema NTSC se hará un muestreo en 858 muestras y para los sistemas con 625 líneas ese número asciende a 864.

La norma completa se resume en la siguiente tabla:

---

<sup>2</sup> La UER es la Unión Europea de Radiodifusión y la OIRT es la Organización Internacional de Radio y Televisión

Parámetros	Sistema	
	525 líneas 60 campos	625 líneas 50 campos
1. Señales codificadas	Y, (R-Y), (B-Y)	
2. Número de muestras por línea completa. -luminancia -cada señal de diferencia de color (R-Y), (B-Y)	858 429	864 432
3. Estructura de muestreo	Ortogonal, estructura idéntica para todos los campos y cuadros. Las señales (R-Y) y (B-Y) se muestrean simultáneamente con las muestras impares de la luminancia (primera, tercera, quinta, etc.)	
4. Frecuencia de muestreo -luminancia -cada señal diferencia de color	13.5 MHz 6.75 MHz	
5. Codificación	Cuantificación lineal. Codificación con 8 bits por muestra por la luminancia y cada señal diferencia de color	
6. Número de muestras activas por línea digital: -luminancia cada señal diferencia de color	720 360	
7. Correspondencia entre los niveles de video y cuantificación: -luminancia	220 niveles de cuantificación. El nivel negro corresponde al número digital 16; el nivel nominal de blanco al número 235	
-cada señal diferencia de color	224 niveles de cuantificación en la parte central del margen de cuantificación. El nivel de video cero corresponde al número 128	

Tabla 1.2

*Parámetros de la norma 4:2:2*

La norma que se acaba de describir a menudo se llama "la norma 4:2:2". Y viene de la relación entre las frecuencias de muestreo de las señales de luminancia y de diferencias de color. El origen de esta expresión viene de los orígenes de la investigación en el terreno de la televisión digital.

#### **1.2.2.2 Código 4:1:1**

Este código indica que la señal de luminancia es muestreada a 13.5 MHz mientras que las señales diferencias de color a 3.375 MHz, de modo que la frecuencia de video máxima no será mayor a 1.6875 MHz, esto con el fin de poder reducir la velocidad binaria de la transmisión. Para no disminuir demasiado la definición de color, se ha determinado un método que suprime las frecuencias espaciales diagonales en beneficio de las resoluciones vertical y horizontal. De este modo se puede reducir la velocidad binaria a 140 Mbps sin dificultad.

#### **1.2.2.3 Código 2:1:1**

Reduciendo la frecuencia de muestreo a la mitad de la norma de estudios se mantiene una calidad suficiente, o sea hasta, 13.5/2; 6.75/2; 6.75/2; esto es 2:1:1. Con ello las frecuencias más altas de transmisión se limitan a 3.375 MHz para la luminancia y 1.6875 MHz para las señales diferencias de color, lo que resulta suficiente para reportajes. Con esto se consigue una velocidad binaria, tomando como referencia la norma 4:2:2 (número de líneas y pixels), de alrededor de 84 Mbps

En lo que concierne a la reproducción en los estudios, la señal 2:1:1 puede por redoblamiento del número de muestras e interpolación de las muestras añadidas, convertirse en un código 4:2:2.

#### **1.2.2.4 Código 4:4:4**

Describe igual tasa de muestreo para la luminancia y señales diferencias de color (13.5 MHz). Este código aparece debido a que las conmutaciones efectuadas por "chroma key" en el sistema 4:2:2, dan una perturbación perceptible en las transiciones. Esta es la razón por la que los fabricantes de equipos de estudio desean utilizar el ancho de banda completo para las señales RGB o YUV. Aquí se podría tener una velocidad binaria, con relación a la norma 4:2:2, de 252 Mbps. A partir del código 4:4:4 se puede producir fácilmente el código 4:2:2 omitiendo una muestra entre cada dos de las señales diferencias de color.

### 1.2.2.5 Código 4:2:0

Esta relación es común en compresión MPEG – 2 y no indica un sistema sin una componente diferencia de color. La nomenclatura "4:2:0" es en realidad un submuestreo 4:2:0 / 4:0:2. Esto quiere decir que en una línea, por cada 4 muestras de la luminancia, se toma 2 muestras de la componente Cr y ninguna muestra de la componente Cb; y en la línea siguiente, por cada 4 muestras de luminancia, no se toman muestras de la componente Cr y se toman 2 muestras de la componente Cb. El resultado es que cada componente de crominancia se muestrea un cuarto de veces de la de luminancia. Con esto se obtiene una velocidad binaria semejante al código 4:1:1, esto es, 84 Mbps.

### 1.2.3 DEFINICIONES DE NIVEL DE CALIDAD DE LOS SEVICIOS DE RADIODIFUSIÓN DE TELEVISIÓN DIGITAL

Dado el número de formatos de resolución, relación de aspecto, número de cuadros por segundo, etc.; para la presentación de imágenes en formato digital, la ITU –R, considerando la necesidad de varios niveles de calidad de servicio para la radiodifusión terrenal de televisión digital, recomienda que la radiodifusión de televisión digital pueda sustentar una gama de niveles de calidad de imagen y emite, entre otros, las definiciones de nivel de calidad en la norma ITU – R BT.1125. Las mismas que se presentan a continuación.

#### **Calidad de Televisión de Alta Definición (TVAD o HDTV)**

Cuando existe la posibilidad de transmitir una imagen subjetivamente idéntica a la norma de estudio TVAD entrelazada, la calidad deberá cumplir esta condición durante una proporción determinada del material de programa de televisión (un porcentaje cercano a cien pero aún no determinado).

#### **Calidad de televisión de definición mejorada (EDTV – Extended Definition),**

cuando existe la posibilidad de transmitir una imagen subjetivamente indistinguible del nivel 4:2:2 de la Recomendación UIT – R BT.601. La calidad deberá cumplir esta condición durante una proporción determinada del material de programa de televisión (un porcentaje cercano a cien pero aún no determinado).

**Calidad de televisión de definición normal (SDTV – Standard Definition)**, cuando la calidad equivale aproximadamente a la de un sistema PAL o SECAM actual. Esta calidad equivalente se puede lograr con imágenes que en la fuente tienen el nivel 4:2:2 de la Recomendación UIT – R BT.601, y que luego son procesadas como parte de la compresión de velocidad binaria. El resultado debe ser tal que, al evaluar muestras representativas de material de programa, se consiga una calidad equivalente a la calidad PAL, NTSC y SECAM.

**Calidad de televisión de definición limitada (LDTV – Limited Definition)**, cuando la calidad equivale a la que se puede obtener con el sistema MPEG – 1, que funciona con una resolución en la fuente de aproximadamente  $\frac{1}{4}$  de la del nivel 4:2:2 de la Recomendación UIT – R BT.601. Algunos consideran que esta calidad es semejante a la del video VHS (si bien solo se consigue en una proporción relativamente pequeña de material de programa).

#### **1.2.4 DIGITALIZACIÓN DE LA SEÑAL DE AUDIO**

Al ser la señal de audio una señal analógica, la digitalización de ésta se la realiza siguiendo los mismos pasos que los realizados para las señales de video. Tomando en cuenta que el oído humano posee la capacidad de escuchar frecuencias comprendidas en el rango de 20 – 20000 Hz (en teoría) las señales de audio deberían ser digitalizadas a una frecuencia de muestreo mínima de 40 KHz. La AES/EBU<sup>3</sup> define tasas de muestreo para las señales de audio de 44.1 y 48 KHz. Para la cuantización de estas señales es común usar 16 bits (como mínimo) o 20 bits, hasta un máximo de 24 bits.

La norma de televisión digital terrestre ATSC especifica como norma para la codificación y compresión digital de audio el estándar conocido como AC – 3 (Digital Audio Compression AC – 3 Standard). Este sistema transporta audio digital muestreado a una frecuencia de 48 KHz y entrega un flujo de bits con velocidades comprendidas entre 128 kbps y 512 kbps, dependiendo del servicio de audio que se preste. Así por ejemplo se tiene: servicios principales (diálogos, música y efectos) y servicios asociados (diálogos, comentarios, emergencias, etc). El estándar permite manejar cinco canales completos de audio (izquierdo,

---

<sup>3</sup> Nombre informal para el estándar de audio establecido conjuntamente por la AES (Audio Engineering Society) y por la EBU (European Broadcasting Union) que es lo mismo que UER en español.

central, derecho, surround izquierdo, surround derecho), más un canal separado solo para bajos, esto para efectos de baja frecuencia (LFE: Low Frequency Effects). Dado que el rango cubierto por el canal LFE es una décima parte de los otros canales, este sistema de canales se denomina comúnmente como sistema de 5.1 canales. El estándar digital de codificación y compresión de audio para el sistema DVB – T es el MPEG.

### 1.3 DETERMINACION DEL ANCHO DE BANDA DE UNA SEÑAL DE TELEVISIÓN DIGITAL

Como se habrá podido observar en la sección 1.2, la digitalización de una señal de video conlleva al uso de un gran ancho de banda, independientemente del formato o calidad de servicio usado para la digitalización de video.

Usando el estándar de codificación digital ITU – R 601 (4:2:2) y teniendo en cuenta que la información de sincronismo y borrado puede ser regenerada y añadida a la salida, para almacenar cuadros activos de imágenes se necesitarían: Para el estándar de televisión de 525 líneas, el número total de puntos de imagen o pixels de una línea, según la frecuencia de muestreo del estándar mencionado, vendría ser:

$$720(Y) + 360(Cr) + 360(Cb) = 1440 \text{ pixels/línea} \quad \text{ec.1.23}$$

Como hay 487 líneas activas por cuadro, entonces el número total de pixels por cuadro será:

$$1440 \text{ pixels/línea} * 487 \text{ líneas/cuadro} = 701280 \text{ pixels/cuadro} \quad \text{ec.1.24}$$

Si cada píxel es codificado con 8 bits, entonces el número de bits de un cuadro vendrá a ser:

$$701280 \text{ pixels/cuadro} * 8 \text{ bits/píxel} = 5,610,240 \text{ bits/cuadro} \quad \text{ec. 1.25}$$

Por lo tanto, un segundo de video necesitará:

$$5,610,240 \text{ bits/cuadro} * 30 \text{ cuadros/s} = 168.3 \text{ Mbits} \quad \text{ec.1.26}$$

O lo que es lo mismo, para transmitir video según la recomendación 601, se necesita un canal de información con una capacidad de 168.3 Mbps.

Según Shannon la capacidad de información máxima de un canal (C) viene dada por la expresión:

$$C = AB * \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \text{bps} \quad \text{ec.1.27}$$

Donde:

AB es el ancho de banda del canal y

S/N es la relación señal a ruido.

Si para efecto de cálculo se acepta, por el momento, que el umbral de la relación señal a ruido (S/R) en la transmisión de datos para televisión digital sea de 15 dB (31.62) modulada con un sistema 8 VSB (8 Vestigial Side Band) que se lo analizará más adelante, entonces el ancho de banda necesario para transmitir 168.63 Mbps se puede calcular a partir de la ecuación 1.27.

$$AB = \frac{C}{\log_2(1 + S/N)} = \frac{168.63 \text{Mbps}}{\log_2(1 + 31.62)} \quad \text{ec.1.28}$$

$$AB = 33.5 \text{MHz}$$

Lo que significa que para transmitir esta señal se necesitaría alrededor de 5.5 canales NTSC (de 6 MHz de ancho de banda).

Ahora, si lo que se desea es transmitir una señal de televisión de alta definición; entonces, para determinar el ancho de banda se sigue pasos similares al anterior. De acuerdo a la recomendación ITU – R BT.709 – 2<sup>4</sup> para TVAD, el número total de líneas activas por cuadro es 1035, para el sistema 1125 líneas, mientras que el

---

<sup>4</sup> Esta recomendación se denomina “Valores de los parámetros de la norma de TVAD para la producción y el intercambio internacional de programas”



número de muestras activas de luminancia por línea son 1920 y de crominancia 960, por lo tanto, el número total de pixels por cuadro será:

$$1035*(1920(Y)+960(Cr)+960(Cb))= 3974400 \text{ pixel/cuadro} \quad \text{ec.1.29}$$

Según esta recomendación cada píxel se puede codificar con 10 u 8 bits, si se utiliza 10 bits, por ejemplo, tenemos que el número de bits por cuadro será:

$$3974400 * 10 = 39744000 \text{ bits/cuadro} \quad \text{ec.1.30}$$

Por último, en esta recomendación tenemos 30 cuadros por segundo, para el sistema 1125 líneas (60 tramas/segundo con exploración entrelazada) entonces el flujo de bits necesarios para transmitir una señal de video TVAD será:

$$39744000 * 30 = 1.19 \text{ Gbps} \quad \text{ec.1.31}$$

Con esta velocidad de transmisión evidentemente que se necesita un gran ancho de banda para poder transmitirla, lo que implica que, necesariamente, para transmitir una señal de mejor calidad hay que realizar una compresión significativa.

## 1.4 COMPRESIÓN DE SEÑALES DE VIDEO

El término compresión de datos se refiere al proceso de reducción del volumen de datos necesarios para representar una determinada cantidad de información.

Una compresión o reducción de la velocidad binaria sin pérdida de calidad de imagen es posible si el sistema contiene redundancia.

### 1.4.1 REDUNDANCIA DE DATOS

Se conoce como redundantes aquellos datos que proporcionan información sin relevancia o bien vuelven a repetirse.

La redundancia de datos es un punto clave en la compresión de datos digitales. No es un concepto abstracto sino matemáticamente cuantificable, como se aprecia en la siguiente expresión.

$$R_D = 1 - \frac{1}{C_R} \quad \text{ec.1.32}$$

$R_D$  nos indica la redundancia relativa de un conjunto de datos ( $n_1$ ) respecto a otro conjunto de datos ( $n_2$ ) que representan la misma información y que han sido procesados.

$C_R$  se denomina habitualmente relación de compresión y se define como:

$$C_R = \frac{n_1}{n_2} \quad \text{ec.1.33}$$

Así por ejemplo, una relación de compresión 10 (o mejor 10:1) significa que el primer conjunto de datos contiene 10 unidades de transporte de información (bits) por cada unidad del segundo conjunto de datos (comprimidos). La redundancia correspondiente, 0.9, implica que el 90% de los datos del primer conjunto son redundantes.

En compresión digital de video se pueden identificar y aprovechar tres tipos básicos de redundancia: redundancia entre pixels (conocida también como espacial, estadística, geométrica o interna); redundancia espectral y redundancia psicovisual (también llamada de percepción o perceptual).

#### 1.4.1.1 Redundancia entre pixels

Si se obtienen los coeficientes de auto correlación a lo largo de una línea de imagen se vería una elevada correlación entre pixels adyacentes, así se tiene que valores típicos de correlación para la mayoría de imágenes de televisión adecuadamente muestreados son 0.9922 y 0.9928.

En otras palabras, existe un alto grado de similitud entre muestras adyacentes en el espacio, es decir en la dirección horizontal (x), vertical (y) y en el tiempo (z).

Puesto que es posible predecir razonablemente el valor de un determinado píxel a partir del valor de sus vecinos, la información que aporta un píxel es relativamente pequeña y la mayor parte de la contribución visual de un único píxel a una imagen es redundante ya que podría haberse referido de acuerdo con los valores de sus vecinos. Este tipo de redundancia se puede reducir sin degradación de la imagen.

### **1.4.1.2 Redundancia espectral**

La redundancia espectral (en el campo digital) es el resultado del sobre muestreo, es decir que se obtienen demasiadas muestras de una imagen que para ciertas aplicaciones es totalmente innecesario. Utilizando técnicas apropiadas, la frecuencia de muestreo efectiva puede reducirse (submuestreo), pero por lo regular, con una degradación irreversible de la señal.

### **1.4.1.3 Redundancia psicovisual**

Esta redundancia se relaciona con ciertas limitaciones del sistema visual humano, o sea del mecanismo ojo – cerebro que hacen que el ojo humano no responda con la misma sensibilidad a toda la información visual. Cierta información simplemente tiene menor importancia relativa que otra en el proceso visual normal, se dice que esta información es psicovisualmente redundante. El cine y la televisión ya sacan partido de este hecho, proyectando sólo respectivamente 24 y 30 (o 25) imágenes por segundo. Este tipo de redundancia se puede eliminar sin que se altere significativamente la calidad de la percepción de la imagen.

Su eliminación es únicamente posible porque la propia información no es esencial para el procesamiento visual normal. Puesto que es una operación irreversible (se pierde información visual), la cuantificación conduce a una compresión con pérdida de datos.

## **1.4.2 TÉCNICAS DE COMPRESIÓN**

Existen algunas técnicas de compresión de imágenes, pero se analizarán las más utilizadas en compresión de video, así se tiene las técnicas de codificación predictivas que operan directamente con los pixels de una imagen, y, por ello, se las denominan métodos de dominio espacial y las técnicas de compresión basadas en la modificación de la transformada de una imagen.

### **1.4.2.1 Codificación por transformación**

En la codificación por transformación se utiliza una transformada lineal reversible (como la transformada coseno discreta) para hacer corresponder a la imagen con un conjunto de coeficientes de la transformada, que después se cuantifican y codifican. La Figura 1.10 muestra un sistema típico de codificación por transformación. El decodificador implementa la secuencia inversa de las etapas (exceptuando la función de cuantificación) del codificador, que realiza cuatro

operaciones sencillas: descomposición en sub - imágenes, transformación, cuantificación y codificación

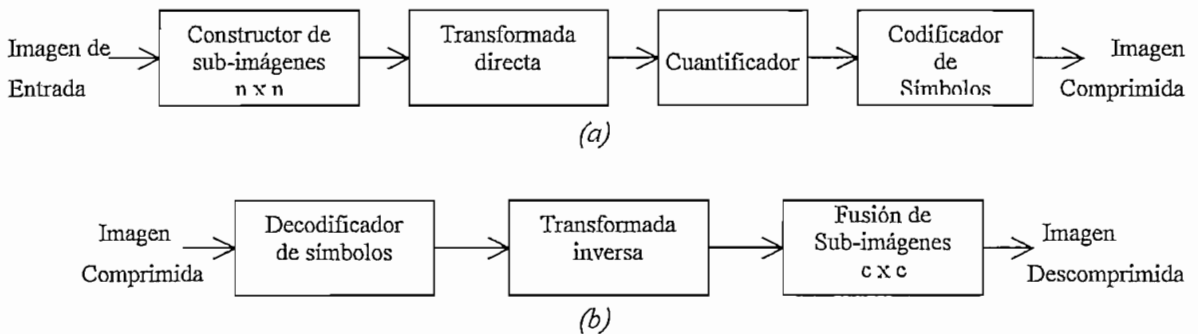


Figura 1.10

*Sistema de codificación por transformación: (a) codificador (b) decodificador*

Una imagen  $N \times N$  de la entrada se subdivide en sub - imágenes de tamaño  $n \times n$ , que después se transforman para generar  $(N/n)^2$  matrices de transformadas de sub - imágenes  $n \times n$ . El objetivo del proceso de transformación es deshacer la correlación de los píxeles de cada sub - imagen, o empaquetar tanta información como resulte posible en el menor número de coeficientes de la transformada.

La etapa de cuantificación elimina selectivamente, o cuantifica con menor precisión, los coeficientes que lleven la menor cantidad de información. Estos coeficientes son los que menor impacto tienen en la calidad de la sub - imagen reconstruida. El proceso de compresión finaliza codificando los coeficientes cuantificados.

Se han construido y/o estudiado extensivamente muchos sistemas de codificación basados en transformadas. La elección de una determinada transformada depende de la cantidad tolerable de errores de reconstrucción y de los recursos de cálculo disponibles. La compresión se consigue durante la cuantificación de los coeficientes de la transformada (no durante la etapa de transformación).

Los sistemas más prácticos de codificación por transformación se basan en la Transformada del Coseno Discreta (DCT: Discrete Cosine Transform), que ofrece un buen compromiso entre la capacidad para empaquetar información y la complejidad de cálculo. De hecho, las propiedades de la DCT han resultado ser de tal valor práctico que se han convertido en el estándar internacional para los sistemas de codificación, por transformación. En comparación con otras

transformadas posee la ventaja de que se han implementado en un solo circuito integrado, empaqueta la mayor parte de la información en el menor número de coeficientes (para la mayoría de las imágenes naturales), y minimiza la apariencia de mosaico que produce cuando se hacen visibles los límites entre sub - imágenes.

El tamaño de las sub - imágenes es otro factor que afecta al error cuadrático de la transformada y a la complejidad de cálculo. En la mayoría de aplicaciones, las imágenes se subdividen de forma que la correlación (redundancia) entre sub - imágenes adyacentes se reduce a un nivel aceptable y de modo que  $n$  sea una potencia entera de 2, siendo  $n$  la dimensión de la sub - imagen. Esta condición simplifica el cálculo de las transformadas de las sub - imágenes. En general, tanto el nivel de compresión como la complejidad de cálculo crecen según se incrementa el tamaño de la sub - imagen. Los tamaños más populares de las sub - imágenes son  $8 \times 8$  y  $16 \times 16$ .

#### **1.4.2.2 Codificación predictiva sin pérdidas**

Esta técnica se basa en la eliminación de las redundancias entre píxels muy próximos, extrayendo y codificando únicamente la nueva información que aporta cada píxel. Se define la nueva información de un píxel como la diferencia entre el valor real y el valor estimado de ese píxel.

La figura 1.11 muestra los componentes básicos de un sistema de codificación predictiva sin pérdidas.

El sistema consta de un codificador y de un decodificador, ambos con un predictor idéntico. A medida que se introduce sucesivamente cada píxel de la imagen de entrada, representado por  $f_n$ , en el codificador, el predictor genera el valor anticipado de dicho píxel en función de algún número de entradas anteriores. La salida del predictor después se redondea al entero más cercano, representado por  $f'_n$  y se utiliza para reconstruir la diferencia, o error de predicción:

$$e_n = f_n - f'_n \quad \text{ec.1.34}$$

que se codifica utilizando un código de longitud variable para generar el siguiente elemento del flujo de datos comprimidos. El decodificador de la figura 1.11 (b)

reconstruye  $e_n$  a partir de las palabras código de longitud variable y realiza la operación inversa:

$$f_n = e_n + f'_n \quad \text{ec.1.35}$$

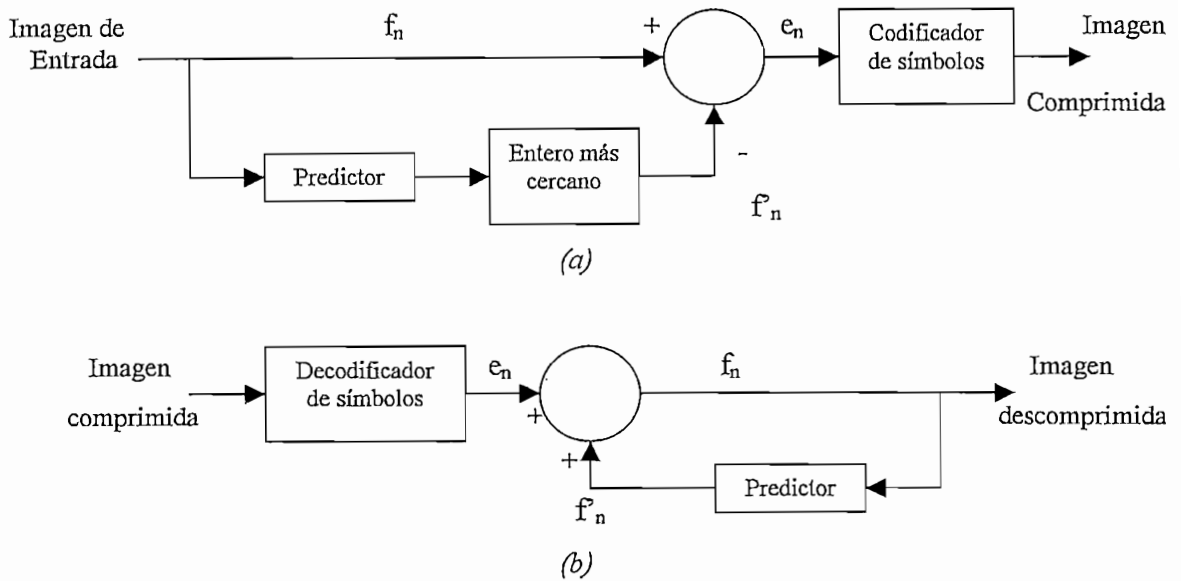


Figura 1.11

Modelo de codificación predictiva sin pérdidas:

(a) codificador; (b) decodificador

En la mayoría de los casos, la predicción se realiza mediante una combinación lineal de los  $m$  pixels anteriores. Esto es:

$$f'_n = \text{redondeo} \left[ \sum_{i=1}^m \alpha_i \cdot f_{n-i} \right] \quad \text{ec.1.36}$$

donde  $m$  es el orden del predictor lineal, redondeo es una función u operación de cálculo del entero más cercano, y los  $\alpha_i$  para  $i = 1, 2, \dots, m$  son los coeficientes de la predicción. En aplicaciones de exploración o de barrido, el subíndice  $n$  indexa las salidas del predictor según el instante en que aparecieron; es decir, que se podría sustituir  $f_n$ ,  $f'_n$  y  $e_n$  de las ecuaciones 1.34 a 1.36 por la notación más explícita  $f(t)$ ,  $f'(t)$  y  $e(t)$ , donde  $t$  es el tiempo. En otros casos,  $n$  se utiliza como índice de las coordenadas espaciales y/o número de cuadro (en una secuencia temporal de imágenes) de una imagen, por ejemplo, en la codificación predictiva lineal unidimensional, la ecuación 1.36 se puede escribir de la forma:

$$f'_n(x, y) = \text{redondeo} \left[ \sum_{i=1}^m \alpha_i f(x, y-i) \right] \quad \text{ec.1.37}$$

donde cada variable con subíndices se expresa ahora explícitamente como una función de las coordenadas espaciales  $x$  e  $y$ . Se puede observar que, según la predicción lineal unidimensional  $f'(x, y)$  es una función solo de los pixels anteriores de la línea actual ( $x$ ). En la codificación predictiva de dos dimensiones, la predicción es una función de los pixels anteriores de una exploración izquierda a derecha y de arriba debajo de una imagen. El caso tridimensional se basa en esos pixels y en los de los cuadros anteriores. La ecuación 1.37 no se puede evaluar para los  $m$  primeros pixels de cada línea, por lo que estos pixels se deben evaluar por otros medios (como la codificación de Huffman) y se deben considerar como una sobrecarga del proceso de codificación predictiva.

#### 1.4.2.3 Compresión predictiva con pérdidas

En este tipo de compresión existe un compromiso entre la precisión de la reconstrucción y el rendimiento de la compresión, pero si se puede tolerar la distorsión resultante (que puede ser o no visualmente aparente), el incremento del nivel de compresión puede ser significativo. Como se observa en la figura 1.12 el cuantificador se introduce entre el codificador de símbolos y el punto en el que se genera el error de predicción, indicado por  $e'_n$ , que establece la cantidad de compresión y distorsión asociados a la codificación predictiva con pérdidas.

Con el fin de poder introducir adecuadamente la etapa de cuantificación, se debe modificar el codificador sin errores de la figura 1.11 (a) de forma que las predicciones generadas por el codificador y el decodificador sean equivalentes. Como se observa en la figura 1.12 (a), esto se consigue ubicando el predictor del codificador con pérdidas dentro de un bucle de realimentación, cuya entrada, representada por  $f_n''$ , se genera como una función de las predicciones anteriores,  $f'_n$ , y los correspondientes errores cuantificados,  $e_n''$ . Esto es:

$$f'_n = e''_n + f_n \quad \text{ec.1.37}$$

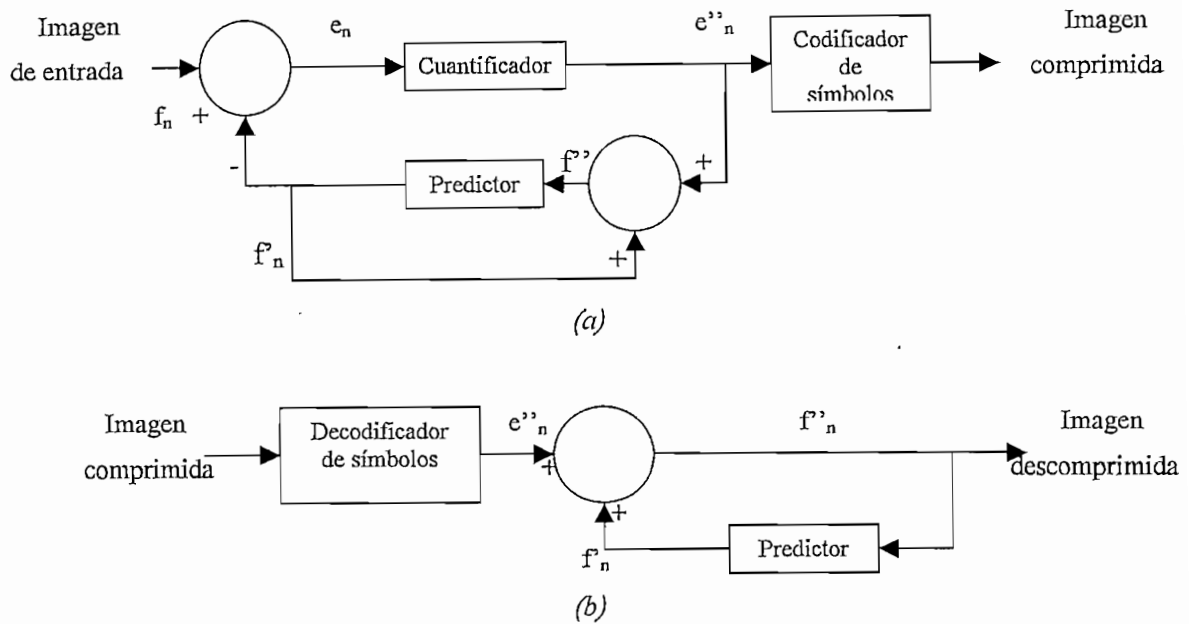


Figura 1.12

Modelo de codificación predictiva con pérdidas:

(a) codificador; (b) decodificador

donde  $f'_n$  se define al igual que antes (pixels predichos de  $f_n$ ). Esta configuración de bucle cerrado previene la aparición de errores en la salida del decodificador. Así mismo, se observa que la salida del decodificador de la figura 1.12 (b) también está dada por la ecuación ec.1.37.

La modulación delta (DM) o incremental es un ejemplo sencillo de codificación predictiva con pérdidas. Con este tipo de compresión se producen fenómenos tales como bordes borrosos de objetos y superficies granulares o con ruido. Estas distorsiones son comunes a todos los métodos de codificación predictiva con pérdidas.

### 1.4.3 ESTÁNDARES DE COMPRESIÓN DE SECUENCIAS MONOCROMÁTICAS Y EN COLOR

Entre otros, existen formalmente adoptados para la compresión y descompresión de secuencias de fotogramas el estándar H.261 (también conocido como el Px64) de la ITU-R y los conseguidos por el Grupo de Expertos de Imágenes en Movimiento (MPEG: Moving Picture Experts Group), formado por la ISO (International Standardization Organization) y la ITU-R, bajo los nombres de MPEG I y MPEG II.



El estándar H.261 está enfocado a las aplicaciones de videoconferencia, donde el video en movimiento se transmite por líneas T1 (1.544 Mbps), con retardos de transmisión inferiores a 150 ms. Por el contrario, el estándar MPEG I es un estándar de compresión de video, para el almacenamiento y recuperación de imágenes comprimidas en medios digitales y admite tasas de transferencia más elevadas, así como una codificación de mayor calidad. Sin embargo, no especifica ningún procedimiento de codificación concreto; simplemente define un flujo estándar de bits codificados y el correspondiente decodificador.

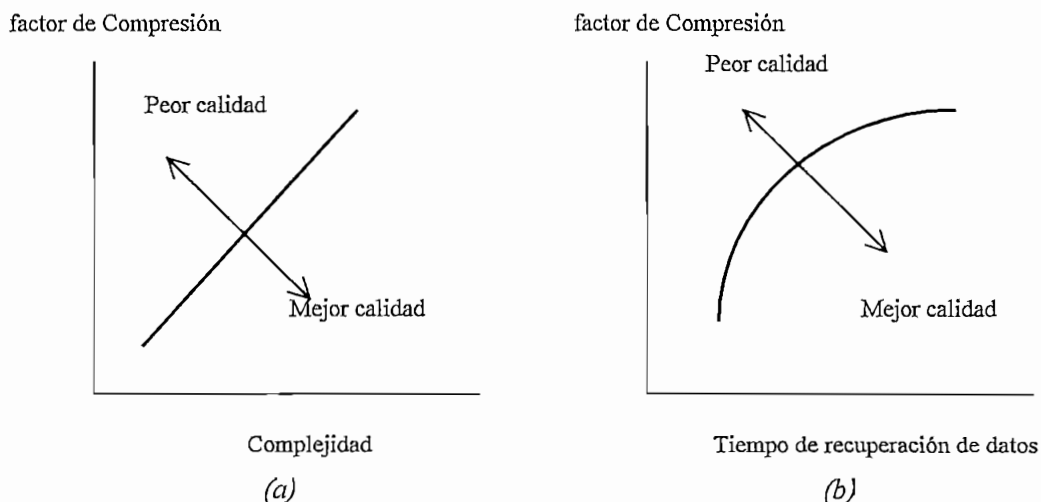
Tanto MPEG como H.261 amplían el método de compresión basado en la DCT con el fin de incluir técnicas para la reducción de redundancia entre fotogramas contiguos. Estos empiezan comprimiendo un cuadro inicial o de referencia utilizando un método basado en la DCT, reconstruyendo el fotograma comprimido, hacen una estimación del movimiento de los objetos entre el fotograma reconstruido y el siguiente fotograma, y deciden, en función de la cantidad de movimiento, si se comprime de forma independiente el siguiente fotograma o bien se utilizan referencias del fotograma ya codificado. La principal diferencia entre el MPEG y el H.261 estriba en que el H.261 especifica que cada fotograma se debe comparar con un solo fotograma anterior, mientras que el estándar MPEG no define el número de fotogramas que se pueden utilizar en el proceso de estimación del movimiento.

## CAPITULO 2

### SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DIGITAL

#### 2.1 INTRODUCCIÓN A MPEG – 2

MPEG es el acrónimo para Moving Picture Experts Group, grupo que fue fijado por la ISO (International Standards Organization) y la IEC (International Electrotechnical Commission) con el objetivo de estandarizar la codificación de audio y video digital. Los estándares internacionales que describen el sistema MPEG – 2 (sistema, video y audio) se los encuentra bajo el nombre de ISO/IEC 13818. La meta de MPEG es reducir la redundancia de la señal de audio / video sin afectar la calidad de la misma. Sin embargo, a mayor compresión, menor es la calidad de la señal resultante. En las figuras 2.1 (a) y (b) se puede apreciar el compromiso que existe entre el factor de compresión y la complejidad del codificador y; el factor de compresión y el tiempo de recuperación de datos, respectivamente.



*Figura 2.1*

*A mayor compresión: (a) mayor es la complejidad del codificador; y (b) mayor es el tiempo de recuperación de datos*

Por tal razón, y para ofrecer al radiodifusor y al consumidor la flexibilidad de escoger entre mayor compresión (más servicios habilitados – menor calidad) y

mayor calidad, MPEG se divide en algunos perfiles que tienen diferente complejidad y cada perfil tiene la opción de ser implementado en un diferente nivel, cada uno ofreciendo diferente grado de compresión vs. calidad. Esto se describe más adelante.

### 2.1.1 VIDEO COMPRESIÓN MPEG-2

En toda señal de televisión existen dos tipos de componentes: los componentes nuevos e impredecibles y los que pueden ser anticipados o predecibles. A los primeros se los conoce como *Entropía*, y es la verdadera información de la señal, el resto es pura redundancia, la misma que puede ser espacial o temporal. Todo codificador trabaja separando la entropía de la redundancia y transmite o graba únicamente la entropía, el decodificador calcula la redundancia de la señal recibida.

#### 2.1.1.1 Codificación Espacial

La redundancia espacial esta relacionada con las similitudes entre pixels adyacentes en un área de un cuadro. La codificación espacial codifica solo algunos de estos pixels reduciendo significativamente el flujo de bits (bit stream). Este tipo de codificación involucra una serie de pasos incluyendo la transformación al dominio de la frecuencia (DCT), cargado (weighting), explorado (scanning) y la codificación de la entropía de la señal de entrada.

El primer paso de la codificación espacial es analizar las frecuencias espaciales de una señal mediante el empleo de la Transformada del Coseno Discreta (DCT). Esta operación da como resultado coeficientes que indican cuánta energía de una determinada frecuencia está presente. Para esto el cuadro de entrada es dividido en bloques de 8 x 8 pixels y cada bloque analizado por medio de la DCT, ecuación 2.1.

$$F(u, v) = \frac{1}{4} C(u) C(v) \sum_{x=0}^7 \sum_{y=0}^7 f(x, y) \cos \left[ \frac{(2x+1)u\pi}{16} \right] \cos \left[ \frac{(2y+1)v\pi}{16} \right] \quad \text{ec. 2.1}$$

$$C(w) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & \text{para } w = 0 = u/v \\ 1 & \text{para } w = 1, 2, \dots, 7 = u/v \end{cases}$$

En donde  $x$  y  $y$  representan los índices de los pixels en el bloque  $8 \times 8$ ,  $f(x,y)$  representa a  $Y$ ,  $Cr$  o  $Cb$ ;  $F(u,v)$  representa a los coeficientes DCT; mientras que  $u$  y  $v$  representan los índices de los coeficientes en la matriz  $8 \times 8$ . En la ecuación 2.2 se muestra la transformada inversa.

$$f(x,y) = \frac{1}{4} \sum_{u=0}^7 \sum_{v=0}^7 C(u)C(v)F(u,v) \cos\left[\frac{(2x+1)u\pi}{16}\right] \cos\left[\frac{(2y+1)v\pi}{16}\right] \quad \text{ec.2.2}$$

Luego de aplicar la DCT, a cada bloque, se obtiene matrices ( $8 \times 8$ ) de coeficientes de frecuencia. En la mayoría de casos reales muchos de los coeficientes tienen valor cero o cercanos a cero, en consecuencia, estos no son transmitidos. Con esto se consigue una compresión con mínima degradación de calidad.

Para alcanzar factores de compresión altos, entonces, se utiliza palabras código de longitud corta para codificar los coeficientes diferentes de cero pero a costo de introducir pérdidas (exactitud) al momento de decodificar, degradando el cuadro original.

La figura 2.2 muestra que el sistema visual humano es menos sensible al ruido en altas frecuencias que en bajas frecuencias.

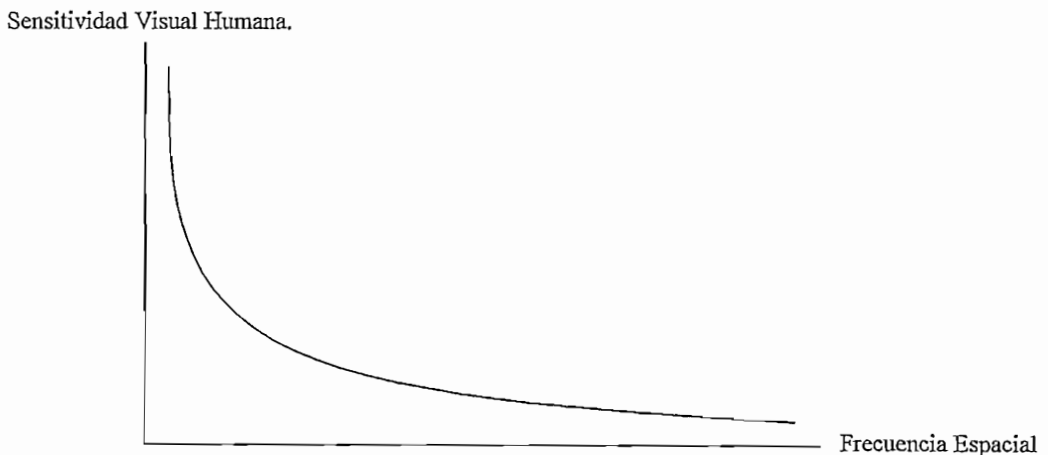


Figura 2.2

*La percepción del ruido en un cuadro es menos apreciable en altas frecuencias*

De esto toma ventaja el proceso de cargado (weighting), haciendo que la degradación de un cuadro se sitúe en zonas donde hay menor probabilidad de que sea visible por el observador. Para esto se realiza una re – cuantización de los coeficientes de la DCT, basado en la importancia perceptiva del observador. En la figura 2.3 se muestra un ejemplo del proceso de weighting. En la figura 2.3 los coeficientes de la DCT son divididos por constantes (de frecuencia) que dependen de la ubicación dentro de la matriz 8 x 8; esto es, se normaliza cada coeficiente basado en su importancia visual. Después, todos los coeficientes normalizados pueden ser cuantificados de la misma manera, por ejemplo redondeando al entero más cercano (cuantización uniforme).

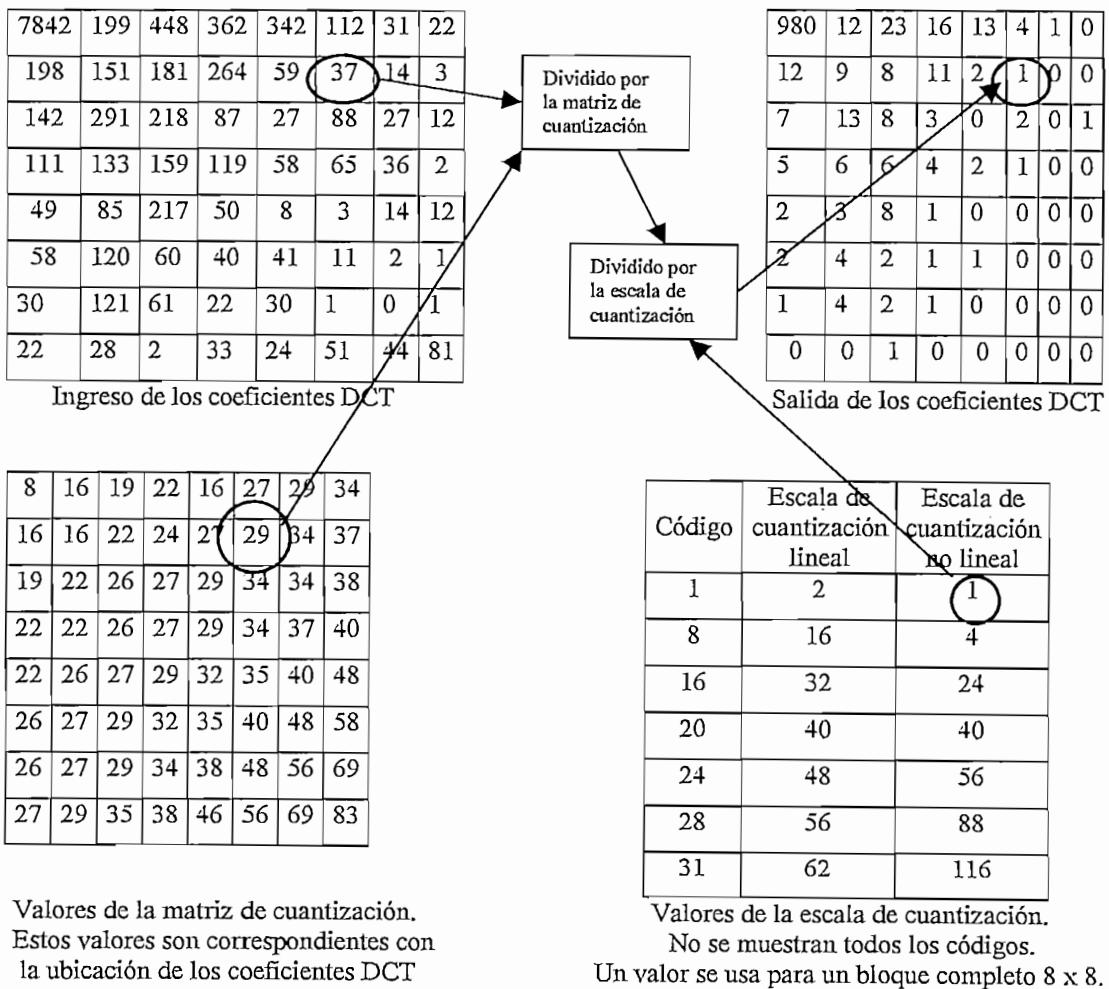


Figura 2.3

Ejemplo del proceso de cargado "weighting"

Con esto se consigue pequeños pasos para la re – cuantización de las frecuencias bajas y grandes pasos para las frecuencias altas, consecuentemente, menos ruido y más ruido, respectivamente. Sin embargo, pocos pasos significan que se necesita menos bits para identificar el paso (consiguiendo compresión). Obviamente, el grado de compresión obtenido y, a su vez, la tasa de bit obtenida es función de la severidad del proceso de re – cuantización. Diferentes tasas de bit requieren diferentes tablas de cargado. MPEG permite varias tablas de cargado, las mismas que deben ser transmitidas al decodificador para que la correcta decodificación ocurra automáticamente.

Seguido al proceso de cuantización y cargado y con el fin de alcanzar una eficiente transmisión se tiene el proceso de exploración (scanning).

En una imagen típica, los coeficientes significativos de la DCT se los encuentra generalmente en la esquina superior izquierda de la matriz. Después del cargado los coeficientes de valor bajo pueden ser truncados o aproximados a cero. Para que la transmisión sea más eficiente, los coeficientes diferentes de cero son enviados primero seguidos de un código indicando que todos los demás son cero. La técnica de explorado incrementa la probabilidad de alcanzar este resultado. Así en la figura 2.4 (a) y (b) se muestra los dos tipos de exploración, esto es, en zig – zag y alternada, respectivamente. El tipo de exploración se especifica antes de la codificación de cada cuadro, y se permite variar de cuadro a cuadro.

El siguiente y último paso de la codificación espacial, es la codificación de la entropía. Como se sabe en un video real no están presentes simultáneamente todas las frecuencias, por lo tanto, algunos coeficientes DCT de la matriz pueden ser cero. A pesar de la exploración que se realiza es posible que aparezca coeficientes de valor cero entre valores significativos, para manejar ésto más eficientemente existe un método de codificación denominado Run Length Coding (RLC). Cuando aparece una cadena repetida de valores, tal como una serie de ceros, la codificación RLC envía el número de ceros antes que cada bit individual. En la práctica muchos coeficientes ocurren más a menudo que otros. Esta información estadística de un programa de video es usada para lograr más compresión. Para alcanzarla se usa codificación de longitud variable (VLC:

Variable Length Coding), en donde los valores que ocurren con más frecuencia se los codifica con palabras código cortas, mientras que los valores menos frecuentes se codifican con palabras código largas, un ejemplo de este tipo es la codificación de Huffman.

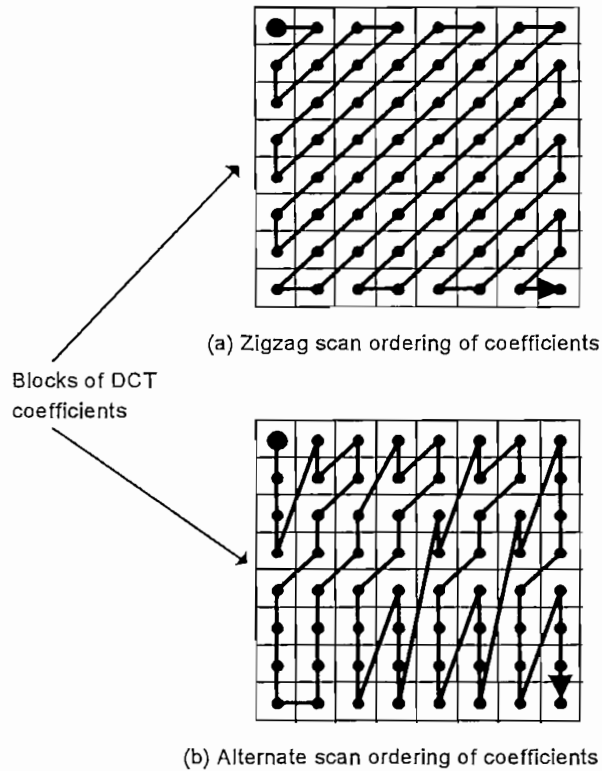


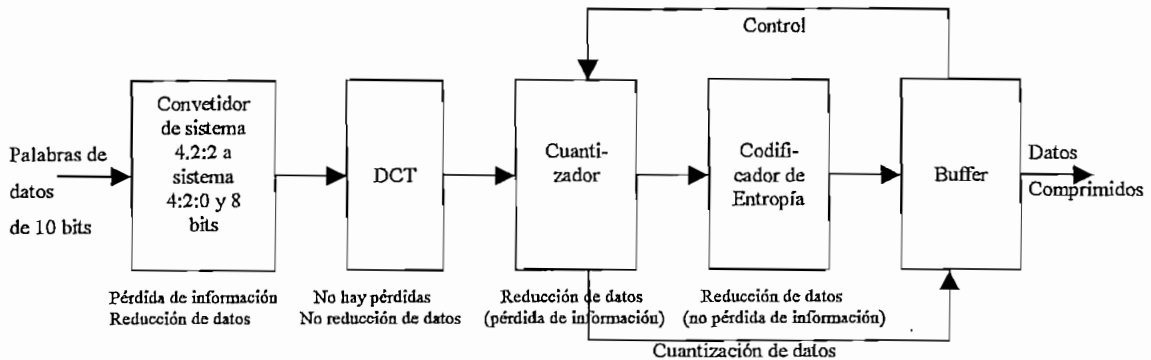
Figura 2.4

Exploración de los coeficientes DCT:

(a) en zig - zag y (b) alternado

En la figura 2.5, se muestra todos los procedimientos de la codificación espacial. La entrada se asume que es una señal 4:2:2 SDI (Serial Digital Interface), la cual puede tener una longitud de palabra de 8 o 10 bits. MPEG trabaja únicamente con una resolución de 8 bits, por lo tanto, una etapa de redondeo es necesaria cuando la señal 4:2:2 tiene palabras de 10 bits. El redondeo y el submuestreo de color introducen pequeñas pérdidas irreversibles y una reducción proporcional de la velocidad. En un sistema de velocidad variable, la cuantización es fija, pero en un sistema de velocidad constante, un buffer de memoria es usado para absorber las variaciones de la codificación, tal que la velocidad se mantenga constante.

Detalles grandes de un cuadro tienden a llenar el buffer, mientras que cuadros simples o llanos logran vaciarlo. Si el buffer está en peligro de rebullido, el paso de cuantización tiene que ser más grande, mientras que si está en peligro de vaciarlo, el paso de cuantización deber ser más fino. Tanto que el factor de compresión y la velocidad sean efectivamente alcanzados. Para ésto es que se necesita la retroalimentación entre el buffer y el cuantizador de la figura 2.5.



*Figura. 2.5*

*Diagrama de un Codificador Espacial*

### 2.1.1.2 Codificación Temporal

La codificación temporal elimina la redundancia entre tramas individuales de video. Para conseguirlo aprovecha las similitudes que existen entre tramas consecutivas codificando solo la diferencia de una trama a la próxima. Sin embargo, si se envía únicamente la diferencia entre tramas se tiene dos problemas. Primero la decodificación no podría ser inmediata y se acentuaría el problema si el televidente empieza a cambiar de canales; y segundo, si existe algún tipo de error en un cuadro diferencia, este se propagaría indefinidamente. Para evitar estas complicaciones no se envían exclusivamente diferencias de trama, sino periódicamente son enviadas tramas completas denominados cuadros Intra – codificados (I – pictures o I – frames). Las tramas I se obtienen solo por compresión espacial y son la base para reproducir otras tramas en el flujo de video.

#### 2.1.1.2.1 *Compensación de movimiento*

Si existe movimiento en el video se reducen las similitudes entre cuadros incrementando los datos necesarios para representar la diferencia entre cuadros. Para compensar ésto, el codificador mide el movimiento realizado y envía al



decodificador un vector que indica el lugar al que se desplazó el área dada en el nuevo cuadro (en la figura 2.6 se muestra este principio). Esta área del cuadro se conoce como *Macrobloque*

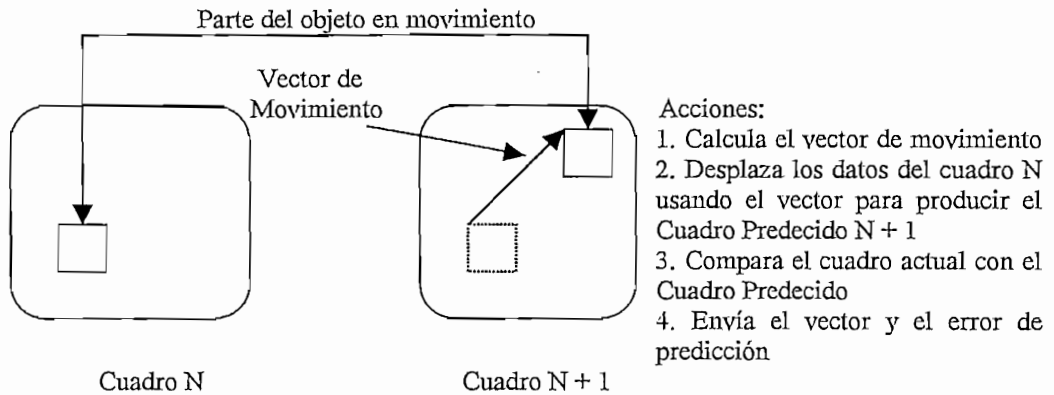


Figura 2.6

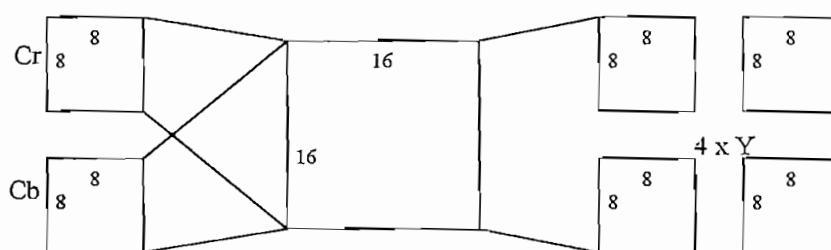
*Desplazamiento del vector de movimiento*

El tamaño del macrobloque está determinado por la codificación DCT y el submuestreo de color. Así, en un sistema 4:2:0, la figura 2.7 (a) muestra que un simple bloque DCT 8 x 8 las muestras de color se extienden sobre la misma área de los cuatro bloques DCT 8 x 8 de las muestras de luminancia; por lo tanto, esta es el área mínima del cuadro que puede ser desplazada. Un macrobloque 4:2:0 tiene cuatro bloques de luminancia: un bloque Cr y un bloque Cb.

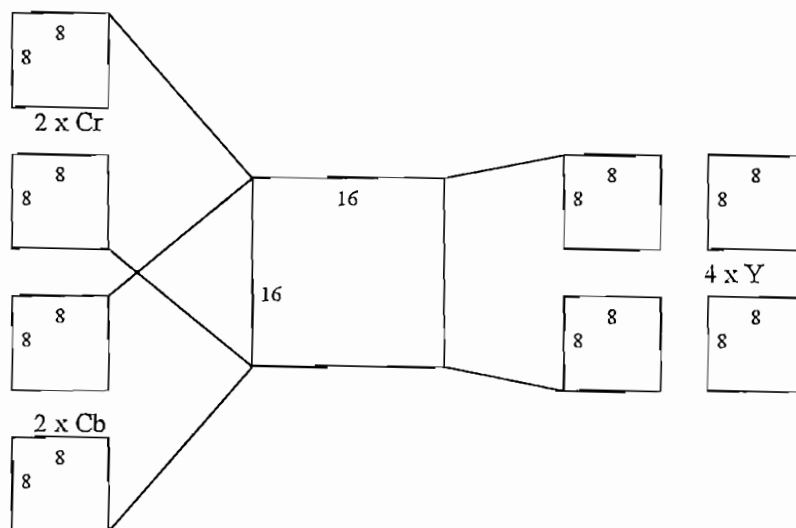
La figura 2.7 (b) muestra que un sistema 4:2:2, el color es submuestreado solo en el eje horizontal. Por lo tanto, un simple bloque DCT 8 x 8 de muestras de color se extienden sobre dos bloques de luminancia, de este modo, el macrobloque para este sistema tiene cuatro bloques de luminancia: dos de Cr y dos de Cb.

El estimador de movimiento trabaja comparando los datos de luminancia de dos cuadros sucesivos. Un macrobloque del primer cuadro es usado como referencia. Cuando la entrada es entrelazada es necesario interpolar un campo antes que sea comparado con el otro. La correlación con el cuadro siguiente es medida en todos los desplazamientos con una resolución de medio píxel en todo el rango de búsqueda. Si es encontrada una gran correlación, esta se asume como el desplazamiento correcto. El vector de movimiento tiene componentes horizontal y vertical. Los vectores de movimiento están asociados a los macrobloques y no a

los objetos reales de la imagen; esto puede ocasionar que partes de macrobloques se muevan y partes no. Si se envía el vector de movimiento, la parte que se mueve estará correcta, pero la parte estacionaria será incorrecta, para corregirla se tendría que enviar la diferencia de datos; y, si no se envía un vector de movimiento, la parte estacionaria estaría correcta pero la parte en movimiento será incorrecta y también será necesario enviar la diferencia de datos. Un compensador de datos práctico podría usar ambas estrategias usando la que menos datos usen en la transmisión de la diferencia de datos.



a) 4:2:0, las muestras de croma son  $\frac{1}{4}$  de las de Y



b) 4:2:2, tiene dos veces más datos de croma que el 4:2:0

*Figura 2.7*

*Formación de macrobloques para un sistema: (a) 4:2:0 y (b) 4:2:2*

### 2.1.1.2.2 Codificación Bidireccional

Este tipo de codificación soluciona, por ejemplo, problemas ocasionados por objetos en movimiento que ocultan el fondo de un cuadro mientras se desplazan.

Para revelar el fondo antes oculto se necesitan nuevos datos dado que no existe información alguna del cuadro previo sobre dicha área.

La codificación bi - direccional toma datos de cuadros anteriores y posteriores al actual. Así, si un fondo está siendo revelado, este puede estar presente en un cuadro posterior y la información puede ser movida en el tiempo para recrear parte de un cuadro anterior en el actual. La figura 2.8 muestra el concepto de codificación bidireccional. La codificación bidireccional reduce significativamente la cantidad de datos diferencia para mejorar el grado de predicción posible.

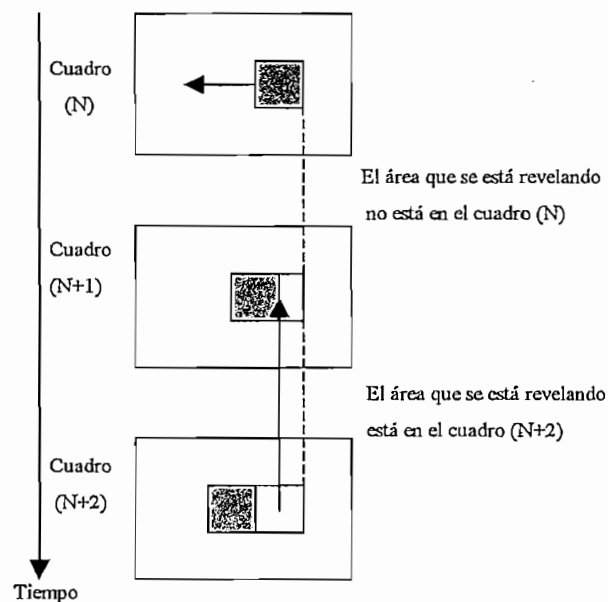


Figura 2.8

*Codificación Bidireccional*

Finalmente, MPEG no especifica la manera de construir un codificador, solo dice que cumpla un obediente flujo de bits. Sin embargo, un compresor inteligente debe tratar con las tres estrategias de codificación y seleccionar la que resulte en menos datos para la transmisión.

2.1.1.2.3 Cuadros I, P y B

MPEG necesita tres tipos de cuadros para manejar la codificación diferencial y bidireccional mientras minimiza la propagación de errores.

Los cuadros I son cuadros Intra – codificados y no necesitan información adicional para ser decodificados. Ellos requieren una gran cantidad de datos en comparación con los otros tipos de cuadros, en consecuencia no son

frecuentemente enviados más que lo necesario. Estos consisten de coeficientes de transformadas y no tienen vectores. Los cuadros I permiten a los televidentes cambiar de canales y detienen la propagación de errores.

Los cuadros P son Predichos (Predicted) de un cuadro anterior I o P. Los datos de los cuadros P (P – picture o P – frame) consisten de vectores que describen de donde, en el cuadro previo, cada macrobloque debe ser suministrado, y coeficientes de transformada que describe la corrección o diferencia de datos que debe ser añadido a cada macrobloque. Los cuadros P requieren apenas la mitad de datos de un cuadro I.

Los cuadros B son predichos Bidireccionalmente, esto es, de un cuadro anterior o posterior I o P. Los datos de los cuadros B (B – pictures o B – frames) consisten de vectores que describen de donde en el cuadro anterior o posterior deben ser tomados los datos. Estos también contienen coeficientes de transformada que proveen la corrección requerida. Debido a que la predicción bidireccional es muy eficiente, la corrección de datos es mínima; por lo que, los cuadros B requieren, típicamente, un cuarto de datos de los requeridos por un cuadro I.

En la figura 2.9 se introduce el concepto de Grupo de Cuadros (GOP: Group of Pictures). Un GOP empieza con un cuadro I seguido de cuadros P. El resto de cuadros son tipo B. El último cuadro del GOP se encuentra antes del próximo cuadro I.

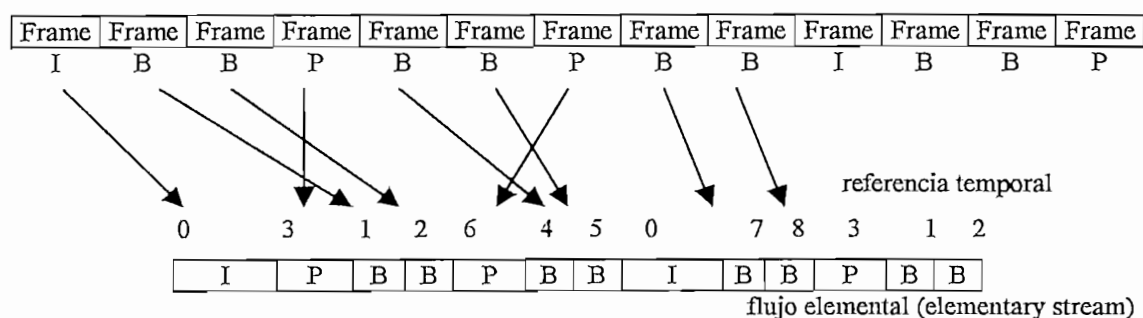


Figura 2.9

*Secuencia de un Grupo de Cuadros (GOP)*

La longitud de los cuadros GOP es flexible, pero son comunes 12 o 15 cuadros. Obviamente, si los datos para un cuadro B van a ser tomados de un cuadro futuro, estos datos deben estar ya habilitados en el decodificador. Consecuentemente, la codificación bidireccional requiere que los datos de los

cuadros sean enviados fuera de secuencia y temporalmente almacenados. La figura 2.9 muestra que los datos de los cuadros P son enviados antes que los datos de los cuadros B. Para regresar los cuadros en su correcta secuencia, se incluye una referencia temporal con cada cuadro.

### 2.1.1.3 Perfiles y Niveles

MPEG es utilizado en un amplio rango de aplicaciones requiriendo diferente funcionamiento y complejidad. Usando todas las herramientas de codificación definidas en MPEG, hay millones de combinaciones posibles. Para propósitos prácticos, el estándar MPEG – 2 está definido en Perfiles, y cada perfil esta subdividido en Niveles (ver figura 2.10).

<i>High</i>		4:2:0 1920x1152 80Mbps I,P,B				4:2:0, 4:2:2 1920x1152 100Mbps I,P,B
<i>High 1440</i>		4:2:0 1440x1152 60Mbps I,P,B			4:2:0 1440x1152 60Mbps I,P,B	4:2:0, 4:2:2 1440x1152 80Mbps I,P,B
<i>Main</i>	4:2:0 720x576 15Mbps I,P	4:2:0 720x576 15Mbps I,P,B	4:2:2 720X608 50Mbps I,P,B	4:2:0 720x576 15Mbps I,P,B		4:2:0, 4:2:2 720x576 20Mbps I,P,B
<i>Low</i>		4:2:0 352x288 4Mbps I,P,B		4:2:0 352x288 4Mbps I,P,B		
<b>LEVEL</b> <b>PROFILE</b>	Simple	Main	4:2:2 Profile	SNR	Spatial	High

Figura 2.10

*Perfiles y Niveles definidos en el estándar MPEG – 2*

Un perfil es básicamente una colección (subset) entera de codificación que requiere cierta complejidad. Un nivel, en cambio, es un parámetro como el tamaño del cuadro o velocidad usado con ese perfil. En principio existen 24 posible combinaciones, pero no todas están definidas. Un decodificador que tiene cierto perfil y nivel dado, es capaz de decodificar perfiles y niveles más bajos. En la figura 2.10 se tiene, por ejemplo, que el perfil simple ha sido definido solo en el nivel principal (SP@ML: Simple Profile At Main Level). Por otro lado, el perfil principal esta diseñado para muchos usos, así por ejemplo, el nivel bajo usa una

resolución de entrada de solo 352 píxels por línea. La mayoría de aplicaciones de radiodifusión requieren el subset MPEG: MP@ML (Main Profile At Main Level), el cual soporta SDTV (Estandar Definition Television)

#### 2.1.1.4 Señales MPEG

La salida de un codificador MPEG es conocida como *Elementary Stream (ES)*: (Flujo Elemental). En la figura 2.11 se muestra que este flujo se divide en paquetes de longitud variable para convertirse en un *Packetized Elementary Stream: PES* (Flujo Elemental de Paquetes). Cada paquete de video incluye un cuadro. Un paquete esta formado por una cabecera (header) y por una carga útil (payload).

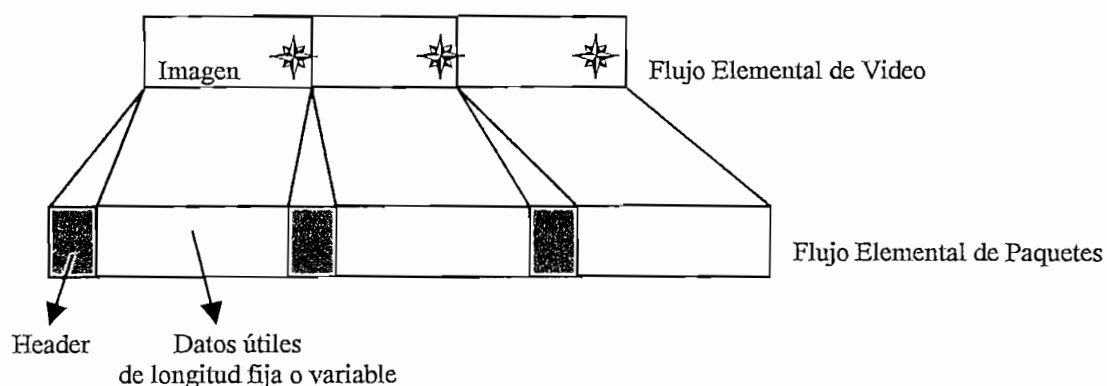


Figura 2.11

*Formación de Paquetes a partir del flujo elemental*

Un PES de video y un número PES de audio pueden ser multiplexados para formar un Program Stream (Flujo de Programa) o un Transport Stream (Flujo de Transporte). Un flujo de transporte difiere de un flujo de programa en que los PES son subdivididos en paquetes más pequeños de tamaño fijo y además pueden llevar múltiples programas con diferente reloj. DVD (Digital Video Disk) usa el flujo de programa. La cabecera del PES contiene información de tiempo (*timing*) de tal manera que el decodificador conozca en que momento decodificar y presentar la trama especificada. Un flujo de transporte (*transport stream*) está formado por paquetes de transporte (*Transports Packets*) de 188 bytes cada uno y multiplexados con otros ES y datos para formar audio y video para programas múltiples. Esto se aprecia en la figura 2.12

El flujo de transporte también contiene información del sistema en forma de tablas: PSI (Program Specific Information), que se discutirá más adelante. También puede contener datos para aplicaciones interactivas. El uso de paquetes de transporte de tamaño fijo simplifica la multiplexación y los procesos de transmisión a lo largo de la cadena de radiodifusión.

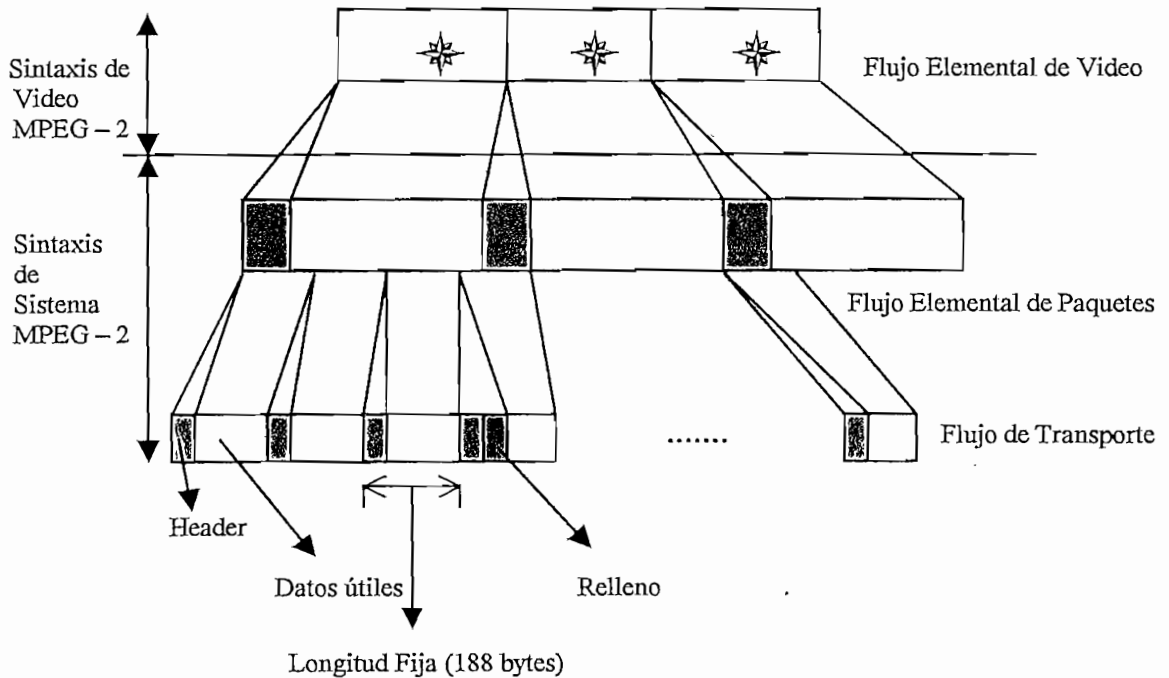


Figura 2.12

*Formación del transport stream (flujo de transporte) a partir de los PES*

Cada paquete en el transport stream, sea que contenga audio, video, información del sistema, o datos, es identificado por un número llamado PID, o identificador de paquete (Packet Identifier). Los PIDs ayudan al decodificador a encontrar y clasificar la información en el flujo transporte.

Las tablas PSI, son habilitadas en el decodificador para localizar varios programas y sus componentes en un flujo de programas múltiples. Ellas también proveen información sobre la Guía de Programación Electrónica (Electronic Program Guide: EPG). La figura 2.13 muestra la estructura de un paquete de transporte.

Como se puede apreciar en la figura 2.13 la longitud mínima de la cabecera es de 4 bytes. En esta cabecera la información más importante es: el byte de sincronismo que permite deserializar la cabecera y el campo de datos. El indicador de error de transporte que se fija cuando existe un BER (Tasa de Error)

demasiado alto como para ser corregido; indicando, por lo tanto, que el paquete contiene errores; el PID ya mencionado; el contador de continuidad, este valor de 4 bits se incrementa cada vez que se envía un nuevo paquete con el mismo PID y sirve para determinar si un paquete se repite, se encuentra perdido o ha sido enviado fuera de secuencia. En algunos casos, se necesita más información en la cabecera, si éste es el caso se utilizan bits de control de campo de adaptación indicando que la cabecera es más grande de lo normal.

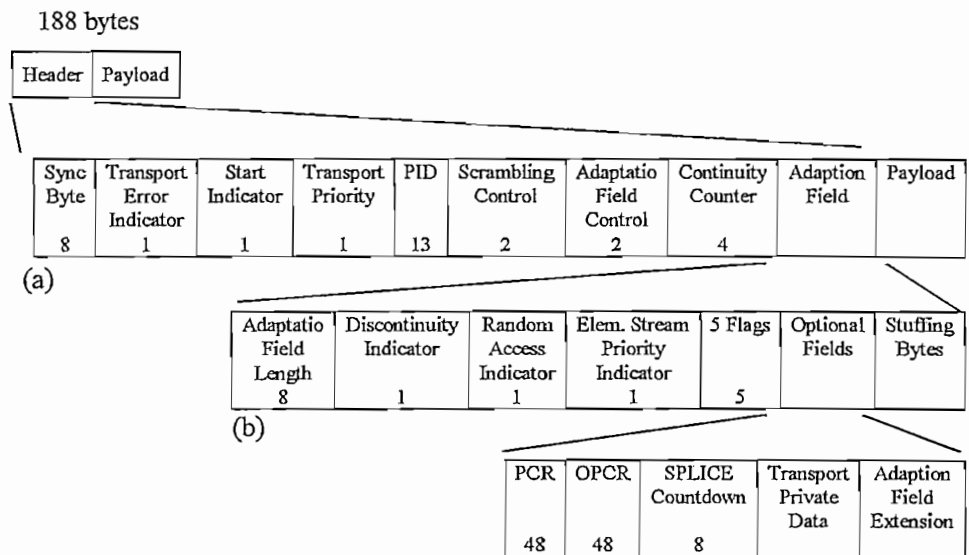


Figura 2.13

*Estructura de un paquete de transporte MPEG – 2*

La figura 2.13 b muestra que cuando esto ocurre la longitud de la cabecera extra es enviada en el código de longitud del campo de adaptación (Adaptation Field Length). Cuando la cabecera es extendida, la longitud del campo de datos se hace más pequeña para mantener constante la longitud del paquete (188 bytes).

*2.1.1.4.1 Temporización MPEG: PCR, PTS y DTS*

La sincronización del flujo de transporte, esta basado en el reloj del sistema (27 MHz) del codificador. El codificador usa este reloj para periódicamente enviar información de tiempo en el flujo de transporte en la forma de un código denominado Referencia de Reloj de Programa (Program Clock Reference: PCR)



que es usado en el decodificador para generar una versión remota del reloj de 27 MHz para cada programa.

Los paquetes del flujo elemental contienen Muestras de Tiempo de Presentación (Presentation Time Stamps: PTS) y Muestras de Tiempo de Decodificación (Decoding Time Stamps: DTS). Dado que los cuadros no siempre son transmitidos en el orden que aparecieron en la pantalla. Los PTS permiten al decodificador determinar, sobre la base de los PCR, el tiempo en el cual un cuadro debe ser presentado al televidente. Como se habrá podido notar, MPEG crea dependencia entre tramas. Por ejemplo, un cuadro B no puede ser decodificado sin la referencia de un cuadro previo o posterior I o P. Debido a esta dependencia, algunos cuadros pueden necesitar ser adecuadamente decodificados antes de su tiempo de presentación. Para manejar esta situación, un DTS en la cabecera de cada paquete PES notifica al decodificador el tiempo en el cual un cuadro debe ser decodificado.

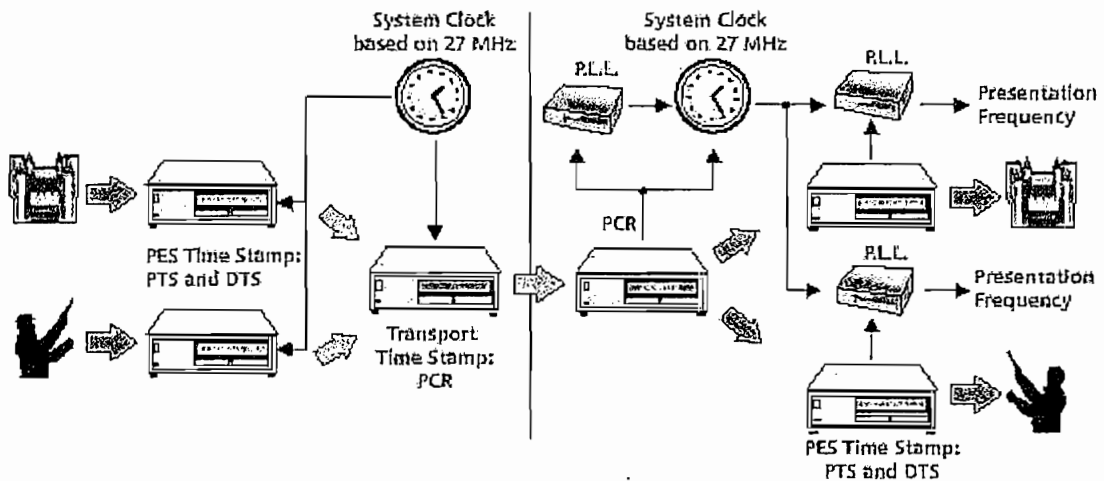


Figura 2.14

*Sincronización del sistema de reloj entre el codificador y el decodificador*

Si la DTS precede al PTS para un cuadro específico, el cuadro es decodificado y almacenado en un buffer hasta que llegue su tiempo de presentación. La figura 2.14 muestra la secuencia de temporización en el flujo de transporte.

En el codificador, una muestra del reloj del sistema es insertada en un PES en la forma de un PTS y/o DTS. Éstas muestras del reloj del sistema son añadidas al flujo de transporte vía PCRs, MPEG requiere que los PCRs sean enviados en una

tasa de al menos 10 PCR's por segundo. En el lado del decodificador, los PCR's son puestos dentro de un PLL (Phase Lock Loop) para recuperar el reloj original del sistema. Esto asegura que el decodificador esté sincronizado con el codificador tal que el buffer no sufra un desbordamiento o un vaciado.

Una vez que el sistema original del reloj es recuperado, los programas son entonces decodificados y presentados de acuerdo a las muestras de tiempo PTS y DTS para cada cuadro individual.

#### 2.1.1.4.2 Tablas PSI

Una tabla PSI (Program Specific Information) provee los datos requeridos por un decodificador para demultiplexar un programa de un transport stream para la presentación al usuario. Esta información puede incluir colocación de audio y video para un programa dado, control de acceso, e información respecto a la compresión y características de las señales de audio y video. Las tablas son repetidas periódicamente en el transport stream (por ejemplo 10 veces / segundo) para soportar acceso aleatorio requerido por el decodificador en el encendido o para cambiar de canales.

Las tablas PAT (Program Association Table) son como un directorio raíz para el transport stream. Esta tabla enlista todos los programas en el flujo y provee el valor PID (Packet Identifier) para la tabla PMT (Program Map Table) asociado con cada programa. El PAT también puede contener el número PID para la tabla NIT (Network Information Table), el cual provee acceso a otros transport stream en la red. El decodificador es siempre capaz de encontrar el PAT (si está presente en el flujo) dado que éste está siempre en paquetes con un valor PID 00, como se puede apreciar en el ejemplo de la figura 2.15 (a).

La tabla CAT (Conditional Access Table) provee un mecanismo para que el decodificador encuentre los EMMs (Entitlement Management Messages) en el transport stream. Los EMMs actualizan las opciones de suscripción o los derechos de pago por ver para cada suscriptor o grupo de suscriptores. Los CATs listan los EMMs en el transport stream y dan los valores asociados del PID. En la figura 2.15 (b) se pueden apreciar un ejemplo de tabla CAT.

La tabla PMT (Program Map Table) provee una descripción para cada programa en un transport stream. Esta tabla literalmente actúa como un mapa para el



- 1) Se localiza el PAT (siempre se encuentra con un PID 00) y lo usa para encontrar la información PMT para el programa 1.
- 2) Se usa el PMT para el Programa 1 (definido como PID 65 en el PAT) para localizar los PIDs de audio, video y la referencia del reloj del Programa 1. El PID del flujo de video usualmente lleva el PCR
- 3) Se encuentra los paquetes que contienen el video (PID 131) para el programa 1.
- 4) Se encuentra los paquetes que contienen el audio para el Programa 1. Si el usuario ha seleccionando la pista sonora en Inglés, localiza la pista de audio en el PID 132. Si el usuario requiere la pista sonora en Alemán, localiza el audio en el PID 133
- 5) Se usa los PTS y DTS en la cabecera de los paquetes de audio y video para decodificar y presentarlos en el instante apropiado.

## **2.2 SISTEMA DE TRANSMISIÓN DIGITAL TERRESTRE ATSC**

El sistema ATSC (Advanced Television System Committee) es el nombre del estándar de televisión digital adoptado por los norteamericanos desde 1996. El estándar es el resultado del trabajo encomendado en 1987 por la FCC (Federal Communications Commission) a la ACATS (Advisory Committee on Advanced Television Service), grupo creado para el asesoramiento en asuntos técnicos y políticas para la Televisión Avanzada (ATV: Advanced Television) en los Estados Unidos, incluido la elaboración de un estándar técnico. En 1988 la ACATS pidió a las industrias, universidades y laboratorios que propusieran normas para la televisión avanzada.

Poco después comenzaron a recibirse propuestas para sistemas HDTV, y la ACATS y la FCC decidieron someter a evaluación cinco propuestas técnicas: una analógica y cuatro digitales.

En febrero de 1993, tras revisar los resultados la ACATS llegó a la conclusión de que los cuatro sistemas digitales superaban en prestaciones al analógico. A su vez, cada uno de los cuatro sobresalía en distintos aspectos. Así que la ACATS animó a los promotores a que organizaran en un solo sistema los elementos mejores de los cuatro y lo sometieran a evaluación.

En mayo de 1993 se constituyó la Gran Alianza, un consorcio integrado por AT&T, Zenith, el centro de investigación de David Sarnoff, General Instrument Corporation, el Instituto Tecnológico de Massachussets (MIT), Philips Electronics North America, y la francesa Thomson Consumer Electronics.

Entre 1993 y 1994 la Gran Alianza introdujo mejoras en los mejores elementos técnicos de los cuatro sistemas y creó un prototipo. Sobre la base de ese prototipo de HDTV, la comisión de Sistemas de Televisión Avanzada (consorcio de industrias) creó un estándar técnico. En noviembre de 1995 la ACATS recomendó a la FCC el estándar elaborado por la Comisión de Sistemas de Televisión Avanzada, y ésta lo aceptó en 1996 salvo por un detalle. Suavizó la restricción de la norma en la que se limita a 18 los formatos de resolución de vídeo autorizados.

### **2.2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE TELEVISIÓN DIGITAL ATSC**

En la figura 2.16 se muestra el diagrama de bloques básico del sistema digital. Esta representación esta basada en el adoptado por la ITU (International Telecommunications Union), sector de Radiocomunicaciones (ITU – R), grupo de trabajo 11/3 (Digital Terrestrial Television Broadcasting). De acuerdo a este modelo el sistema de televisión consiste de tres subsistemas:

- 1) Codificación de la fuente y compresión.
- 2) Servicio de multiplexación y transporte, y
- 3) Transmisión / RF

La codificación de la fuente y compresión, se refiere al método de reducción de la velocidad de los datos de audio, vídeo y datos auxiliares. Para la compresión de video se utiliza el estándar de compresión MPEG – 2, mientras que para la compresión de audio se utiliza el estándar de Compresión de Audio Digital AC – 3. El servicio de multiplexación y transporte, se refiere a la manera de dividir los datos digitales en paquetes de información y el método de multiplexación de flujos de video, audio y datos en un simple flujo de datos. El sistema de transmisión digital emplea la sintaxis del flujo transporte MPEG – 2 para la paquetización y

multiplexación de señales de audio, video y datos para los sistemas de radiodifusión digital.

El subsistema de Transmisión / RF se refiere a la codificación y modulación del canal. El codificador del canal toma los datos y añade información adicional que es usada por el receptor para reconstruirlos. El subsistema de modulación ofrece dos modos: modo de Radiodifusión Terrestre (8 – VSB: Terrestrial Broadcast Mode), y modo de Alta Velocidad de datos (16 – VSB: High Data Rate Mode).

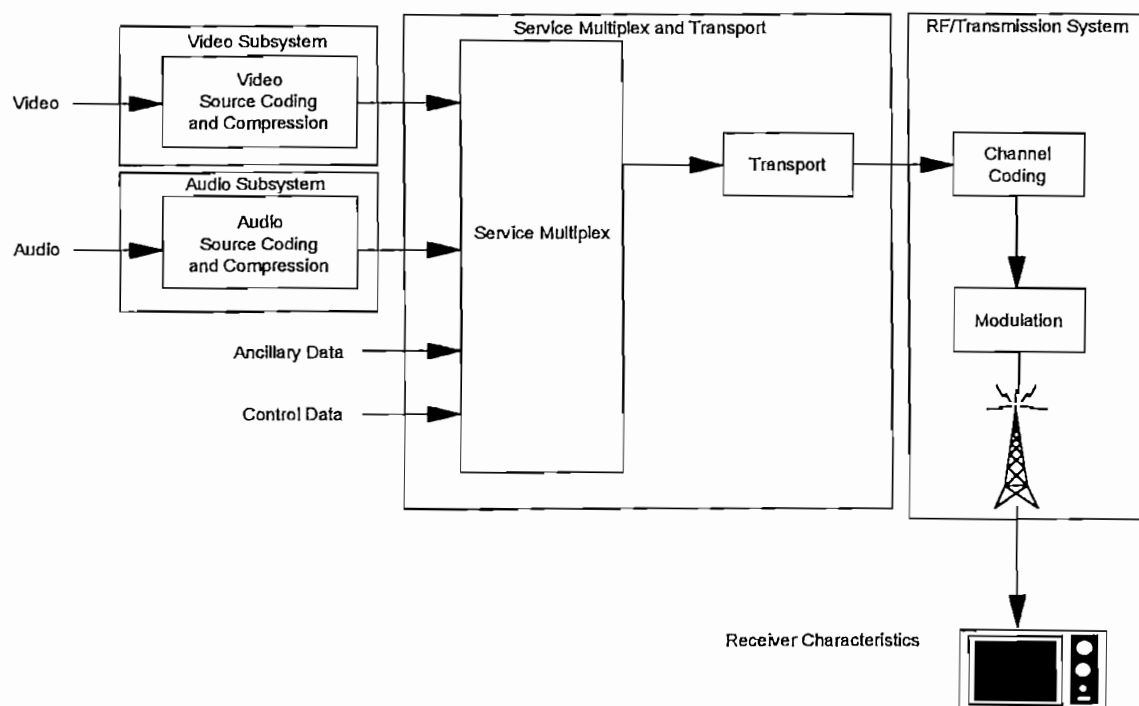


Figura 2.16

Diagrama de bloques de un sistema de televisión digital según la ITU – R

### 2.2.2 SUBSISTEMA DE TRANSMISIÓN / RF

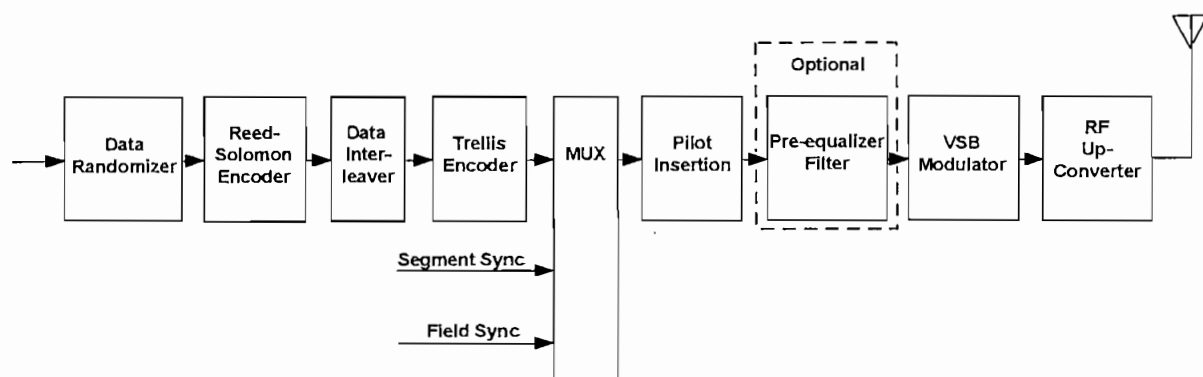
Como se mencionó, el sistema VSB tiene dos modos de operación: un modo de radiodifusión terrestre simultáneo (*simulcast*) y un modo de alta velocidad de datos. Los dos modos tienen el mismo piloto (que se mencionará más adelante) velocidad de símbolo, estructura de la trama de datos, intercalado (*interleaving*), codificación Reed Solomon, pulsos de sincronismo, idéntica portadora, circuitos de sincronismo y de recuperación de reloj, tanto como correctores de fase y ecualizadores. El modo de radiodifusión terrestre está optimizado para una máxima área de servicio y soporta una señal ATV (*Advanced Television*) en un

canal de 6 MHz. El modo de alta velocidad de datos, el cual cambia algo de robustez por dos veces la velocidad de datos, soporta dos señales ATV en un canal de 6 MHz.

Con el fin de maximizar el área de servicio, el modo de radiodifusión terrestre incorpora un filtro de rechazo NTSC (en el receptor) y codificación de trellis. El modo de alta velocidad de datos, por otro lado, es menos riguroso en este sentido. Sin embargo, una alta velocidad de datos es transmitida en forma de más niveles de datos (bits / símbolo). No emplea codificación de trellis ni filtro de rechazo de interferencia NTSC.

### 2.2.2.1 Visión General del Transmisor VSB (Vestigial Side Band)

Un diagrama de bloques funcional de un transmisor representativo de radiodifusión terrestre se muestra en la figura 2.17



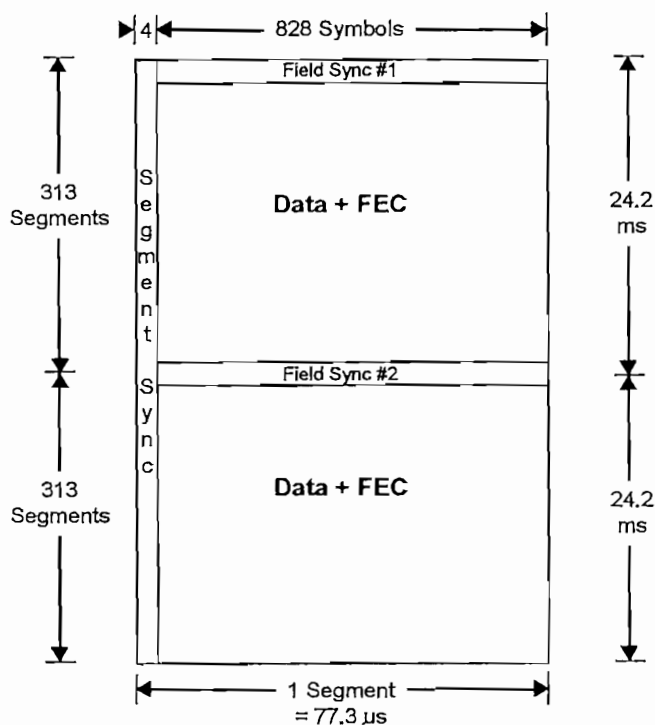
*Figura 2.17*

*Diagrama de Bloques de un Transmisor VSB*

La entrada del subsistema de transporte al subsistema de transmisión es un flujo de datos seriales de 19.39 Mbps, compuesto de paquetes MPEG de 188 bytes (los cuales incluyen un byte de sincronismo y 187 bytes de datos a una velocidad de 19.28 Mbps).

Los datos que llegan son aleatorizados y después procesados por un corrector de errores tipo FEC de la forma Reed – Solomon (RS: 20 bytes de paridad son añadidos por cada paquete), el campo de datos es intercalado y finalmente codificado por Trellis a una tasa de 2/3. Los procesos de aleatorización y la

corrección FEC no se aplican al byte de sincronismo del paquete de transporte. Seguido a la aleatorización y a los procesos de corrección de errores FEC, los paquetes de datos se transforman en tramas de datos para la transmisión y se añade el sincronismo de segmento de datos y el sincronismo de campo de datos. En la figura 2.18 se muestra como los datos son organizados para la transmisión.



*Figura 2.18*

*Estructura de una trama de datos VSB*

Cada trama de datos VSB consiste de 2 campos de datos, cada campo consiste de 313 segmentos de datos, el primer segmento de datos de cada campo corresponde a la señal de sincronismo del campo de datos que es una secuencia utilizada por el receptor. Los restantes 312 segmentos de datos llevan cada uno el equivalente de los 188 bytes del paquete transporte más su cabecera FEC asociada. Cada segmento de datos consiste de 832 símbolos, los 4 primeros símbolos son transmitidos en forma binaria y proveen la sincronización del segmento. Estos símbolos representan el byte de sincronismo del paquete transporte MPEG de 188 bytes, mientras que los 828 símbolos restantes representan a los 187 bytes de datos del paquete MPEG y su cabecera asociada. Los 828 símbolos son transmitidos como una señal de 8 niveles y por lo tanto



llevan 3 bits por símbolo. De este modo,  $828 \times 3 = 2484$  bits son llevados en cada segmento de datos, la cual es la cantidad exacta requerida para enviar paquetes transporte MPEG protegidos, como se demuestra a continuación.

$$\begin{aligned} 187\text{bytes} + 20\text{bytes}(RS) &= 207\text{bytes} \\ 207\text{bytes} * 8\text{bits}/\text{byte} &= 1656\text{bits} \quad \text{ec. 2.3} \\ 1656 * 3/2(\text{trellis}) &= 2484\text{bits} \end{aligned}$$

La tasa exacta de símbolo ( $M\text{símbolos/s}$ ) se da por la ecuación 2.4

$$S_r = 4.5/286 * 684 = 10.76M\text{símbolos/s} \quad \text{ec.2.4}$$

La frecuencia del segmento de datos se da por la ecuación 2.5

$$f_{\text{seg}} = S_r / 832 = 12.94 \times 10^3 \text{segmentos/s} \quad \text{ec.2.5}$$

La tasa de la trama de datos se da por la ecuación 2.6

$$f_{\text{frame}} = f_{\text{seg}} / 626 = 20.66\text{tramas/s} \quad \text{ec.2.6}$$

Pero la tasa de símbolo debe ser frecuencia para la tasa transporte. El subsistema de transmisión lleva dos bits por símbolo codificado de trellis, por lo que la tasa del payload en bruto será:

$$10.76 * 2 = 21.52M\text{bps} \quad \text{ec.2.7}$$

Para encontrar la tasa del payload entregada al decodificador es necesario ajustar la ecuación anterior para la cabecera del sincronismo del segmento de datos, sincronismo del campo de datos, y el corrector FEC (Reed - Solomon). Por lo que la tasa de datos para el sistema 8 VSB viene a ser:

$$21.52M\text{bps} * 312/313 * 828/832 * 187/207 = 19.28M\text{bps} \quad \text{ec.2.8}$$

El factor  $312/313$  lleva la cabecera del sincronismo del segmento de datos de un segmento de datos por campo. El factor  $828/832$  lleva la cabecera del

sincronismo de segmento de datos de cuatro intervalos de símbolos por segmentos de datos, y el factor 187/207 lleva la cabecera FEC Reed Solomon de 20 bytes por segmento de datos.

El cálculo de la velocidad de datos del campo de datos del modo de alta velocidad de datos (16 VSB) se lo realiza de manera muy similar al anterior, pero con la excepción que cada símbolo lleva 4 bits, por lo tanto la velocidad es dos veces la velocidad del modo 8 VSB, esto es: 38.57 Mbps.

Para calcular la velocidad de datos vista por el decodificador transporte, hay que tomar en cuenta que el byte de sincronismo MPEG es removido de la cabecera a la entrada del transmisor 8 VSB, esto es, un byte por segmento de datos. Éstos bytes de sincronismo son después reconstruidos a la salida del receptor 8 VSB. Por lo tanto, la velocidad de datos vista por el decodificador de transporte es:

$$19.28Mbps * 188/187 = 19.39Mbps \quad \text{ec.2.9}$$

Para el modo 16 VSB esta velocidad será:

$$19.39Mbps * 2 = 38.78Mbps \quad \text{ec.2.10}$$

Los símbolos de 8 niveles combinados con las señales de sincronismo de segmento y campo de datos son usados para realizar una modulación de portadora suprimida de una única portadora. Antes de la transmisión, algo de las bandas laterales inferiores deben ser removidas. El espectro resultante es plano, excepto por los extremos de la banda donde la respuesta de frecuencia resulta en una región de transición de 620 KHz. La figura 2.19 muestra el espectro de frecuencia nominal de una transmisión VSB.

En la frecuencia de la portadora suprimida, a 310 KHz desde el extremo inferior de la banda de transmisión, se añade una pequeña señal piloto.

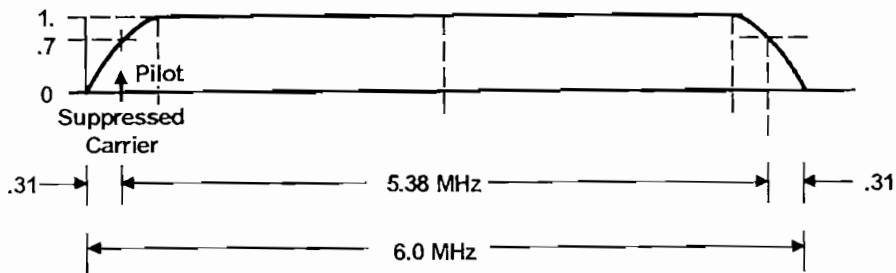


Figura 2.19

*Espectro de Transmisión VSB*

### 2.2.3 PROTECCIÓN DE ERRORES DEL CANAL Y SINCRONIZACIÓN

El detalle de los procesos empleados para proteger los datos ante los impedimentos propios de una radio transmisión terrestre, más la sincronización requerida para su correcta decodificación se indican a continuación.

#### 2.2.3.1 Aleatorización de datos

En la aleatorización de datos cada byte se cambia de acuerdo a una secuencia pseudo aleatoria conocida. Con la aleatorización de datos el flujo de bits es completamente aleatorio creando, de esta manera, un espectro de frecuencia plano (semejante al ruido), tal que el espacio del canal asignado sea usado con máxima eficiencia, esto es, no crear espacios con excesiva concentración de energía o espacios sin energía (vacíos), los cuales, a ciertas frecuencias de modulación, pueden causar interferencias al servicio NTSC actual. La aleatorización de datos se realiza sobre todo el campo de datos (no incluye el sincronismo de segmento de datos o campo de datos, o los bytes de paridad RS). La aleatorizador de datos resulta en una Secuencia Binaria Seudo – Aleatoria (PRBS: Pseudo – Random Binary Sequence), operación que empieza con el inicio del primer segmento de datos, durante el intervalo del sincronismo de segmento de datos (con la secuencia de precarga F180<sub>H</sub>). Los PRBS se generan por registros de desplazamiento cuyas salidas de ocho de los registros de desplazamiento se eligen como el byte aleatorizado. El generador polinomial se muestra en la ecuación 2.11

$$G_{(16)} = x^{16} + x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^7 + x^6 + x^3 + x + 1 \quad \text{ec. 2.11}$$

### 2.2.3.2 Codificación de Reed – Solomon

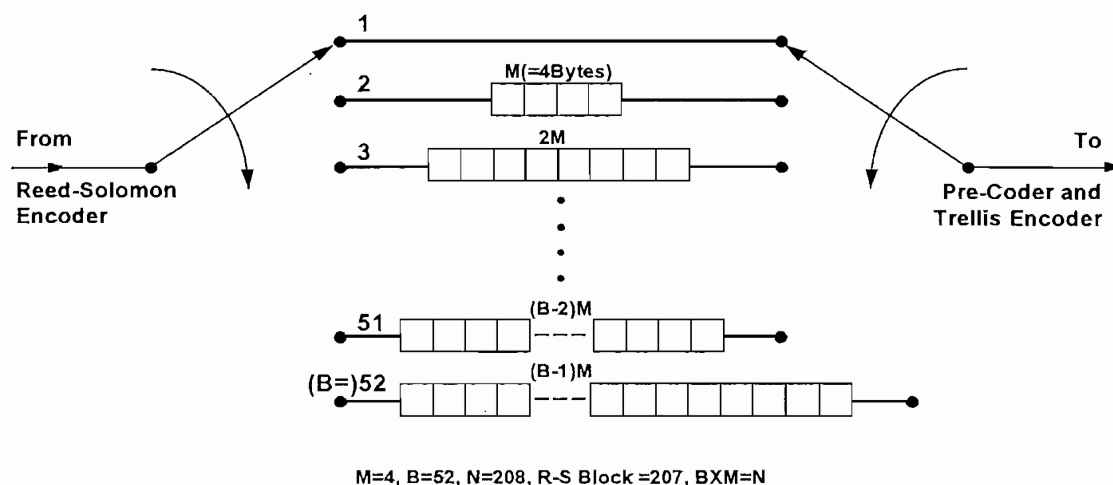
La Codificación de Reed – Solomon es un tipo de corrección de errores tipo FEC (Forward Error Correction). El código RS usado en el subsistema de transmisión VSB es un código (207,187, t =10). El tamaño del bloque de datos RS es 187 bytes, con 20 bytes de paridad RS para corrección de errores que se añaden al final del bloque de datos, consiguiéndose corregir hasta 10 bytes erróneos. Así, el tamaño del bloque RS que se transmite por segmento de datos es de 207 bytes.

El polinomio generador de paridad es:  $\prod_{i=1}^{i=2t-1} (X + \alpha^i)$ , y el polinomio generador de campo primitivo es:  $G(256) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

### 2.2.3.3 Intercalación de datos

El intercalador de datos mezcla el orden secuencial del flujo de datos y dispersa los paquetes de datos MPEG – 2 a lo largo del tiempo (sobre un rango de alrededor de 4 ms, por medio de buffers de memoria) con el propósito de evitar que una ráfaga de errores (burst errors) destruya palabras completas de bytes que los haga irre recuperables.

El intercalador de datos ensambla nuevos paquetes de datos incorporando fragmentos pequeños de diferentes paquetes MPEG – 2; estos paquetes tienen la misma longitud que el paquete original MPEG – 2: 207 bytes (codificados con Reed – Solomon). Así, con la intercalación, si ocurre una ráfaga de errores, solo resultan dañados unos pocos bytes de algunos paquetes, en vez de resultar erróneos muchos bytes de un paquete MPEG – 2. El intercalador empleado en el sistema de transmisión VSB es un intercalador de byte convolucional de 52 segmentos de datos. Solo los bytes de datos son intercalados y está sincronizado con el primer byte de datos del campo de datos. El intercalador convolucional se muestra en la figura 2.20.



*Figura 2.20*

*Intercalador Convolutional*

### 2.2.3.4 Codificación de Trellis

La codificación de Trellis es otra forma de corrector de errores tipo FEC, al igual que Reed – Solomon, con la diferencia que Reed – Solomon es una forma de código bloque y la Codificación de Trellis es un código convolutional. El subsistema de transmisión 8 VSB emplea una codificación de trellis de tasa  $2/3$ . Así, cada byte que ingresa al codificador de Trellis se divide en palabras de 2 bits (el MSB es precodificado y el LSB es codificado con una tasa  $1/2$ ) obteniéndose, por lo tanto, 4 símbolos codificados (de 3 bits) por byte.

La forma de onda de la señal, así obtenida, es una señal de 8 niveles (3 bits por nivel). La señal transmitida se conoce como una señal 8 VSB. La codificación de Trellis emplea 12 precodificadores y codificadores de Trellis idénticos. El codificador y precodificador de trellis se muestran en la figura 2.21. Según la figura 2.21, los bytes de datos son alimentados del intercalador de bytes al codificador y precodificador de trellis, y éstos procesados por cada uno de los doce codificadores.

El multiplexor de salida, de la figura 2.21 avanza cuatro símbolos en cada límite de segmento (debido a los cuatro símbolos de sincronismo de segmento que son insertados después), sin embargo, el estado del codificador de trellis no avanza.

Así, los datos que salen del codificador de Trellis se leen, en orden normal, del codificador 0 hasta el 11 para el primer segmento de la trama, pero en el segundo segmento el orden cambia y los símbolos se leen del codificador 4 al 11, y después del 0 al 3. El tercer segmento se lee del codificador 8 al 11 y después del 0 al 7.

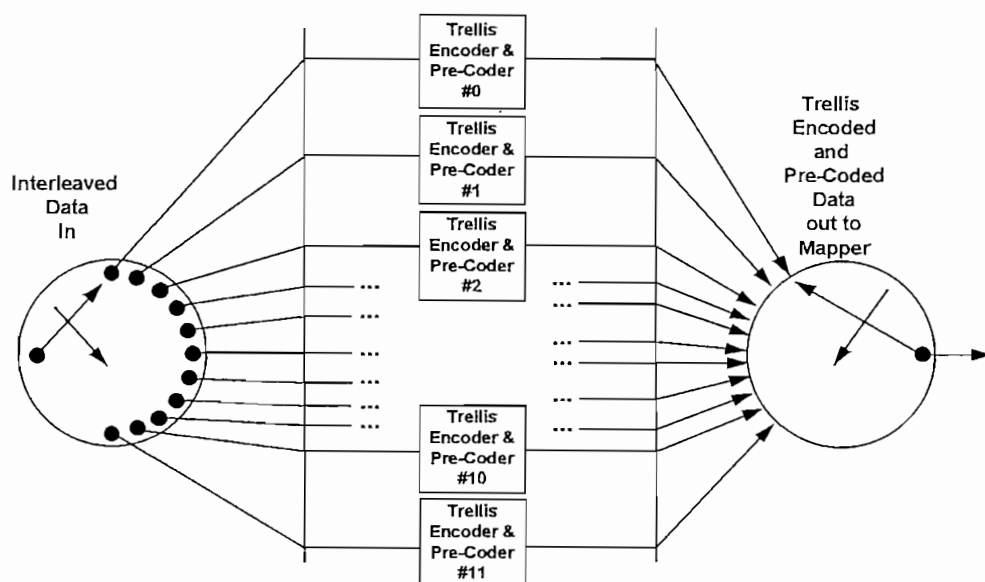


Figura 2.21

*Intercalador codificador de Trellis*

Este patrón de tres segmentos se repite con los 312 segmentos del campo de datos. La tabla 2.1 muestra la secuencia de salida de los tres primeros segmentos de datos de la trama (donde las D representan a los símbolos de datos codificados de Trellis).

Segmento	Bloque 0	Bloque 1	...	Bloque 68
0	D0 D1 D2 ... D11	D0 D1 D2 ... D11	...	D0 D1 D2 ... D11
1	D4 D5 D6 ... D3	D4 D5 D6 ... D3	...	D4 D5 D6 ... D3
2	D8 D9 D10 ... D7	D8 D9 D10 ... D7	...	D8 D9 D10 ... D7

Tabla 2.1

*Secuencia de intercalación*

La figura 2.22 muestra la manera en que las salidas del codificador de trellis son llevadas a los niveles nominales de la señal 8 VSB (mapeo de bits a símbolos).

	$Z_2$	$Z_1$	$Z_0$	R
$Z_2$ →	0	0	0	-7
	0	0	1	-5
$Z_1$ →	0	1	0	-3
	0	1	1	-1
$Z_0$ →	1	0	0	+1
	1	0	1	+3
	1	1	0	+5
	1	1	1	+7

Figura 2.22

*Mapeo de la salida del codificador de Trellis a los niveles de símbolo*

### 2.2.3.5 Sincronismo de segmento de datos

Los datos codificados de trellis deben pasar a través de un multiplexor que inserta señales de sincronización (sincronismo de segmento de datos y sincronismo de campo de datos). Esto permite a los receptores recuperar el reloj del sistema y decodificar adecuadamente los datos. Los 4 símbolos del sincronismo de segmento de datos (que son binarios) se insertan en el flujo de datos digitales de 8 niveles al inicio de cada segmento de datos (el byte de sincronismo MPEG se reemplaza por el sincronismo de segmento de datos). El sincronismo de segmento de datos incrustado en los datos aleatorios se ilustra en la figura 2.23. El mismo patrón de sincronismo ocurre regularmente a intervalos de 77.3  $\mu\text{s}$ , y es una señal única que se repite a esta tasa. A diferencia de los datos, los 4 símbolos de sincronismo no son codificados ni intercalados. El patrón de sincronismo de datos es un patrón 1001 como se muestra en la figura 2.23.

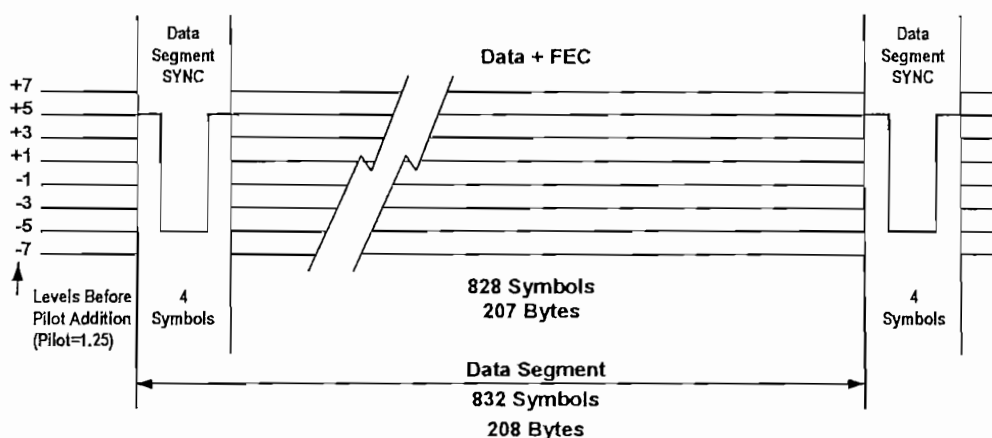
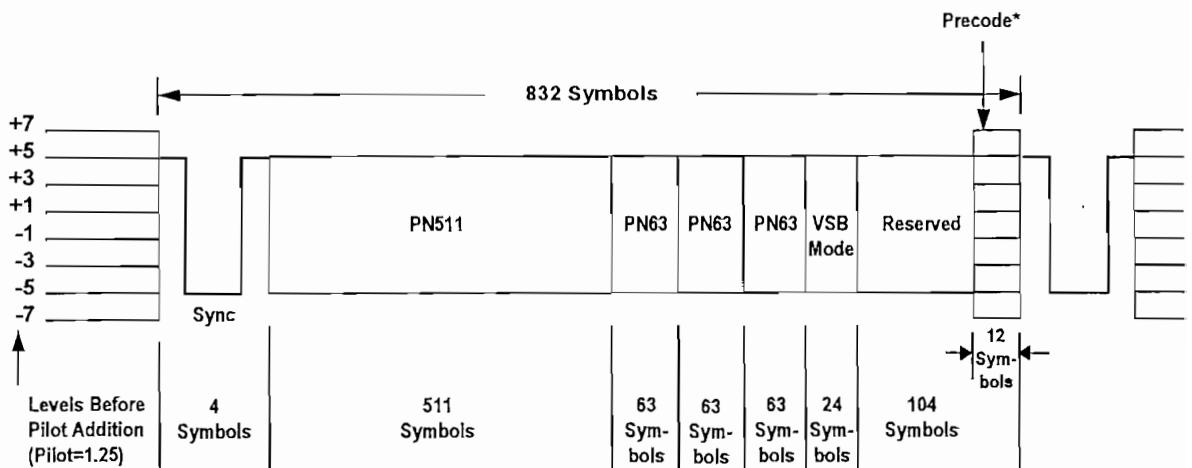


Figura 2.23

*Sincronismo de segmento de datos 8 VSB*

### 2.2.3.6 Sincronismo de Campo de datos

Cada campo de datos (de 24.2 ms) inicia con un completo segmento de datos como señal de sincronismo de campo de datos, como se muestra en la figura 2.24. Como el sincronismo de segmento de datos, el sincronismo de campo de datos no es intercalado ni codificado. Cada símbolo representa un bit de datos (dos niveles). Los 832 símbolos definidos en este segmento se definen a continuación.



\* For trellis coded terrestrial 8 VSB the last 12 symbols of the previous segment are duplicated in the last 12 reserved symbols of the field sync.

Figura 2.24

Señal de sincronismo de campo de datos

**Sync.** Esto corresponde a la señal de sincronismo de segmento de datos, definida como 1001.

**PN511.** Es una secuencia seudo – aleatoria definida como  $X^9 + X^7 + X^6 + X^4 + X^3 + X + 1$  con un valor de precarga 010000000.

**PN63.** Esta secuencia seudo – aleatoria se repite tres veces. Se define como  $X^6 + X + 1$  con un valor de precarga 100111.

**VSB Mode.** Estos 24 bits determinan el modo VSB de datos de la trama. Los primeros dos bytes son reservados. El patrón aconsejado es 0000 1111 0000 1111. El próximo byte está definido como  $PABC\overline{PABC}$ , donde P es el bit de paridad y ABC indican el modo de operación, en la tabla 2.3 se indica su significado.



P	A	B	C	
0	0	0	0	Reservado
1	0	0	1	Reservado
1	0	1	0	Reservado
0	0	1	1	Reservado
1	1	0	0	16 VSB
0	1	0	1	8 VSB*
0	1	1	0	Reservado
1	1	1	1	Reservado

\*En el modo 8 VSB, los bits precedentes se definen como: 0000PABCPABC1111

Tabla 2.3

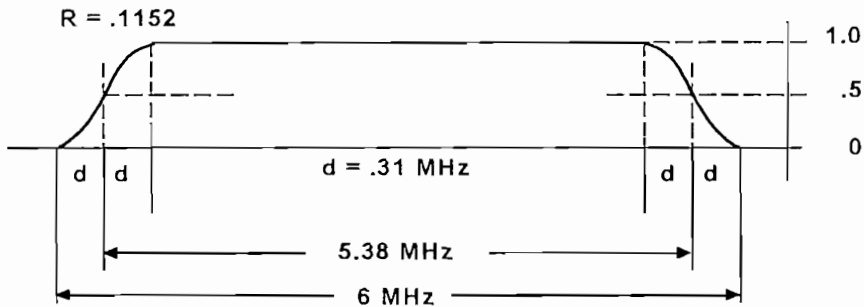
*Bits VSB Mode de la señal de sincronismo de campo*

**Reserved.** Los últimos 104 bits del sincronismo de campo son reservados. Se sugiere que sean llenados con una continuación de la secuencia PN63. En el modo 8 VSB, 92 bits son de reserva, seguidos de una secuencia de 12 símbolos que se definen a continuación.

**Precode.** En el modo 8 VSB los últimos 12 símbolos son una réplica de los 12 últimos símbolos del segmento previo, con el fin de reiniciar el codificador de Trellis en el receptor. Todas las secuencias son precargadas antes de iniciar el sincronismo del campo de datos.

#### 2.2.4 MODULACIÓN

El método de modulación empleado en ATSC se conoce como 8 VSB (Vestigial Side Band), Éste es un esquema de modulación de portadora suprimida modulada en amplitud (AM) por una señal digital codificada de 8 niveles (añadido sincronismo y una pequeña portadora piloto) y posteriormente filtrada, de acuerdo al Teorema de Nyquist, obteniéndose como resultado una señal de banda lateral vestigial. El modulador 8 VSB recibe 10.76 Msímbolos/s que, de acuerdo al Teorema de Nyquist, produce una señal de 5.38 MHz de ancho de banda, esto, más un factor de roll off de 11.5% resulta en un ancho de banda total de 6 MHz ( $5.38 \times 0.115 + 5.38$ ), espacio justo asignado para el servicio de Televisión. El espectro resultante se muestra en la figura 2.25.



*Figura 2.25*

*Respuesta nominal del canal 8 VSB  
(Filtro de Nyquist de fase lineal)*

Como se muestra en la figura 2.25 la respuesta del filtro es esencialmente plana, excepto en las regiones de transición de los extremos de la banda.

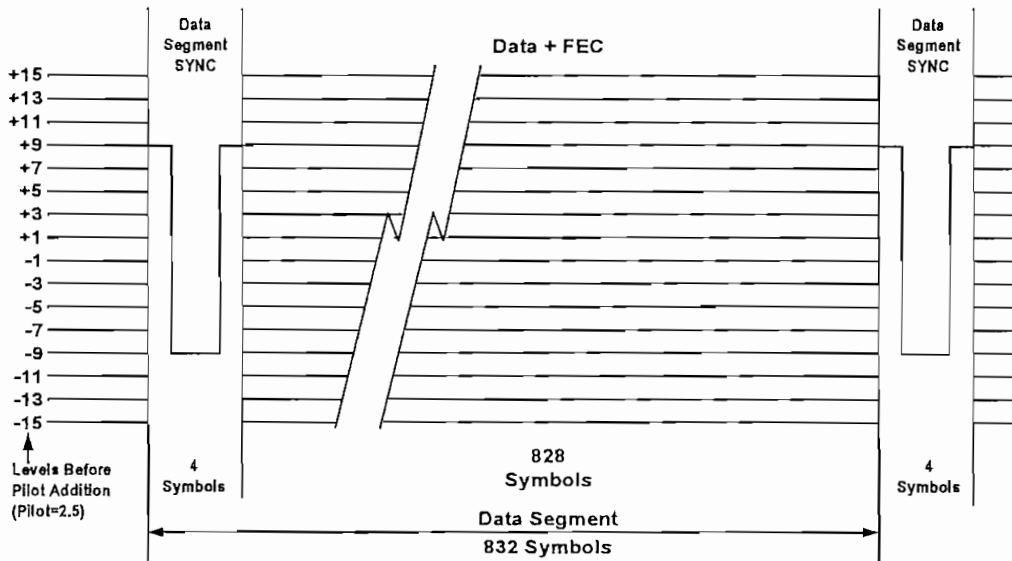
#### 2.2.4.1 Adición de la señal piloto

Una señal piloto se añade a la señal digital, con el objeto de ayudar a los circuitos PLL de recepción a sintonizarse (independientemente de los datos que están transmitiéndose). La frecuencia del piloto es la misma que la portadora suprimida, como se indica en la figura 2.19. Esta señal se genera añadiendo un pequeño nivel DC (1.25), después de la función de mapeo de bit a símbolo, a todos los símbolos (datos y sincronismo) en banda base. La potencia del piloto debe estar 11.3 dB debajo del promedio de la potencia de la señal de datos.

#### 2.2.5 CARACTERÍSTICAS DE TRANSMISIÓN PARA EL MODO DE ALTA VELOCIDAD DE DATOS

El modo de alta velocidad de datos baja algo de robustez (umbral  $S/N = 28.3$ ) por velocidad del campo de datos (38.57 Mbps) y se lo emplea en televisión por cable. Muchas partes del modo de radiodifusión terrestre son idénticas o similares al modo de alta velocidad de datos. Así se tiene un piloto, señales de sincronismo de segmento y de campo. La definición de trama de datos es la misma. La principal diferencia es el número de niveles transmitidos (16) y el no uso de codificación de trellis y filtro de rechazo contra interferencia NTSC. El espectro RF del transmisor del modo de alta velocidad de datos es idéntico al del sistema terrestre (ver figura 2.19). En la figura 2.26 se ilustra un típico segmento de datos, donde el número de niveles es de 16 debido al doble de la velocidad de datos que

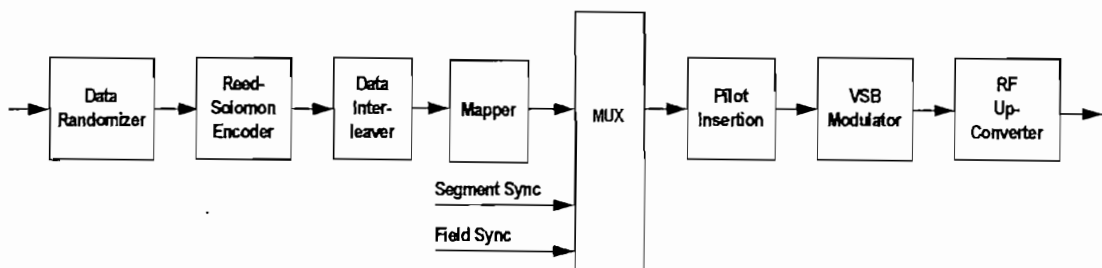
se transmite respecto del sistema terrestre. Cada porción de los 828 símbolos de datos representa 187 bytes de datos y 20 bytes de Reed - Solomon.



*Figura 2.26*

*Segmento de datos 16 VSB*

La figura 2.27 muestra el diagrama de bloques del transmisor. Este es idéntico al sistema 8 VSB, excepto que el codificador de trellis es reemplazado por un mapeador que convierte los bits a símbolos multi - nivel, esto se ilustra en la figura 2.28.



*Figura 2.27*

*Transmisor 16 VSB*

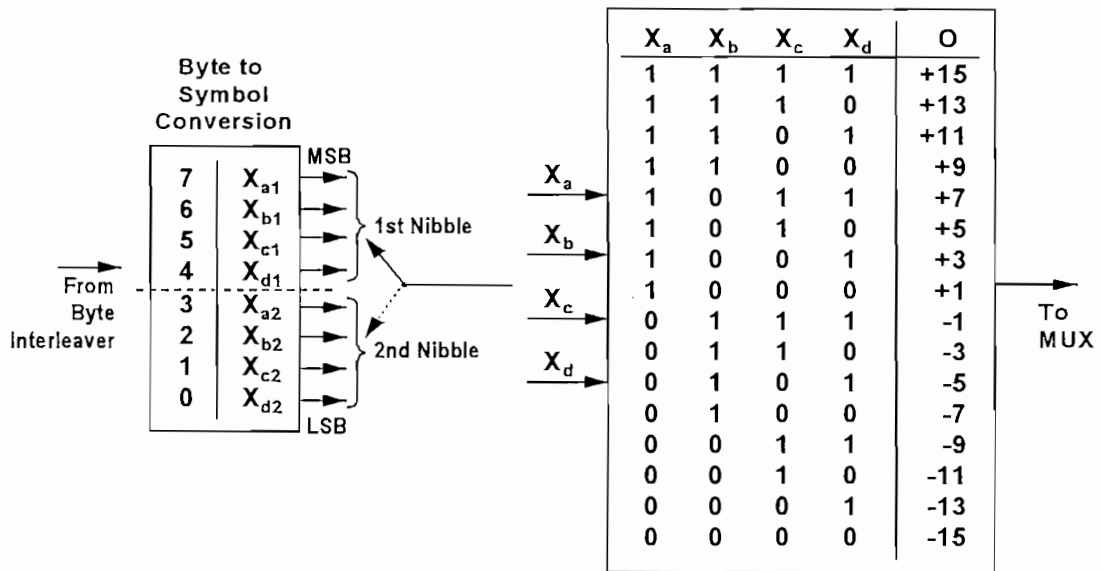


Figura 2.28

Mapeador 16 VSB

### 2.2.5.1 Protección de error del canal y sincronización

La aleatorización de datos, codificación Reed – Solomon, sincronización de segmento de datos y sincronización de campo de datos, son los mismos que los mencionados anteriormente. Lo que cambia en la protección contra errores del canal es la intercalación. El intercalador es de byte convolucional de 26 segmentos de datos (con una profundidad de 2 ms). Únicamente los bytes de datos son intercalados.

Las señales de sincronismo de segmento y campo de datos, que se añaden a los datos 16 VSB, tienen niveles nominales de  $-9$  y  $+9$  y como se mencionó son idénticas al modo terrestre. En la Figura 2.28 se muestra el mapeo de las salidas del intercalador a los niveles nominales de la señal 16 VSB ( $-15, -13, -11, \dots, 11, 13, 15$ ).

### 2.2.5.2 Modulación

El método de modulación es idéntico al sistema 8 VSB, excepto que el número de niveles transmitidos es de 16 en vez de 8.

Al igual que en el sistema 8 VSB un pequeño piloto en fase con la portadora suprimida se añade a la señal digital. La frecuencia de este piloto es la misma que la portadora suprimida, como se indica en la figura 2.19. Esta se genera añadiendo un pequeño nivel DC (2.5) a todos los símbolos (datos y sincronismo)

en banda base. Al igual que en el modo terrestre la potencia del piloto debe estar 11.3 dB por debajo de la potencia de la señal de datos.

## **2.3 SISTEMA DE TRANSMISIÓN DIGITAL TERRESTRE DVB – T**

Este sistema de televisión digital terrestre está basado en las especificaciones del DVB-T (Digital Video Broadcast - Terrestrial), realizadas en el ETSI (European Telecommunications Standards Institute), y recogidas en el documento ETS 300 744 de Marzo de 1997. Dicho estándar ha sido adoptado por los países Europeos, y están en mente en países de fuera, como Australia y Rusia entre otros.

### **2.3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES INTRODUCTORIO DEL SISTEMA DVB – T**

El sistema se describe como una serie de bloques que ejecutan la adaptación de las señales de televisión en banda base, de la salida del multiplexor de transporte MPEG – 2, a las características del canal terrestre (figura 2.29). Los siguientes procesos se aplican al flujo de datos:

- Adaptación del paquete de transporte múltiplex y aleatorización;
- Codificación exterior (Codificación de Reed – Solomon);
- Intercalación exterior (Intercalación convolucional);
- Codificación interior (Codificación convolucional “Punctured”);
- Intercalación interior;
- Mapeo y modulación;
- Transmisión utilizando OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

El sistema es compatible con la codificación de señales de televisión MPEG – 2 ISO/IEC 13818.

Para maximizar la compatibilidad con las especificaciones de televisión por cable (DVB – C) y satelital (DVB – S), la codificación e intercalación exterior son comunes, y la codificación interior es afín con la especificación satelital.

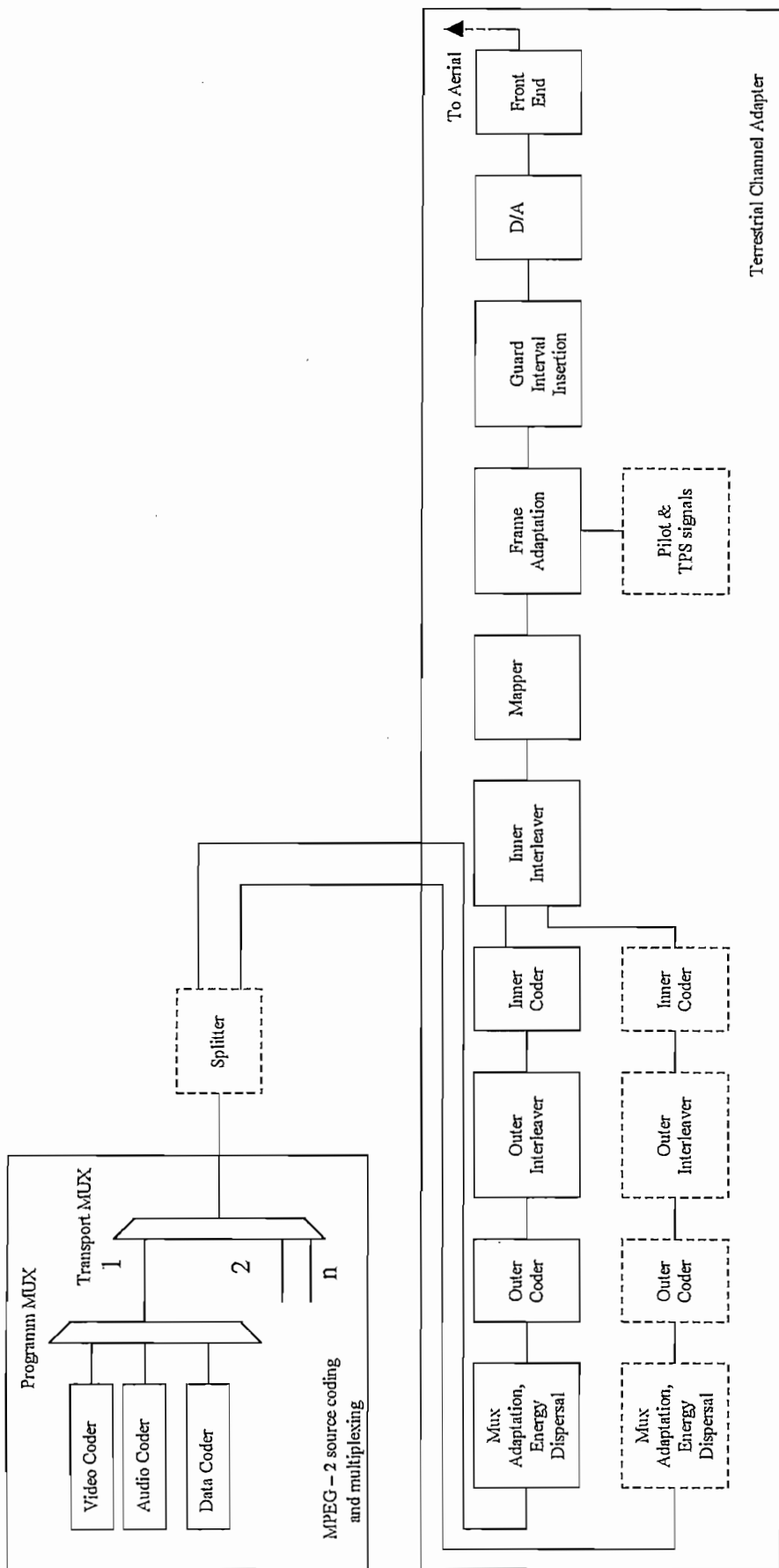


Figura 2.29  
Diagrama de Bloques Funcional del sistema DVB - T

En el sistema se han definido dos modos de operación: un “modo 2k” y un “modo 8k”. El “modo 2k” se ajusta para operar con un único transmisor y una red SFN (Single Frequency Network: Red de Frecuencia Única) pequeña con limitada distancia de transmisión. El “modo 8k” puede ser usado para operar con un único transmisor y redes SFN pequeñas y grandes.

El sistema permite diferentes niveles de modulación QAM y diferentes tasas de codificación interior que facultan el escoger entre diferentes tasas de datos versus robustez.

El sistema también permite dos niveles jerárquicos de modulación y codificación del canal. Cuando éste es el caso, el sistema incluye los bloques funcionales de líneas punteadas de la figura 2.29. El divisor (splitter) separa el flujo de transporte en dos flujos de transporte independientes, referidos como flujos alta prioridad y flujos de baja prioridad. Así, un servicio de televisión podría transmitir simultáneamente un flujo de baja velocidad y alta robustez (por ejemplo, SDTV) con un flujo de alta velocidad y menor robustez (por ejemplo, HDTV), a éste proceso se conoce como transmisión jerárquica.

En cualquier caso, el receptor requiere solo un set de elementos inversos: de – intercalación interna, decodificación interna, de – intercalación externa, decodificación externa y adaptación múltiplex.

El sistema básico definido en este estándar está delimitado por las interfaces de la tabla 2.4.

Localización	Interfaz	Tipo de interfaz	Conexión
Estación de Transmisión	Entrada	Multiplexación de flujo(s) transporte MPEG-2	Del mux. MPEG
	Salida	Señal RF	A la antena aérea
Instalación de Recepción	Entrada	RF	De la antena aérea
	Salida	Multiplexación de flujo transporte MPEG-2	Al demux. MPEG-2

*Tabla 2.4*

*Interfaces para el sistema básico*

## 2.3.2 CODIFICACIÓN DEL CANAL Y MODULACIÓN

### 2.3.2.1 Adaptación del paquete de transporte múltiplex (MPEG – 2) y aleatorización

La longitud total del paquete de transporte múltiplex MPEG – 2, como se mencionó, es de 188 bytes: 187 bytes de datos y un byte de sincronismo (47 H). Con el objeto de asegurar una adecuada transición binaria (esto es, eliminar largas cadenas de “1s” o “0s”), los datos del multiplexor MPEG – 2 de entrada son aleatorizados de acuerdo a una secuencia seudo aleatoria. El polinomio generador de la Secuencia Binaria Seudo Aleatoria (PRBS) es:  $1 + X^{14} + X^{15}$ . La secuencia de carga en los registros del aleatorizador se inicializan al comienzo de cada ocho paquetes transporte. Para proveer una señal de iniciación al descrambler, el byte de sincronismo MPEG – 2 del primer paquete transporte en el grupo de ocho paquetes es invertido de 47 H (SYNC) a B8 H ( $\overline{SYNC}$ ). A este proceso se refiere como “adaptación del paquete de transporte múltiplex” (figura 2.30 b).

Para ayudar a otras funciones de sincronización, los bytes de sincronismo MPEG – 2 de los subsiguientes 7 paquetes transporte no son aleatorizados, sin embargo, el aleatorizador continúa trabajando durante éstos períodos, de esta manera, el período de la secuencia PRBS es de 1503 bytes (187+7x188 bytes).

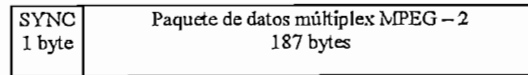
### 2.3.2.2 Codificación exterior e Intercalación exterior

La codificación exterior aplicada a cada paquete de transporte aleatorizado, de la figura 2.30 (b), es la codificación de Reed – Solomon (204,188, t = 8), que genera un paquete protegido contra errores (figura 2.30 c); la misma que puede corregir hasta 8 bytes erróneos, añadiendo para ello 16 bytes de paridad al final de cada paquete MPEG – 2 aleatorizado, como se muestra en la figura 2.30 (c).. La codificación de Reed – Solomon también se aplica al byte de sincronismo del paquete de transporte aleatorizado MPEG – 2.

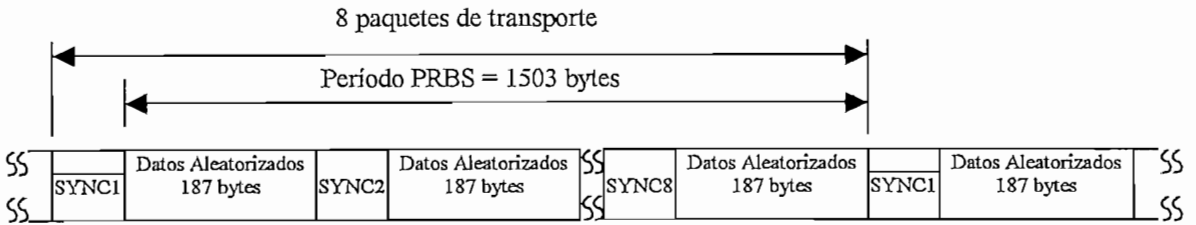
El polinomio generador de código es:  $g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15})$ , donde  $\lambda = 02_H$  y el polinomio generador de campo es:  $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

Siguiendo el esquema conceptual de la figura 2.29, la intercalación de byte convolucional se aplica a los paquetes protegidos contra errores de la figura 2.30 (c). Esto resulta en una estructura de datos intercalados (figura 2.30 d).

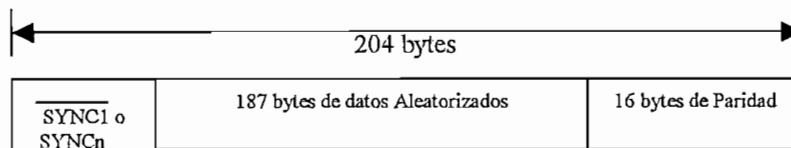




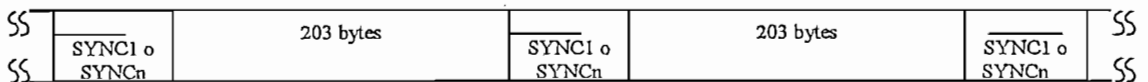
(a) Paquete de transporte múltiplex MPEG – 2



(b) Paquetes de transporte aleatorizados



(c) Paquetes codificados por Reed – Solomon RS(204,188,8)



(d) Estructura de datos después de la intercalación exterior

SYNC1: Byte de sincronismo complementado / no aleatorizado

SYNCn: Byte de sincronismo no aleatorizado,  $n = 2, 3, \dots, 8$

Figura 2.30

*Pasos en los procesos de adaptación, dispersión de energía, codificación  
e intercalación exterior*

Los bytes de datos intercalados están compuestos de paquetes protegidos contra errores y están delimitados por bytes de sincronismo MPEG – 2, invertidos y no invertidos (preservando la periodicidad de 204 bytes). El intercalador esta compuesto de  $I = 12$  ramas ( $j = 0 \dots 11$ ). Cada rama  $j$  esta compuesta de  $j \times M$  registros de desplazamiento tipo FIFO (First In, First Out), donde  $M = 17 = N/I$ ,  $N = 204$ . Para propósitos de sincronización, los bytes de sincronismo y los bytes de sincronismo invertido, deben ser siempre ruteados en la rama  $j=0$  del intercalador (correspondiente a un retraso nulo).

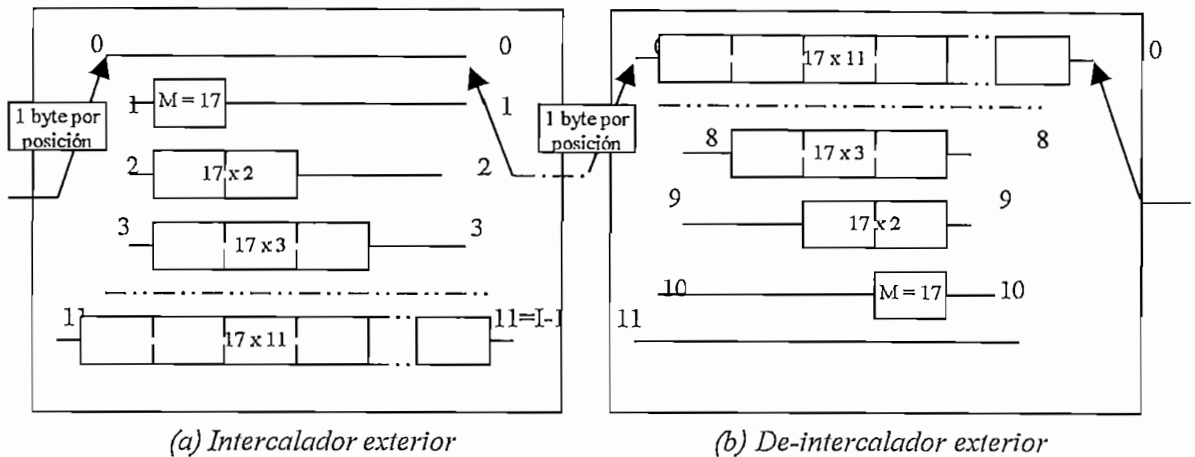


Figura 2.31

Diagrama conceptual de un (a) intercalador / (b) de -intercalador exterior

### 2.3.2.3 Codificación Interior

El sistema permite un rango de códigos convolucionales "punctured" (perforados). Estos códigos son un caso especial de codificación convolucional en los que se permite combinar más de un codificador de tasa  $1/n$  (1 bit de entrada y  $n$  bits de salida) para obtener tasas de codificación o rendimientos de codificación mayores. Así por ejemplo, si se combinan dos codificadores de tasa  $1/2$ , y no se transmite 1 bit de salida, se obtiene como resultado una tasa de codificación  $2/3$ , esto es, ingresan dos bits (a los codificadores de tasa  $1/2$ ) y salen 3 bits. Este concepto es conocido como "puncturing" (perforación). Estos códigos permiten obtener distintas tasas de codificación usando un simple hardware. Aunque se pueden construir directamente codificadores con la tasa deseada, la ventaja de los codificadores "punctured" es que las tasas pueden ser cambiadas dinámicamente, a través de software, dependiendo de las condiciones del canal de comunicación, tal como lluvia, sol, etc. Un codificador con una tasa fijada directamente no permite esta flexibilidad.

El codificador convolucional (interno) "punctured" empleado en DVB - T usa un código madre de tasa  $1/2$  con 64 estados (6 registros). Esto permite la selección del nivel más apropiado de corrección de errores para un servicio dado o velocidad de datos en cualquier modo de transmisión jerárquico o no jerárquico. Los polinomios generadores del código madre son  $G_1 = 171$  OCT para la salida X y  $G_2 = 133$  OCT para la salida Y (figura 2.32). En adición al código madre de tasa  $1/2$ , el sistema permite tasas de  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$ , y  $7/8$ .

El código convolucional debe ser usado de acuerdo a la tabla 2.5. En esta tabla  $X$  y  $Y$  se refieren a las dos salidas del codificador convolucional.  $X_1$  es enviado primero.

Tasa de Código $r$	Patrón de Perforación	Secuencia Transmitida (después de la conversión paralela – serie)
$\frac{1}{2}$	X:1 Y:1	$X_1 Y_1$
$\frac{2}{3}$	X:10 Y:11	$X_1 Y_1 Y_2$
$\frac{3}{4}$	X:101 Y:110	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
$\frac{5}{6}$	X:10101 Y:11010	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
$\frac{7}{8}$	X:1010101 Y:1101010	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

Tabla 2.5

Patrón de perforación y secuencia transmitida para todas las posibles tasas

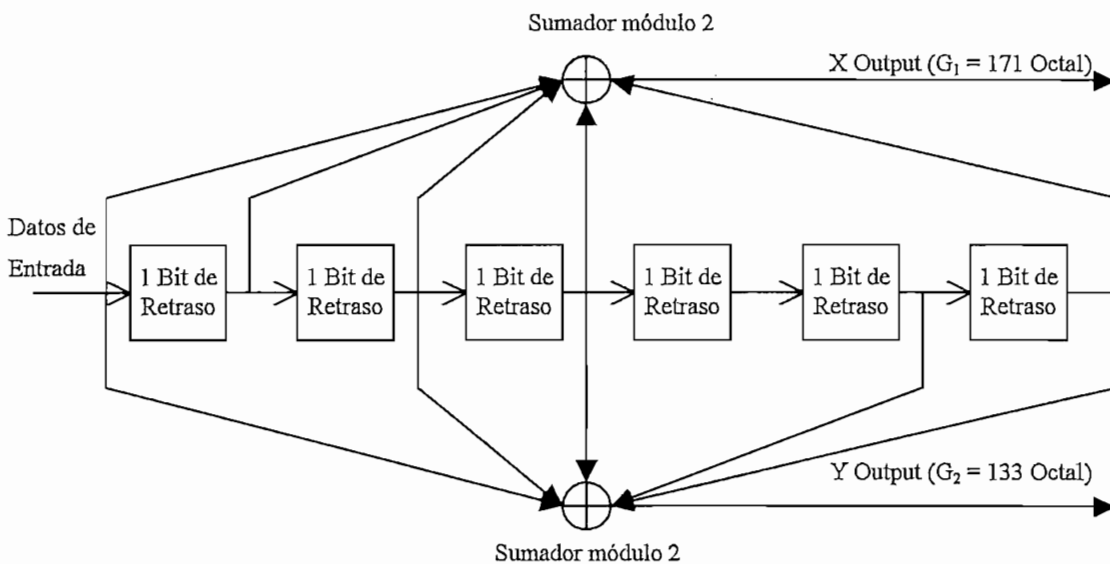


Figura 2.32

Código convolucional "punctured" con código madre de tasa  $\frac{1}{2}$

### 2.3.2.4 Intercalación Interior

La intercalación interior consiste de intercalación de bit seguido de intercalación de símbolo. Ambos procesos se basan en bloques.

### 2.3.2.4.1 Intercalación de modo de bit

En modo no jerárquico, la entrada que consiste de un simple flujo de bit, es demultiplexada en  $v$  sub-flujos de bit, donde  $v = 2$  para QPSK,  $v = 4$  para 16 – QAM, y  $v = 6$  para 64 – QAM. En modo jerárquico, el flujo de alta prioridad es demultiplexado en dos sub-flujos y el flujo de baja prioridad es demultiplexado en  $v - 2$  sub-flujos. En las figuras 2.33 (a) y (b) se indican éstos procedimientos.

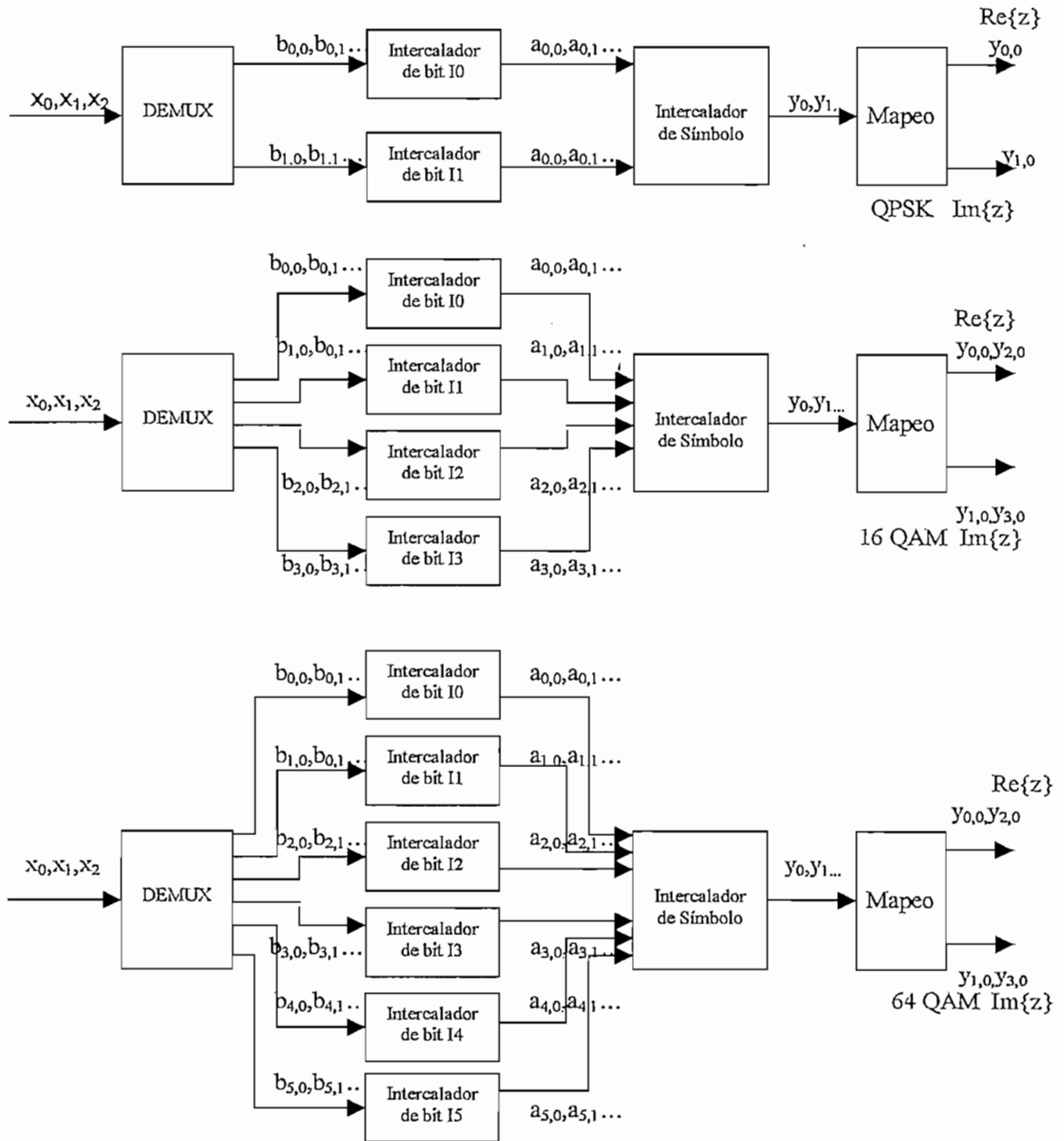


Figura 2.33 (a)

Mapeo de los bits de entrada sobre modulación de símbolos de salida  
para modos de transmisión no jerárquicos

Cada sub-flujo del multiplexor pasa por un intercalador de bit separado. En consecuencia, hay hasta 6 intercaladores, dependiendo de  $v$ , denominados de I0 a I5. El tamaño del bloque es el mismo para cada intercalador y es de 126 bits, pero la secuencia de intercalación es diferente para cada caso. El proceso de intercalación del bloque en consecuencia se repite 12 veces por símbolo OFDM en modo 2k y 48 veces por símbolo en el modo 8k, como se justificará más adelante.

Para cada intercalador de bit, el vector de bit de entrada se define por:  $B(e) = (b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, \dots, b_{e,125})$  donde  $e$  tiene un rango de 0 a  $v - 1$  y el vector de salida intercalado es  $A(e) = (a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, \dots, a_{e,125})$  donde  $a_{e,w} = b_{e,H_e(w)}$  con  $w = 0, 1, 2, \dots, 125$  y  $H_e(w)$  es una función de permutación la misma que difiere de intercalador en intercalador (y está definida en el estándar DVB - T).

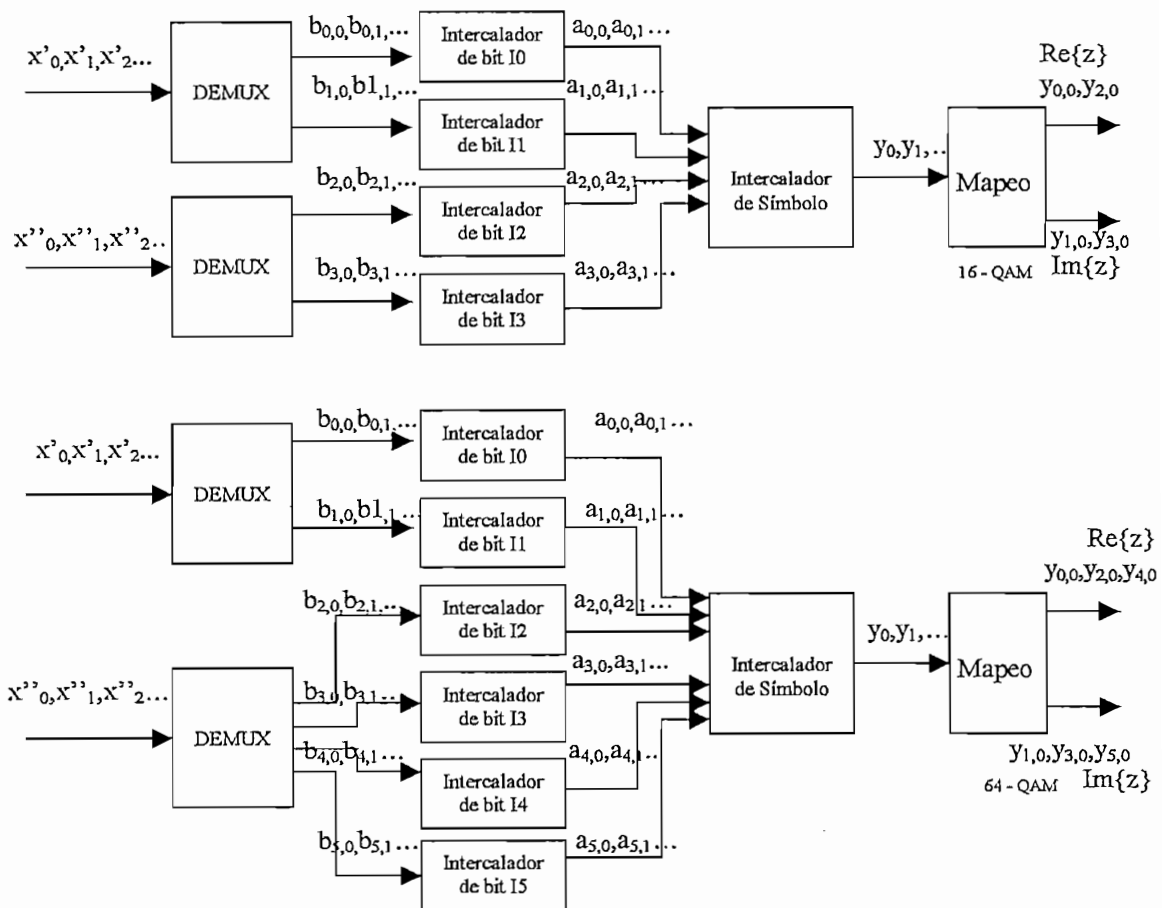


Figura 2.33 (b)

*Mapeo de bits de entrada sobre símbolos de símbolos de modulación de salida para modos de transmisión jerárquicos*

Las salidas de los  $v$  intercaladores de bit se agrupan para formar símbolos de datos digitales, tal que cada símbolo de  $v$  bits consistirá de exactamente un bit de cada uno de los  $v$  intercaladores. Por lo tanto, la salida del intercalador de modo de bit es una palabra de  $v$  bits  $y'$  que tiene en su salida  $10$  el bit más significativo, así:  $y'_w = (a_{0,w}, a_{1,w}, \dots, a_{v-1,w})$ , con  $w = 0, 1, \dots, 125$ .

#### 2.3.2.4.2 *Intercalador de Símbolo*

El propósito del intercalador de símbolo es mapear palabras de  $v$  bits sobre 1512 (modo 2k) o 6048 (modo 8k) portadoras activas por símbolo OFDM. El intercalador de símbolo actúa sobre bloques de 1512 (modo 2k) o 6048 (modo 8k) símbolos de datos. De esta manera, en el modo 2k, 12 grupos de 126 palabras de datos del intercalador de bit son leídos secuencialmente dentro de un vector  $Y' = (y'_{0,1}, y'_{1,1}, y'_{2,1}, \dots, y'_{1511,1})$ . Similarmente en el modo 8k, un vector  $Y' = (y'_{0,1}, y'_{1,1}, y'_{2,1}, \dots, y'_{6047,1})$  es ensamblado de 48 grupos de 126 palabras de datos. A la salida del intercalador de símbolo se obtiene un vector intercalado  $Y = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N_{\max} - 1})$  donde:

$$y_{H(q)} = y'_q \text{ para símbolos pares con } q = 0, \dots, N_{\max} - 1$$

$$y_q = y'_{H(q)} \text{ para símbolos impares con } q = 0, \dots, N_{\max} - 1$$

$$N_{\max} = 1512 \text{ en el modo 2k y } 6048 \text{ en el modo 8k.}$$

$H(q)$  es una función permutación definida en el estándar.

De una manera similar a  $y'$ , cada símbolo  $y$  está constituido de  $v$  bits:  $y_{q'} = (y_{0,q'}, y_{1,q'}, \dots, y_{v-1,q'})$ , donde  $q'$  es el número de símbolo a la salida del intercalador de símbolo.

Estos valores de  $y$  son usados para mapear los datos dentro de la constelación de la señal, como se describe a continuación.

#### 2.3.2.5 **Constelación de la señal y mapeo**

El sistema usa Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) para la transmisión. Todas las portadoras de datos en una trama OFDM que usen cualquier método de modulación (QPSK, 16 – QAM, 64 – QAM, 16 – QAM no uniforme o 64 QAM no uniforme) usan mapeo de Gray. El mapeo de Gray se aplica de acuerdo al siguiente método para QPSK, 16 – QAM y 64 QAM y ejecutado de acuerdo a la figura 2.34

Para transmisión no – jerárquica, el flujo de datos a la salida del intercalador interior, que consiste de palabras de  $v$  bits, es mapeado sobre un número complejo  $z$ , de acuerdo a la figura 2.34 (a).

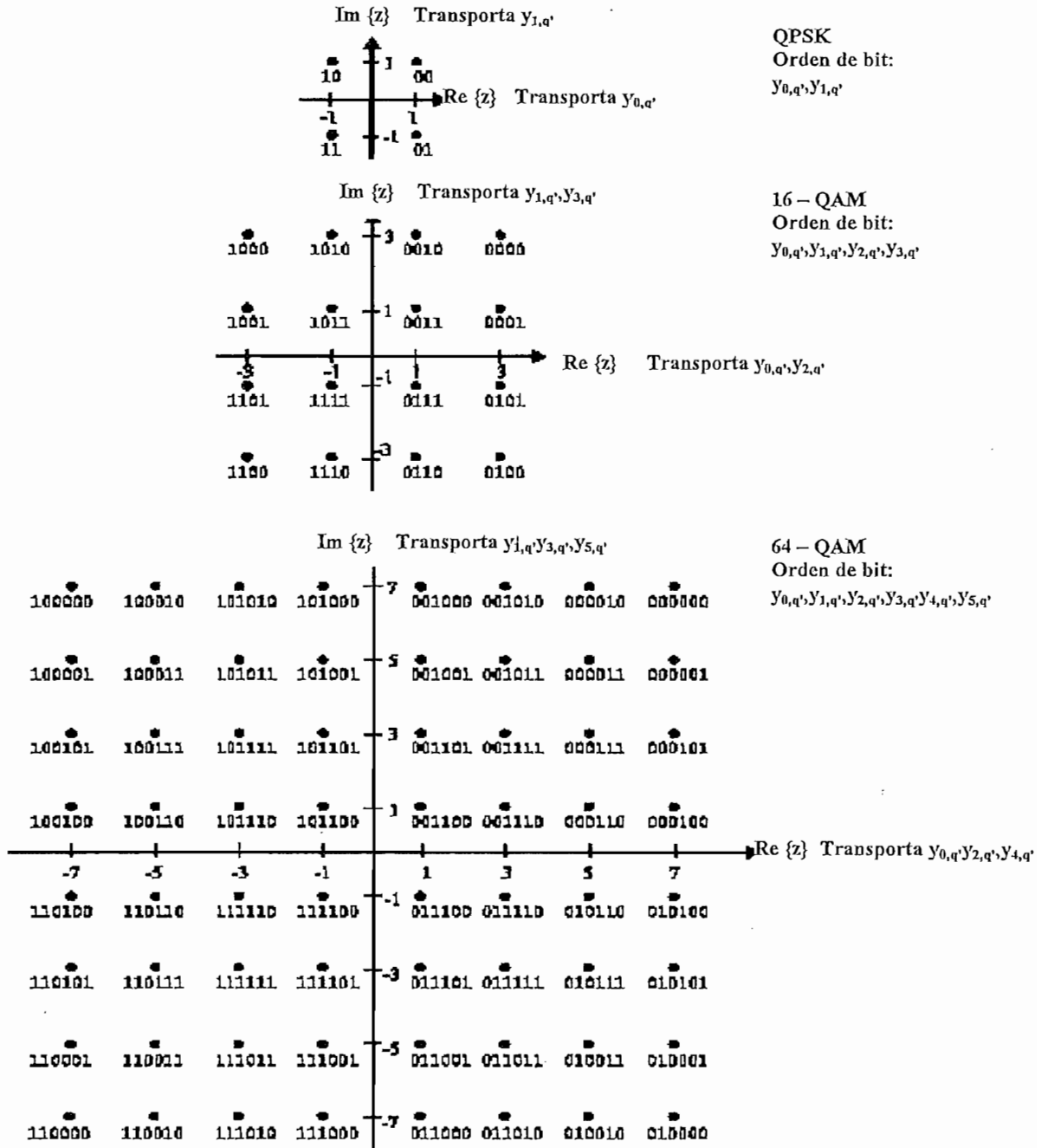


Figura 2.34 (a)

Mapeo QPSK, 16-QAM y 64-QAM y el correspondiente patrón de bit (no – jerárquico y jerárquico)

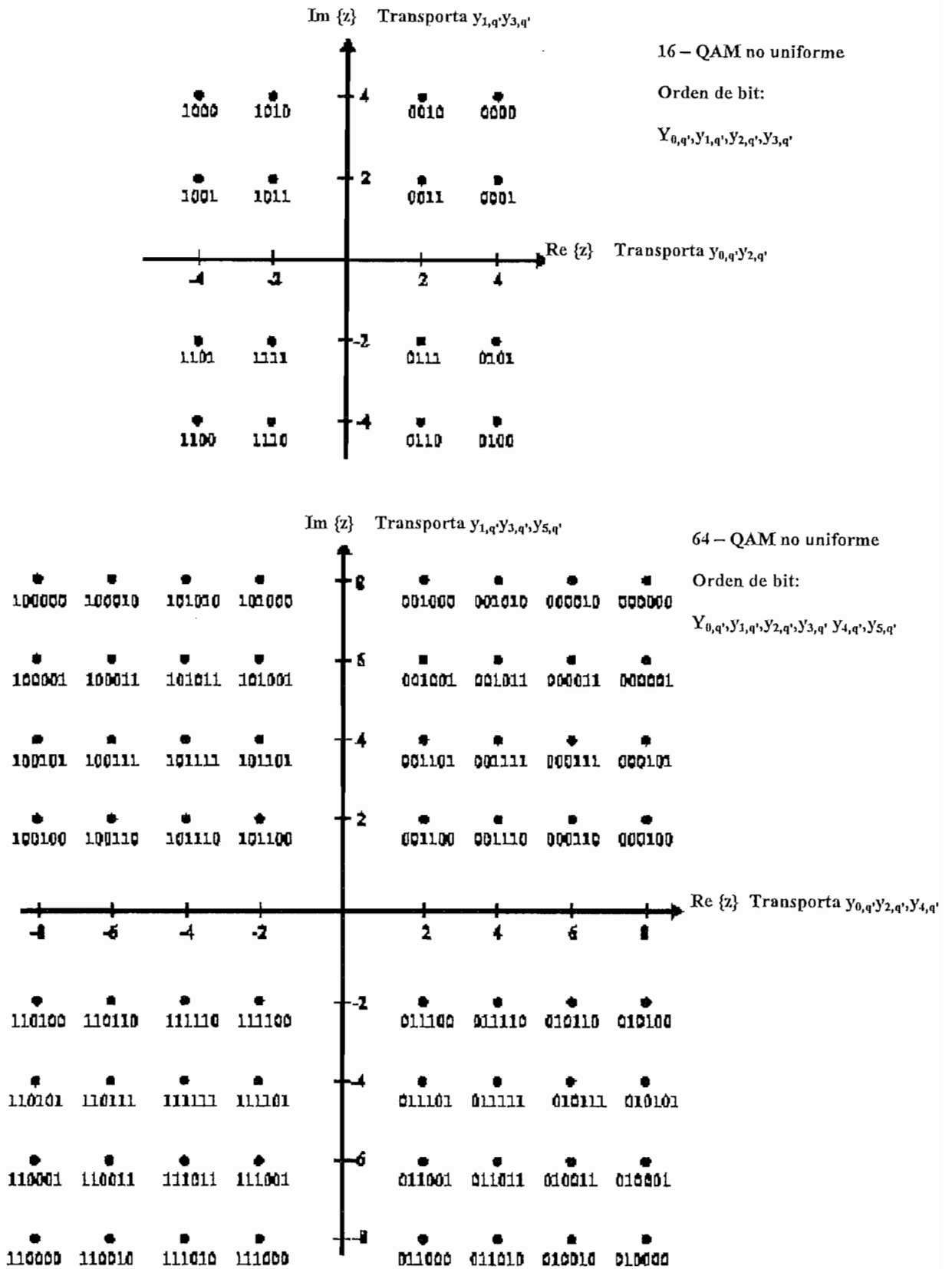


Figura 2.34 (b)

Mapeo uniforme 16 – QAM y 64 QAM



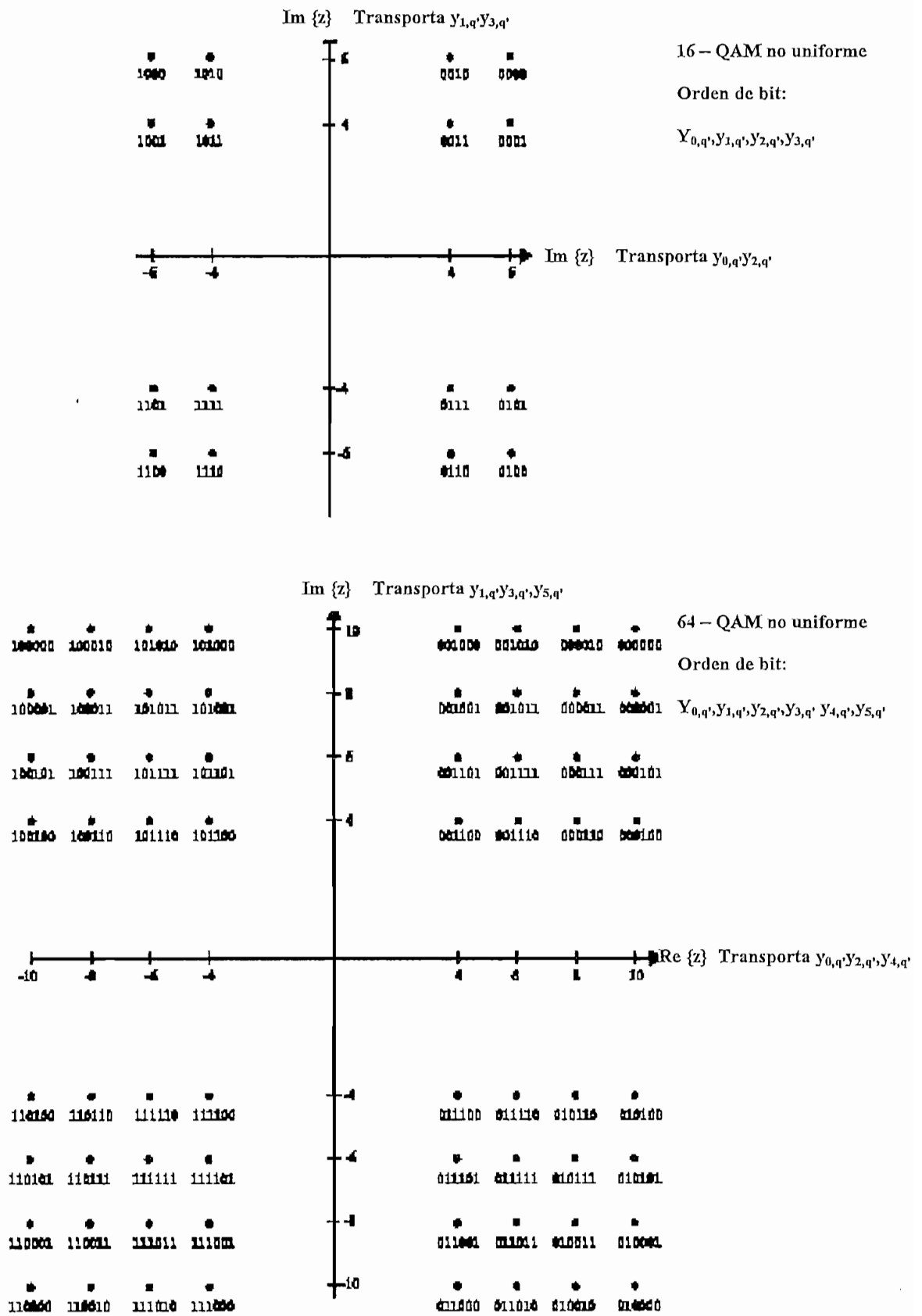


Figura 2.34 (c)

Mapeo no uniforme 16 – QAM y 64 – QAM

Para transmisión jerárquica, el flujo de datos se forma como se muestra en la figura 2.33 (b) y después el mapeo se aplica como se muestra en las figuras 2.34 (a), (b) y (c). Para 16 – QAM jerárquico, los bits de alta prioridad de las palabras de salida del intercalador interno son  $y_{0,q'}$ ,  $y_{1,q'}$  y los bits de baja prioridad son  $y_{2,q'}$  y  $y_{3,q'}$ . Para 64 – QAM jerárquico los bits de alta prioridad de las palabras de salida del intercalador interno son  $y_{0,q'}$  y  $y_{1,q'}$  y los bits de baja prioridad son  $y_{2,q'}$ ,  $y_{3,q'}$ ,  $y_{4,q'}$  y  $y_{5,q'}$ .

### 2.3.3 ESTRUCTURA DE LA TRAMA OFDM

La señal transmitida se organiza en tramas. Cada trama tiene una duración  $T_F$ , y consiste de 68 símbolos OFDM. Cuatro tramas constituyen una super – trama. Cada símbolo OFDM está constituido por un set de  $K = 6\ 817$  portadoras en el modo 8 k y  $K = 1\ 705$  portadoras en el modo 2k y transmitidos con una duración  $T_S$ . Esta se compone de dos partes: una parte útil con una duración  $T_U$  y un intervalo denominado de guarda con una duración  $\Delta$ . El intervalo de guarda consiste en una continuación periódica de la parte útil,  $T_U$ , y se inserta antes de éste. El objetivo del intervalo de guarda es absorber las interferencias causadas, en recepción, por señales "eco" ocasionadas por múltiples trayectorias de una misma señal. Hasta 4 intervalos de guarda distintos pueden ser usados de acuerdo a la tabla 2.8 donde los diferentes valores son dados en múltiplos del período elemental  $T (= 7/64 \mu s$  para canales de 8 MHz) y en microsegundos.

Los símbolos en una trama OFDM son numerados de 0 a 67. Todos los símbolos tienen datos e información de referencia. Cada símbolo a su vez puede ser dividido en celdas. Así, adicionalmente a los datos transmitidos, una trama OFDM contiene:

- Celdas piloto dispersas;
- Portadoras piloto continuas;
- Portadoras TPS.

Los pilotos pueden ser usados para sincronización de la trama, sincronización de frecuencia, sincronización de tiempo, estimación de canal, identificación del modo de transmisión y también puede ser usado para seguir el ruido de fase, éstas se definen más adelante.

Las portadoras son indexadas por  $k \in [K_{\min}; K_{\max}]$  y determinado por  $K_{\min} = 0$  y  $K_{\max} = 1704$  en el modo 2k y 6816 en el modo 8k. El espacio entre portadoras adyacentes es  $1/T_U$  mientras que el espacio entre portadoras  $K_{\min}$  y  $K_{\max}$  esta determinado por  $(K - 1)/T_U$ . El valor numérico de los parámetros OFDM para los modos 2k y 8k se dan en las tablas 2.6, 2.7 y 2.8 para canales de 8MHz, los valores numéricos para los canales de 6 MHz y 7 MHz se dan en el Anexo A, tablas A.1 - A.4.

La señal emitida se describe por la siguiente expresión:

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad \text{ec. 2.12}$$

$$\text{donde: } \psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{2\pi \frac{k'}{T_U} (t - \Delta - lT_S - 68mT_S)} & \text{para } (l + 68m)T_S \leq t \leq (l + 68m + 1)T_S \\ 0 & \text{para el resto} \end{cases}$$

$k$ : número de portadora;

$l$ : número de símbolo OFDM;

$m$ : transmisión del número de trama;

$K$ : número de la portadora transmitida;

$T_S$ : duración del símbolo;

$T_U$ : inverso del espacio de portadora;

$\Delta$ : duración del intervalo de guarda;

$f_c$ : frecuencia central de la señal RF;

$k'$ : índice relativo de la portadora a la frecuencia central,  $k' = k - (K_{\max} + K_{\min})/2$ ;

$c_{m,0,k}$ : símbolo complejo para la portadora  $k$  del símbolo de datos no. 1 en la trama número  $m$ ;

$c_{m,1,k}$ : símbolo complejo para la portadora  $k$  del símbolo de datos no. 2 en trama número  $m$ ;

...

$c_{m,67,k}$ : símbolo complejo para la portadora  $k$  del símbolo de datos no. 68 en trama número  $m$ .

Parámetro	Modo 8k	Modo 2k
Número de portadoras K	6817	1705
Valor del número de portadora $K_{\min}$	0	0
Valor del número de portadora $K_{\max}$	6816	1704
Duración $T_U$	896 $\mu\text{s}$	224 $\mu\text{s}$
Espacio de portadora (Nota 1)	<i>1116 Hz</i>	<i>4464 Hz</i>
Espacio entre portadoras $K_{\min}$ y $K_{\max}$ $(K-1)/T_U$ (Nota 2)	<i>7.61 MHz</i>	<i>7.61 MHz</i>
Nota 1: Los valores en <i>itálica</i> son aproximados		
Nota 2: 6.66 MHz en el caso de canales de 7 MHz de ancho		

Tabla 2.6

Valores numéricos de los parámetros OFDM para los modos 8k y 2k en canales de 8 MHz

Modo	Modo 8k				Modo 2k			
Intervalo de guarda $\Delta/T_U$	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duración de la parte de símbolo $T_U$	8192T 896 $\mu\text{s}$				2048T 224 $\mu\text{s}$			
Duración del intervalo de guarda $\Delta$	2048T 224 $\mu\text{s}$	1024T 112 $\mu\text{s}$	512T 56 $\mu\text{s}$	256T 28 $\mu\text{s}$	512T 56 $\mu\text{s}$	256T 28 $\mu\text{s}$	128T 14 $\mu\text{s}$	64T 7 $\mu\text{s}$
Duración del símbolo $T_S = T_U + \Delta$	10240T 1120 $\mu\text{s}$	9216T 1008 $\mu\text{s}$	8704T 952 $\mu\text{s}$	8448T 924 $\mu\text{s}$	2560T 280 $\mu\text{s}$	2304T 252 $\mu\text{s}$	2176T 238 $\mu\text{s}$	2112T 231 $\mu\text{s}$

Tabla 2.7

Duración de la parte de símbolo para los intervalos de guarda permitidos en canales de 8 MHz

Modulación	Tasa de código	Intervalo de guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4.98	5.53	5.85	6.03
	2/3	6.64	7.37	7.81	8.04
	3/4	7.46	8.29	8.78	9.05
	5/6	8.29	9.22	9.76	10.05
	7/8	8.71	9.68	10.25	10.56
16 - QAM	1/2	9.95	11.06	11.71	12.06
	2/3	13.27	14.75	15.61	16.09
	3/4	14.93	16.59	17.56	18.10
	5/6	16.59	18.43	19.52	20.11
	7/8	17.42	19.35	20.49	21.11
64 - QAM	1/2	14.93	16.59	17.56	18.10
	2/3	19.91	22.12	23.42	24.13
	3/4	22.39	24.88	26.35	27.14
	5/6	24.88	27.65	29.27	30.16
	7/8	26.13	29.03	30.74	31.67

Nota: Los números en *itálica* representan valores aproximados.  
 Para esquemas jerárquicos las tasas de bit útiles pueden ser obtenidos de ésta tabla de la siguiente manera:  
 Flujo HP: figura en las filas QPSK  
 Flujo LP, 16 – QAM: figura en las filas QPSK;  
 Flujo LP, 64 – QAM: figura en las filas 16 – QAM.

*Tabla 2.8*

*Tasas de bit útiles (Mbps) para todas las combinaciones del intervalo de guarda, constelación y tasa de código para sistemas no jerárquicos*

#### **2.3.4 SEÑALES DE REFERENCIA**

Varias celdas dentro de la trama OFDM son moduladas con información de referencia cuyo valor transmitido es conocido por el receptor. Las celdas que contienen información de referencia son transmitidas en un nivel de potencia "amplificado". Las celdas que transmiten esta información son celdas piloto dispersas o continuas y como se mencionó su función básica es de sincronización. De éste modo el número de portadoras de datos útiles es constante de símbolo a símbolo, teniéndose 1512 portadoras útiles en el modo 2k y 6048 portadoras útiles en el modo 8k.

Los pilotos dispersos o continuos son modulados de acuerdo a una secuencia PRBS (Pseudo Random Binary Sequence: Secuencia Binaria Seudo – Aleatoria),  $w_k$ , correspondiente a su respectivo índice de portadora  $k$ . Esta secuencia también gobierna la fase de inicio de las portadoras TPS. En adición a los pilotos dispersos, 177 pilotos continuos (continuos porque ocurren en todos los símbolos) en el modo 8k y 45 en el modo 2k son insertados.

#### **2.3.5 SEÑALIZACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN (TPS)**

Las portadoras TPS (Transmission Parameter Signalling) son usadas con el propósito de señalar los parámetros relacionados al esquema de transmisión, esto es, codificación del canal y modulación. Las TPS son transmitidas sobre 17 portadoras para el modo 2k y 68 portadoras en el modo 8k. Cada portadora TPS en el mismo símbolo transporta la misma información de bit (codificado diferencialmente). Las portadoras TPS transportan información sobre:

- Modulación, incluyendo el valor de  $\alpha$  del patrón de constelación QAM<sup>5</sup>;
- Información de jerarquía;
- Intervalo de guarda;
- Tasas de codificación interna;
- Modo de transmisión (2k o 8k);
- Número de trama en una super – trama.

### 2.3.5.1 Alcance de las TPS

Las TPS están definidas sobre 68 símbolos OFDM consecutivos, referidos como una trama OFDM. Cada símbolo OFDM transporta un bit TPS. Cada bloque TPS (correspondiente a una trama OFDM) contiene 68 bits, definidos como sigue:

- 1 bit de iniciación;
- 16 bits de sincronización;
- 37 bits de información;
- 14 bits de redundancia para protección contra errores.

De los 37 bits de información, son usados 23 en la actualidad. Los 14 bits restantes son reservados para futuras aplicaciones, y podrían ser fijados en cero. La información de los parámetros de transmisión se debe transmitir como se indica en la tabla 2.9.

Número de bit	Propósito / contenido
S <sub>0</sub>	Iniciación
S <sub>1</sub> – S <sub>16</sub>	Palabra de sincronización
S <sub>17</sub> – S <sub>22</sub>	Indicador de longitud
S <sub>23</sub> , S <sub>24</sub>	Número de trama
S <sub>25</sub> , S <sub>26</sub>	Constelación
S <sub>27</sub> , S <sub>28</sub> , S <sub>29</sub>	Información de jerarquía
S <sub>30</sub> , S <sub>31</sub> , S <sub>32</sub>	Tasa de código, flujo HP
S <sub>33</sub> , S <sub>34</sub> , S <sub>35</sub>	Tasa de código, flujo LP
S <sub>36</sub> , S <sub>37</sub>	Intervalo de guarda
S <sub>38</sub> , S <sub>39</sub>	Modo de transmisión
S <sub>40</sub> – S <sub>53</sub>	Reservado para usos futuros
S <sub>54</sub> – S <sub>67</sub>	Protección contra errores

Tabla 2.9

*Información y formato de la señalización TPS*

<sup>5</sup> El valor de alfa define la modulación basado en el espaciamiento de una constelación generalizada QAM. Esto acepta especificaciones de esquemas de modulación uniforme y no uniforme, transportando QPSK, 16 – QAM y 64 – QAM.

Las celdas TPS son transmitidas en un nivel "normal" de potencia, esto es, son transmitidas con energía igual al promedio de todas las celdas. Todas las portadoras TPS son moduladas con modulación DBPSK y transportan el mismo mensaje. La modulación DBPSK es inicializada al comienzo de cada bloque TPS.

### 2.3.6 CARACTERÍSTICAS DEL ESPECTRO DE FRECUENCIA

Los símbolos OFDM constituyen una yuxtaposición de portadoras ortogonales igualmente espaciadas. Las amplitudes y fases de las portadoras de celdas de datos van variando símbolo por símbolo de acuerdo al proceso de mapeo descrito anteriormente.

La densidad espectral de potencia  $P_k(f)$  de cada portadora de frecuencia  $f_k$ :

$$f_k = f_c + \frac{k'}{T_U} \quad \text{ec.2.13}$$

$$k' = k - (K_{\max} - K_{\min})/2; \quad (K_{\min} \leq k \leq K_{\max})$$

es definida por la siguiente expresión:

$$P_k(f) = \left[ \frac{\text{sen} \pi(f - f_k)T_S}{\pi(f - f_k)T_S} \right]^2 \quad \text{ec.2.14}$$

Donde:

$f_c$  es la frecuencia central del canal radioeléctrico (RF)

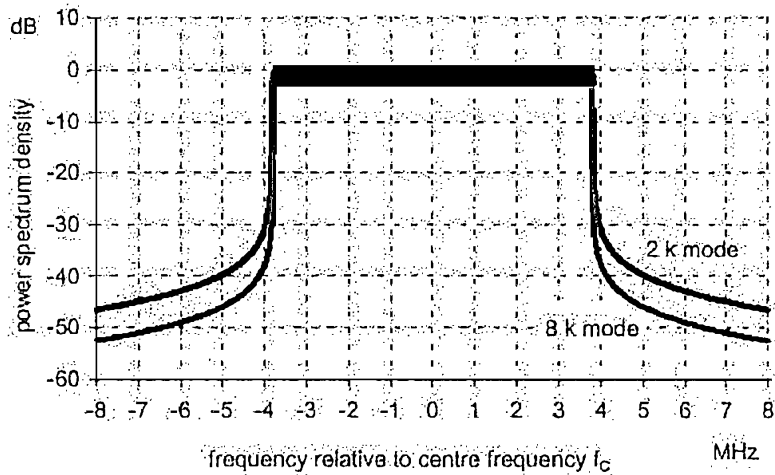
$T_U$  es el tiempo de duración útil de los datos dentro de un símbolo OFDM

$T_S$  es la duración de un símbolo OFDM

$k$  es el índice de portadora

La densidad espectral de potencia global de las portadoras de celdas de datos moduladas es la suma de las densidades espectrales de potencia de todas éstas portadoras. Un espectro teórico de la señal de transmisión DVB se ilustra en la figura 2.35. La densidad espectral de potencia no es constante dentro del ancho

de banda nominal de 7.608258 MHz para el modo 8k o 7.611607 MHz para el modo 2k<sup>6</sup> (en un canal de 8 MHz).



*Figura 2.35*

*Espectro teórico de la señal de transmisión DVB para un intervalo de guarda*

$$\Delta = T_U / 4 \text{ (para canales de 8 MHz)}$$

El espectro de frecuencias que quede fuera del ancho de banda nominal puede ser reducido aplicando un filtraje apropiado (máscara de espectro) y es útil en cuando un transmisor de televisión digital terrestre está co – sitiado y operando en un canal adyacente a un transmisor de televisión analógica y en casos donde:

- no se discrimina polarización entre televisión analógica y digital; y
- la potencia radiada de ambos transmisores es la misma (la potencia pico analógica es igual al total de la potencia del transmisor de televisión digital).

Para casos críticos tal como canales de televisión adyacentes a otros servicios (de baja potencia o únicamente receptores) una máscara de espectro con alta atenuación del canal de salida puede ser necesitada.

<sup>6</sup> Estos valores son aproximados



## **2.4 SISTEMA DE TRANSMISIÓN DIGITAL TERRESTRE ISDB – T**

El Sistema ISDB – T (Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial) es un tercer Sistema de Radiodifusión de Televisión Digital Terrestre de gran acogida mundial. El ISDB – T; desarrollado en Japón, es un nuevo tipo de radiodifusión multimedia que adopta para la codificación y multiplexación de señales el sistema MPEG – 2, lo que permite una interoperatividad con otros medios. ISDB – T está pensado para canales de 6, 7 y 8 MHz de ancho de banda por lo que puede ser adoptado mundialmente. El sistema permite ajustarse a las demandas y necesidades de muchos países debido a que se pueden variar sus parámetros para múltiples modos de operación. Para la transmisión; ISDB – T, utiliza OFDM con esquemas de modulación QPSK, DQPSK, 16 – QAM, y 64 – QAM.

### **2.4.1 VISIÓN GENERAL DE LAS CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA ISDB–T**

Las especificaciones del estándar ISDB – T describen un sistema de transmisión que entrega una señal IF, que tiene como señales de entrada flujos de transporte (TS: Transport Stream) MPEG – 2, también incluye una re – multiplexación, codificación del canal, control de transmisión y las funciones correspondientes al receptor. El sistema permite también transmisión jerárquica en un canal de transmisión.

El flujo de transporte; que va a ser transmitido, es re – multiplexado y arreglado dentro de grupos de datos (denominados Segmentos de Datos) antes de aplicar OFDM. Después de la codificación del canal, los segmentos de datos se forman dentro de segmentos OFDM, cada uno con un ancho de banda  $B_o / 14$  MHz ( $B_o = 6, 7, \text{ u } 8$  MHz), por medio de adición de pilotos.

#### **2.4.1.1 Transmisión Jerárquica**

En ISDB – T, los parámetros del esquema de modulación de las portadoras OFDM, las tasas de codificación interior, y la longitud del tiempo de intercalación pueden ser escogidos independientemente para cada segmento. La transmisión jerárquica en ISDB – T se logra transmitiendo grupos de segmentos con diferentes parámetros de transmisión en un mismo canal. Un máximo de tres capas (tres diferentes grupos de segmentos) pueden ser transmitidos en un canal

al mismo tiempo. Una recepción parcial se podría considerar como una capa jerárquica.

**2.4.1.2 Recepción Parcial**

Limitando el rango de intercalación de frecuencia dentro de un mismo segmento, es posible separar un segmento del resto de segmentos en la señal transmitida. En este sentido, la recepción parcial de un servicio contenido en un canal de transmisión puede obtenerse usando un receptor de banda angosta que tenga el ancho de banda de un segmento OFDM. La recepción parcial, en consecuencia, utiliza un segmento dedicado que se sitúa en medio de los otros segmentos OFDM. La figura 2.36 muestra un ejemplo de recepción parcial y transmisión jerárquica.

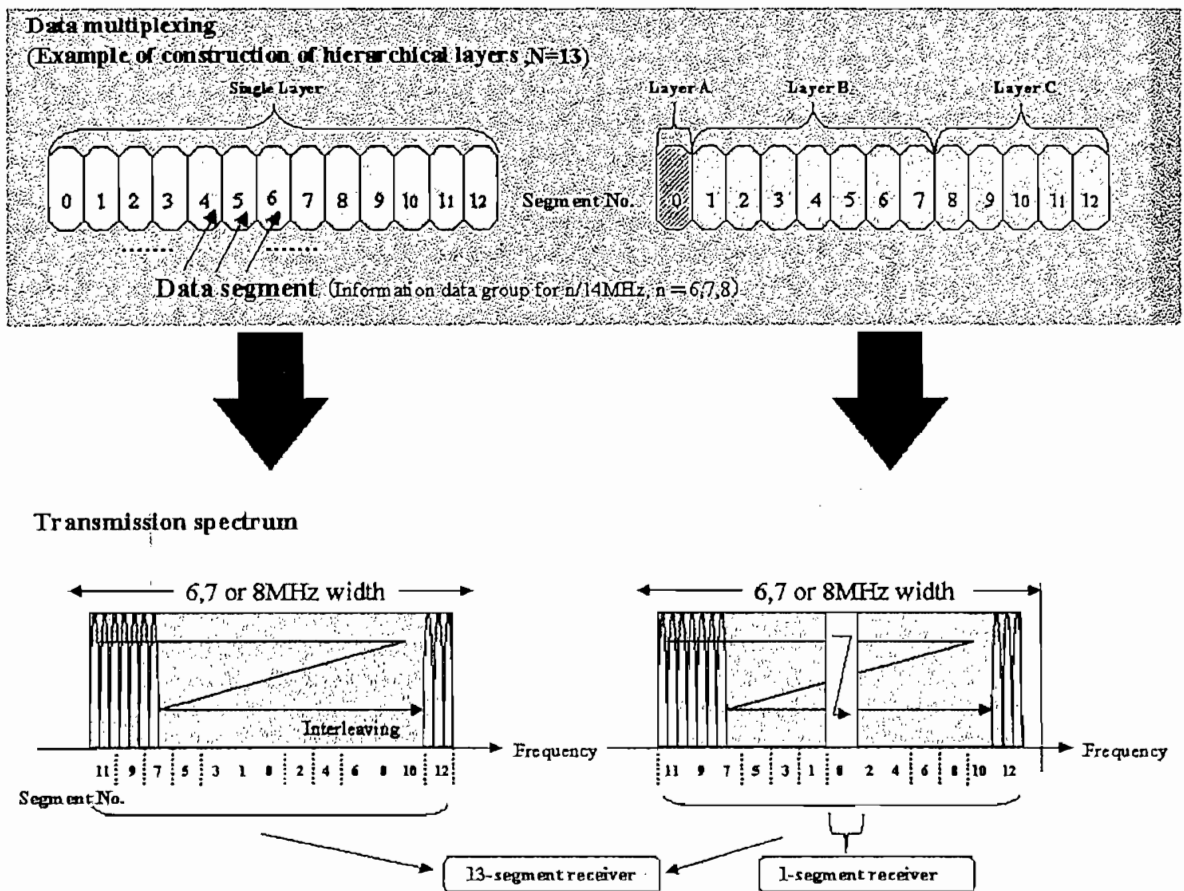


Figura 2.36

Ejemplo de transmisión jerárquica y recepción parcial

### 2.4.1.3 Parámetros de transmisión ISDB – T (para canales de 6 MHz)

Los parámetros de transmisión del sistema ISDB – T para canales de 6 MHz de ancho de banda se indican en la tabla 2.10

Mode ISDB-T		Mode 1	Mode 2	Mode 3
Número de segmentos OFDM	6,7,8MHz	N(menor o igual a 13)		
Ancho de Banda	6MHz	5575_kHz (6000/14)× 13+Δ f	5573_kHz (6000/14)× 13+ Δ f	5572_kHz (6000/14)× 13+ Δ f
	7MHz	6504_kHz (7000/14)× 13+Δ f	6502_kHz (7000/14)× 13+Δ f	6501_kHz (7000/14)× 13+Δ f
	8MHz	7433_kHz (8000/14)× 13+Δ f	7431_kHz (8000/14)× 13+Δ f	7429_kHz (8000/14)× 13+Δ f
Espacio de Portadora	6MHz	3.968_kHz 6000/14/108	1.984_kHz 6000/14/216	0.992_kHz 6000/14/432
	7MHz	4.629_kHz 7000/14/108	2.314_kHz 7000/14/216	1.157_kHz 7000/14/432
	8MHz	5.291_kHz 8000/14/108	2.645_kHz 8000/14/216	1.322_kHz 8000/14/432
Número total de portadoras	6,7,8MHz	1405 108× 13+1	2809 216× 13+1	5617 432× 13+1
Método de Modulación de portadoras	6,7,8MHz	QPSK,16QAM,64QAM,DQPSK		
Núm. de símbolos por trama	6,7,8MHz	204		
Duración Efectiva de Símbolo	6MHz	252μs	504μs	1008μs
	7MHz	216μs	432μs	864μs
	8MHz	189μs	378μs	756μs
Duración del Interv. de gurada	6,7,8MHz	1/4,1/8,1/16,1/32 de la duración efectiva de símbolo		
Codif. Interna	6,7,8MHz	Código convolucional(1/2,2/3,3/4,5/6,7/8)		
Codif. Externa	6,7,8MHz	RS(204,188)		

Tiempo de Intercalación	6MHz	0, 0.096, 0.19, 0.38 sec
	7MHz	0, 0.082, 0.16, 0.33 sec
	8MHz	0, 0.072, 0.14, 0.29 sec
Tasa de Información	6MHz	3.651~23.234Mbit/s
	7MHz	4.259~27.107Mbit/s
	8MHz	4.868~30.979Mbit/s

Tabla 2.10

Parámetros des sistema ISDB – T para canales de 6 MHz de ancho de banda

#### 2.4.1.4 Codificación del Canal y Modulación

La figura 2.37 muestra el diagrama de bloques de la codificación del canal y la modulación utilizada en ISDB - T.

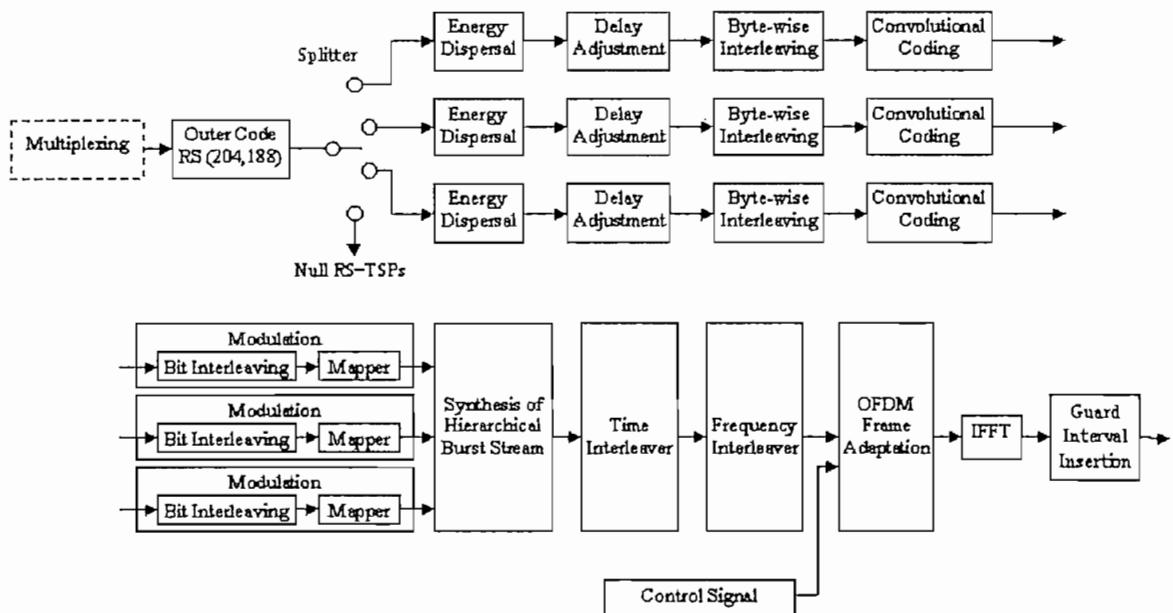


Figura 2.37

Diagrama de bloques del sistema ISDB – T

En la intercalación a modo de byte, el retraso causado en el proceso de intercalación difiere de flujo a flujo de diferentes capas dependiendo de sus propiedades (esto es codificación del canal y modulación). A fin de compensar estos retrasos el ajuste de retraso es ejecutado antes de la intercalación a modo

de byte en el lado de transmisión; como se indica en la figura 2.37. La intercalación de frecuencia consiste de intercalación de frecuencia inter-segmento e intercalación de frecuencia intra-segmento. La intercalación inter-segmento se ejecuta en medio de segmentos con modulación diferencial (DQPSK) y en medio de segmentos con modulación coherente (QPSK, 16 – QAM, y 64 – QAM). La intercalación de frecuencia intra-segmento se ejecuta en un intercalador aleatorio.

## **2.5 ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DIGITAL TERRESTRE**

El sistema ATSC 8 – VSB utiliza un sistema digital de arquitectura de capas que consiste de: 1) capa cuadro (picture) que soporta un número diferente de formatos de video; 2) capa compresión que transforma las muestras de audio y video en bruto en n flujo de bits codificados; 3) capa transporte que “paquetiza” los datos; y 4) capa de radio frecuencia (RF) para la transmisión. El sistema ATSC es una tecnología de portadora única que emplea modulación de banda lateral vestigial (VSB) similar al usado en televisión analógica convencional. La capa transmisión modula un flujo de bits seriales dentro de una señal que puede ser transmitido sobre un canal de televisión de 6 MHz.

El sistema ATSC 8 – VSB transmite datos en un método que usa codificación de trellis con 8 niveles discretos de amplitud de la señal. Un tono piloto es suministrado para facilitar la adquisición rápida de la señal por los receptores. Técnicas de codificación compleja y ecualización adaptiva son usadas para hacer más robusta la recepción frente a los inconvenientes de propagación tal como trayectoria multicamino, ruido e interferencia (se dispone de una secuencia ecualizadora fija cada 24 ms para ayudar al ecualizador adaptivo en el receptor a corregir el desvanecimiento y la trayectoria multicamino). El sistema permite la transmisión de datos a una velocidad de 19.4 Mbps sobre un canal de 6 Mhz. La figura 2.38 muestra un diagrama de bloques que describe el sistema.

Por el contrario, los sistema OFDM son una tecnología multiportadora. El principio de OFDM es el dividir (o romper) un simple flujo de datos en algunos flujos de datos paralelos de baja velocidad, esto es, hace una partición del canal de transmisión terrestre en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, para organizar el canal RF como un set de sub – bandas de frecuencia angostas y como un set de pequeños segmentos de tiempo contiguos (figura 2.39).

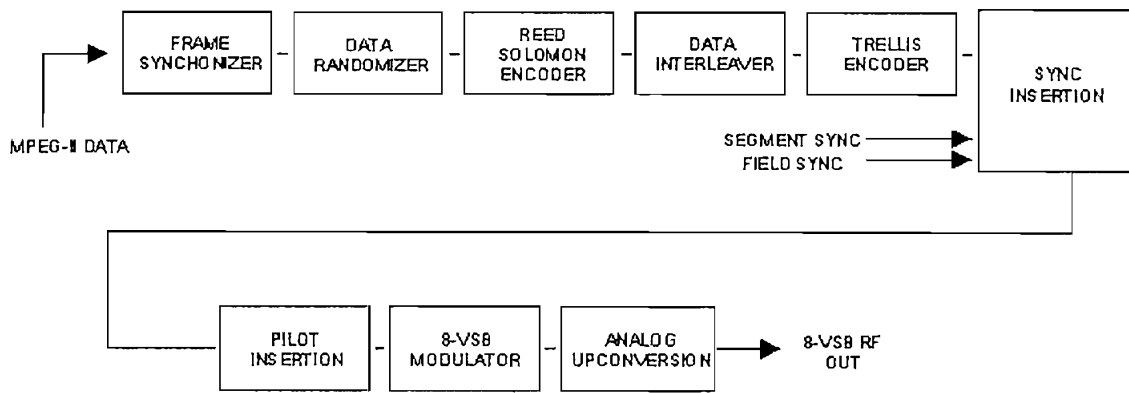


Figura 2.38

Diagrama de bloques de un transmisor 8 VSB

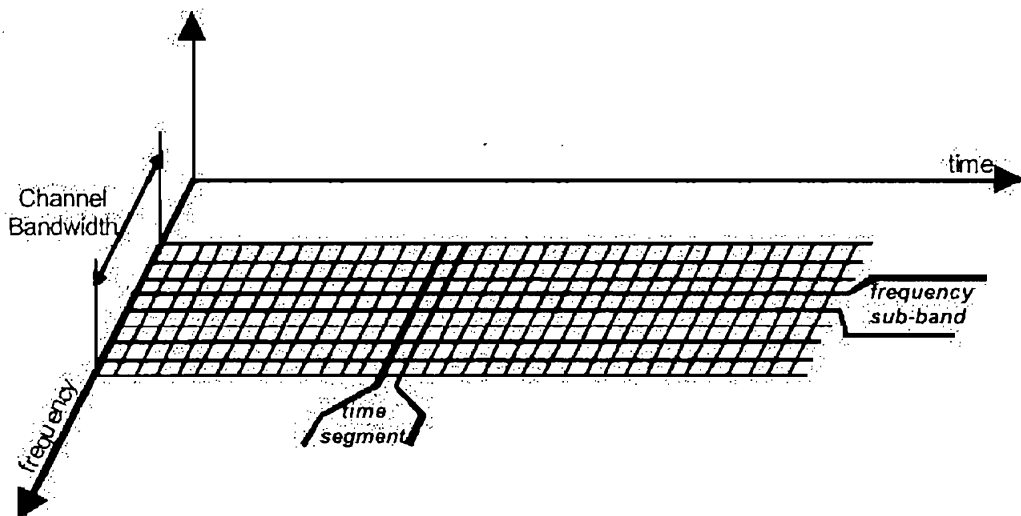


Figura 2.39

Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal

OFDM entonces utiliza muchas subportadoras para transmitir estos flujos de datos de baja velocidad simultáneamente a fin de que el tiempo de símbolo sea mayor que la dispersión temporal del canal.

Por otro lado, se protege la información a transmitir mediante códigos FEC (Forward Error Correction) y se realiza un entrelazado a nivel de byte para proteger la señal contra ráfagas de errores; finalmente se introduce un intervalo de guarda que se inserta entre símbolos consecutivos para evitar la interferencia ínter simbólica y proteger a la señal frente a ecos (propagación multirrayecto) como se puede apreciar en la figura 2.41.

Para asegurar que las subportadoras no interfieran unas con otras, el espacio de frecuencia entre subportadoras es cuidadosamente escogido tal que cada subportadora es ortogonal una con otra, esto se logra haciendo que el espacio entre portadoras sea el inverso de la duración de un símbolo OFDM. Esta ortogonalidad entre subportadoras permite a las señales ser separadas en el receptor usando técnicas de correlación. La inserción de las subportadoras y del intervalo de guarda puede apreciarse en la figura 2.40

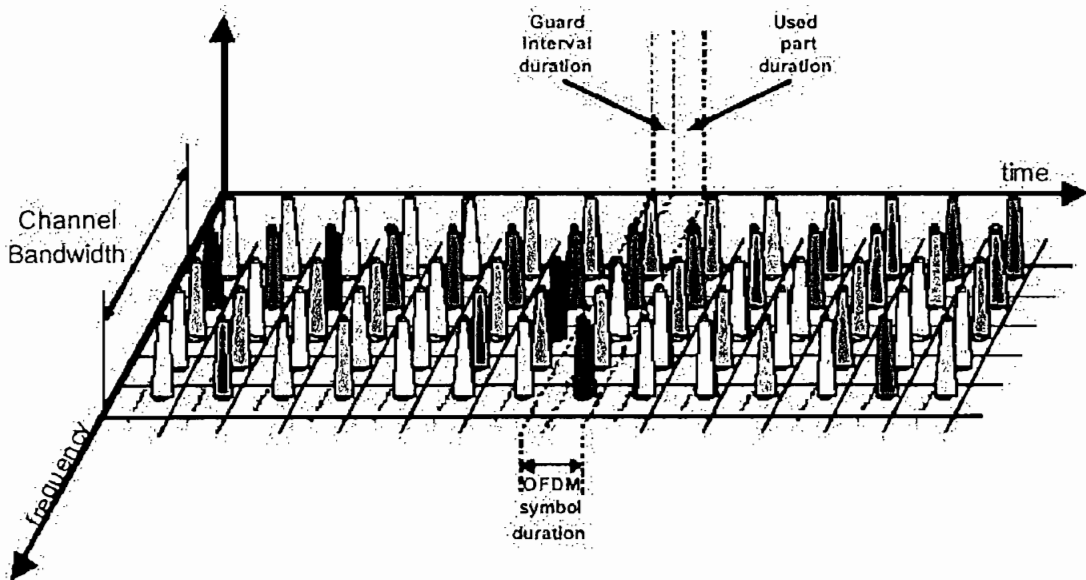


Figura 2.40

*Inserción de portadoras e intervalos de guarda en OFDM*

En general, antes que usar arreglos de osciladores y demoduladores para crear y decodificar muchos subcanales, los sistemas modernos de OFDM/COFDM emplean a la Transformada Discreta de Fourier como parte de los procesos de modulación y demodulación. Dado que la aparente complejidad de la ecuación 2.12, que especifica la señal emitida sin ambigüedad, puede ser simplificada si se nota que la forma de onda emitida durante cada período de símbolo transmitido depende solamente del valor complejo sobre  $K$  ( $c_{m,l,k}$ ), el cual define la amplitud compleja de la portadora activa para ese período. Por ejemplo, la señal para el período de  $t = 0$  a  $t = T_s$ , deducida de la ecuación 2.12, está dada por:

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi \cdot f_c \cdot t} \sum_{k=K_{\min}}^{k=K_{\max}} C_{0,0,k} \cdot e^{j2\pi k'(t-\Delta)/T_U} \right\} \quad \text{ec.2.15}$$

$$k' = k - (K_{\max} - K_{\min}) / 2$$

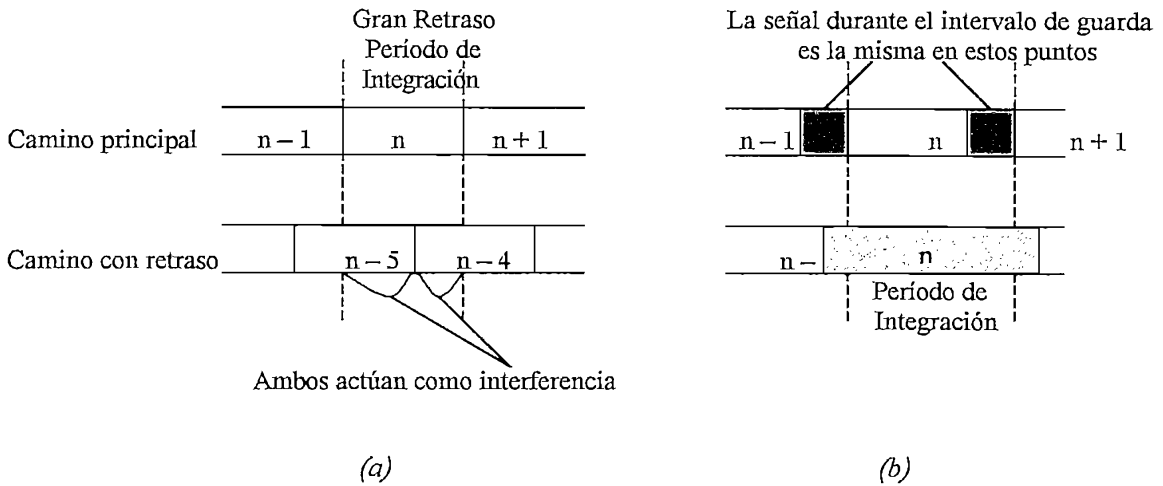


Figura 2.41

Retraso causado por una trayectoria múltiple :

- (a) interferencia inter – símbolo causada por el retraso de las señales recibidas,
- (b) adición del intervalo de guarda

Según esta expresión (ec. 2.15) existe una clara similitud entre ésta y la ecuación que describe a la Transformada Discreta Inversa de Fourier (ec. 2.16):

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} X_q \cdot e^{j2\pi \cdot n \cdot q / N} \quad \text{ec.2.16}$$

Dada la variedad de algoritmos eficientes que existen de la Transformada Rápida de Fourier (FFT: Fast Fourier Transform) para el cálculo de la Transformada Discreta de Fourier (DFT: Discret Fourier Transform) y su inversa, ésta es una forma conveniente de implementar un modulador DVB – T / ISDB – T usando la IFFT (Inverse FFT)<sup>7</sup> para generar N muestras  $x_n$  correspondiente a la parte útil,  $T_U$ , de cada símbolo. Este proceso se repite para cada símbolo, produciendo un flujo continuo de muestras, las cuales constituyen la representación compleja en banda base de la señal DVB – T.

<sup>7</sup> Una transformada similar directa FFT puede ser usada en el demodulador



Las subportadoras individuales son típicamente moduladas usando una forma cualquiera de modulación de amplitud en cuadratura (QAM) o desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK / DQPSK). Una técnica de codificación (la "C" en COFDM) es usada para mejorar el desempeño de OFDM.

El diseño multiportadora de COFDM hace que ésta sea resistente a los impedimentos del canal de transmisión, tal como, propagación multicamino, interferencia de banda angosta (como puede ser las señales de TV analógicas) y desvanecimiento selectivo de frecuencia. Por su parte, los esquemas COFDM, afectarían a la señal analógica como ruido blanco dado el gran ancho de banda de la señal, minimizando así el efecto interferente. COFDM evita interferencia de eco multicamino incrementando la longitud de las muestras de la señal, tanto que esta sea mayor que la dispersión temporal multicamino, y aplicando un "intervalo de guarda" entre símbolos de datos donde el receptor no busque información. Los intervalos de guarda pueden ser diseñados para que muchos ecos multicamino arriben dentro del período de guarda y por lo tanto no interfieran con la recepción de los símbolos de datos. Esto permite a COFDM operar completamente con ecos tan grandes como la señal principal, esto es, 0 dB. Adicionalmente, dado que la información esta dispersa entre muchas portadoras, si ocurre interferencia de banda angosta o desvanecimiento, se pierde solo una pequeña cantidad de información.

Combinando todos los parámetros antes mencionados (i.e. número de portadoras, duración del intervalo de guarda, etc.) se obtienen 60 modos de operación en el sistema DVB – T con capacidades binarias entre los 3.7 y los 23.7 Mbps para un canal de 6 MHz (ver anexo A, tabla A.5). Dichos modos ofrecen un compromiso entre protección de la señal, es decir cobertura y potencia emitida, frente a capacidad binaria; además permiten la introducción de redes de frecuencia única (en inglés SFN, Single Frequency Networks). ISDB – T también ofrece un amplio rango de servicios, dependiendo de los parámetros escogidos para la transmisión de los segmentos OFDM, así se tiene velocidades binarias comprendidas entre 3.65 Mbps y 23.23 Mbps en canales de 6 MHz de ancho de banda como puede apreciarse en la tabla 2.10.

Por último hay que apuntar que los servicios de: SFN, recepción móvil y HDTV (High Definition TeleVision), no pueden ser alcanzados al mismo tiempo por

ningún sistema DTTB actual (Digital Terrestrial Television Broadcast), sobre ningún espacio de canal (6, 7 u 8 MHz). Los parámetros del sistema para cada aplicación deben ser seleccionados específicamente.

En relación con la potencia requerida por los sistemas de televisión digital hay que considerar que en DTV los niveles de potencia radiada se definen en función de la potencia promedio en vez de la potencia pico, en consecuencia, el AERP<sup>8</sup> (Potencia Promedio Radiada Efectiva) se usa para definir los niveles de potencia radiada efectiva DTV. Para el servicio DTV 8 – VSB la relación de potencia pico a media es de 4:1; mientras que para el servicio DTV COFDM esta relación es 10:1. Así por ejemplo, si se tiene un transmisor con una potencia pico de salida de 20 kW, la AERP será de 5 kW y 2 kW en el sistema 8 – VSB y COFDM, respectivamente. La FCC determina, para el sistema 8 VSB (UHF DTV), el campo mínimo útil =  $41 - 20 \log (615 / F_o)$ , donde  $F_o$  es la frecuencia central del canal DTV, así, para el canal 40 el campo útil =  $41 - 20 \log (615 / 629) = 41.2$  dBu, con una relación S/N = 15 dB (en recepción). Del mismo modo según la FCC OET Bulletin 69, para el servicio DVB (COFDM), el campo mínimo útil =  $45 - 20 \log (615 / F_o)$ , por lo tanto, para el canal 40, el campo =  $45 - 20 \log (615 / 629) = 45.2$  dBu, con una S/N = 19 dB (en recepción). De esto se puede concluir que un transmisor DVB requiere una potencia 8 dB (6.3x) mayor que una señal 8 – VSB, para cubrir una misma área geográfica, asumiendo que los componentes son idénticos en ambos sistemas (ATSC y COFDM / DVB – T). En la tabla 2.11 se indican una serie de parámetros comparativos entre los sistemas ATSC y el DVB – T. Para que sea más justa dicha comparación, el sistema DVB-T se ha ajustado para trabajar con una tasa de código convolucional  $R = 2/3$  y modulación 64 QAM, que es conocido como ITU modo M3.

Sistemas y Performances	ATSC 8-VSB	DVB-T COFDM (ITU mode M3)
<b>Relación de potencia pico a media (PAR)</b>	7 dB	9.5 dB
<b><math>E_b/N_o</math> (en un canal AWGN)<sup>9</sup></b>		
Teórico	10.6 dB	11.9 dB
Pruebas	11,0 dB	14.6 dB
<b>Distorsión Multicamino</b>	Peor	Mejor
<b>Recepción Móvil</b>	No	Si (modo 2k)

<sup>8</sup> AERP (Average Effective Radiated Power) = Ganancia de la antena (respecto a una antena isotrópica) x Potencia media entregada por el transmisor a la antena.

<sup>9</sup> AWGN: Additive White Gaussian Noise (Canal de Ruido Blanco Gaussiano Aditivo)

<b>Eficiencia espectral</b>	Mejor	Peor
<b>Capacidad para HDTV</b>	Si	Si <sup>10</sup>
<b>Interferencia a sistemas de Televisión analógica</b>	Baja	Media
<b>Redes de Frecuencia Única</b>	No	Si (Modo 8k)
<b>Ruido Impulsivo</b>	Mejor	Peor
<b>Interferencia co-canal de televisión Analógica a DTV</b>	La misma	La misma
<b>Interferencia co-canal DTV a DTV</b>	Mejor	Peor
<b>Figura de Ruido</b>	La misma	La misma
<b>Sistema para diferente ancho de banda del canal (6, 7 y 8 Mhz)</b>	La misma	La misma

Tabla 2.11

*Comparación General de los Sistemas: ATSC 8-VSB y DVB-T COFDM*

En la tabla 2.12 se muestran los resultados de las pruebas realizadas a los tres sistemas de televisión digital terrestre (ATSC, DVB – T, e ISDB – T) obtenidos por el grupo ABERT/SET para la elección del sistema de televisión digital brasileño.

<b>Característica</b>	<b>Canal</b>	<b>ATSC</b>	<b>DVB – T</b>	<b>ISDB – T</b>
<b>Interferencia del Sistema Digital al Sistema PAL – M</b>	Co - canal	37 dB	38 dB	38 dB
	Canal adyacente inferior	-9 dB	-9 dB	-9 dB
	Canal adyacente superior	-7 dB	-7 dB	-7 dB
<b>Interferencia del Sistema PAL – M Al Sistema Digital</b>	Co - canal	4 dB	7 dB	6 dB
	Canal adyacente inferior	-33 dB	-27 dB	-27 dB
	Canal adyacente superior	-40 dB	-32 dB	-28 dB
<b>Interferencia del Sistema Digital al Sistema Digital</b>	Co - canal	15 dB	20 dB	20 dB
	Canal adyacente inferior	-27 dB	-26 dB	-25 dB
	Canal adyacente superior	-27 dB	-26 dB	-25 dB
<b>Simulación de los Sistemas en Diferentes Canales (nota 1)</b>	Canal A	16 dB	19.7 dB	20.3 dB
	Canal C	No func.	23.2 dB	24.3 dB
	Canal D	No func.	23 dB	25.3 dB
	Canal E	No func.	32.4 dB	No func.
<b>Relación portadora a ruido</b>	C/N	14.6 dB	19 dB	18.6 dB
<b>Umbral de Recepción</b>	Mínimo nivel de señal	-81.3 dBm	-80.8 dBm	-78.6 dBm
<b>Relación de Potencia Pico / Media</b>		6.66 dB	8.28 dB	8.54 dB

Nota 1: El canal A simula la recepción con una antena exterior en lugares donde las señales reflejadas son muy atenuadas. El canal D representa recepción con antena interior considerada difícil debido a la presencia de señales reflejadas fuertes. El canal C representa una condición intermedia entre el canal A y D, donde las señales reflejadas tienen mayor retraso que los ecos de los canales A y D. El canal E simula extremado multicamino en los puntos medios de una red SFN de tres transmisores.

Tabla 2.12

*Resultados de las pruebas realizadas en Brasil a los tres Sistemas de Televisión Digital*

<sup>10</sup> DVB-T en 6 MHz podría tener dificultades debido a la baja tasa de datos; HDTV, según pruebas, requiere al menos 18 Mbps de tasa de datos para un óptimo despliegue, en tanto que DVB-T en 6 MHz tiene una tasa de datos entre 14.7 Mbps y 17.90 Mbps (dependiendo del intervalo de guarda y la tasa de codificación).

Los resultados de las pruebas realizadas en Brasil demuestran que la modulación COFDM presenta un mejor desempeño en situaciones de multicamino en áreas densamente pobladas. Además, determinan que la ventaja de 4 dB del sistema ATSC en la relación portadora a ruido no significa una mejor cobertura y que la desventaja de los sistemas COFDM en la relación de protección de canal adyacente puede ser eliminada introduciendo filtros con mejores características de rechazo en los receptores. También hacen notar que la desventaja de los sistemas COFDM en la relación de potencia pico a potencia media resulta en un mayor costo para los radiodifusores, no para la población.

Finalmente en la tabla 2.13 se detalla los estándares de los sistemas ATSC y DVB – T en relación a los servicios que proporcionan.

Características	Descripción del estándar requerido	ATSC 8 – VSB	DVB COFDM
<b>Básica</b>	Codificación de canal y modulación	A/53	ETS 300 744
	Mega Frame para redes de frecuencia única (SFN)	-	TS 101 191
	Información de servicio/programa para soportar EPG	A/65	ETS 300 468
	Subtitulado	A/53	ETS 300 743
<b>TV de pago</b>	Interfaz para añadir acceso condicional a un receptor genérico	Bajo discusión	EN 50221
	Encriptación simultánea que soporte una población receptora con múltiples sistemas CA	Bajo discusión	TS 101 197
<b>Servicios Interactivos Básicos</b>	Protocolos de difusión de datos para la transmisión de datos genéricos sobre redes de difusión	Bajo discusión	EN 301 192
	Protocolos de red independientes para protocolos de servicios interactivos para la transmisión de datos genéricos sobre redes bidireccionales	Bajo discusión	ETS 300 802
	Canal de interacción a través de RDSI	Bajo discusión	ETS 300 801

*Tabla 2.12*

*Estándares ATSC y DVB-T con relación a los servicios*

# CAPÍTULO 3

## REQUERIMIENTOS A CUMPLIRSE EN LA TRANSMISIÓN DURANTE EL SIMULCAST

Dada la gran demanda por el uso de frecuencias en las bandas VHF y UHF, la eficiencia espectral es muy importante en el camino que se debe tomar para la migración de operación NTSC a operación DTV<sup>11</sup>; teniendo en cuenta que ambos sistemas de televisión tendrán que convivir durante un período de tiempo denominado "simulcast". Esta restricción conduce al desarrollo de un plan de distribución espectral de frecuencias para DTV que inicialmente haría migrar a las estaciones de televisión NTSC existentes a un canal radioeléctrico que cubra tanto las expectativas del radiodifusor como las del consumidor y que se base en criterios técnicos que llenen dichas expectativas. En este capítulo se comenzará con un estudio de los problemas netamente técnicos que se debe enfrentar y sus posibles soluciones, los principios para la distribución y asignación de canales; tomando como ejemplo Quito y Guayaquil, y se culminará con un estudio de los costos de dicha migración.

Antes de comenzar, hay que saber la historia y las razones del por qué del "simulcast". En marzo de 1990 la FCC decidió que el servicio de televisión avanzada (digital) se daría en régimen de difusión simultánea (simulcast) con el servicio convencional, y no en régimen de compatibilidad de receptores. En el régimen de compatibilidad de receptores, la señal de televisión de alta definición (HDTV) podría captarse y visualizarse en los receptores actuales convencionales. Pero la señal de HDTV requiere mucha más información que una señal de color convencional, por lo que el receptor exigiría un canal suplementario para introducir la información adicional (otro canal de 6 MHz). Esto plantea varios problemas: Al transmitirse la señal HDTV por un canal NTSC se tiene un sistema poco eficaz, poco moderno y poco rentable. Hay que asignar un canal nuevo por cada canal NTSC existente.

---

<sup>11</sup> DTV es el acrónimo para Digital Television y se lo utilizará frecuentemente para referirse a Televisión Digital Terrestre; mientras que con NTSC se referirá al sistema actual de televisión de color analógico.

Por estos motivos, se optó por el enfoque simulcast. La señal HDTV se transmite por un canal propio de 6 MHz independientemente de la señal NTSC. Así podría equiparse un sistema de transmisión moderno para la señal HDTV completa. No obstante persiste el inconveniente de que los televisores actuales no están equipados para recibir una señal HDTV. Para evitar que estos televisores se quedaran de repente inservibles, la solución (propuesta por la FCC) es asignar un segundo canal a cada una de las estaciones de televisión existentes que lo soliciten. Durante un período de transición, se exigiría que el mismo programa sea transmitido simultáneamente (o con muy poco retraso) tanto por HDTV (DTV), como por NTSC. Más tarde se suprimiría este requisito. Cuando una gran parte de usuarios utilice la nueva televisión, se suprimiría el servicio NTSC, y la porción de espectro que ocupaba se utilizaría para nuevos canales HDTV (DTV) u otros servicios

### **3.1 DETERMINACIÓN DE FUENTES DE INTERFERENCIA**

Dentro de éstas se tienen las interferencias co – canal: de DTV a NTSC, de NTSC a DTV y de DTV a DTV; y las interferencias de canal adyacente: de DTV a NTSC, de NTSC a DTV y de DTV a DTV. La interferencia co – canal se produce por señales que comparten un mismo canal radioeléctrico, mientras que la interferencia de canal adyacente se da entre señales que se sitúan en canales contiguos.

El sistema DVB – T, tiene un buen desempeño contra interferencia co – canal de NTSC sobre DTV, ésto porque tiene un buen método de estimación del canal. El sistema ATSC usa un método distinto para evitar video, audio y subportadora de color analógico mediante el diseño de un filtro de rechazo frente a interferencias co – canal NTSC. Hay que notar que ambos sistemas, según pruebas, tienen rendimientos parecidos, bajo condiciones similares (ver tabla 3.1). El problema de la interferencia co – canal, o sea el re-uso de frecuencias, está limitado para la señal NTSC a una distancia mínima entre transmisores co–canal de 275 Km en la banda de UHF, una distancia más corta puede ser posible entre transmisores DTV y NTSC que utilicen el mismo canal, la misma que puede ser fijada en 112 millas (180.2 km), aproximadamente. En nuestro país éstas distancias se acortan

considerablemente debido a nuestra irregular orografía. En consecuencia, habrá que realizar pruebas para determinar el nivel mínimo de señal NTSC a DTV para obtener un nivel de interferencia subjetivamente aceptable, esto es, que no sea molesto para el promedio de los televidentes. El nivel de señal deseada a señal no deseada (D/U), de acuerdo a pruebas llevadas a cabo por la ACATS<sup>12</sup> está alrededor de 33 dB en el extremo del área de cobertura NTSC. Una manera de mejorar la D/U podría ser empleando polarización de onda vertical para DTV, dado que muchos canales NTSC tienen polarización de onda en el plano horizontal. La protección suministrada por esta polarización cruzada es mayor cuando la señal no deseada viene de la misma dirección que la señal deseada, y es mínima cuando la señal no deseada viene de atrás de la antena de recepción.

En la interferencia co – canal DTV a DTV ambas señales pueden ser observadas como ruido blanco gaussiano aditivo. En consecuencia, esta interferencia está altamente asociada con la relación C/N (potencia de la portadora / potencia del ruido), la misma que depende fuertemente de la modulación y codificación de canal usado. En este aspecto existe una ventaja del sistema ATSC sobre DVB – T de alrededor de 3 a 4 dB (ver tabla 3.1), dado su mejor sistema de corrección de errores FEC. Un buen desempeño de la relación de interferencia C/I (potencia de portadora / potencia de la señal interferente) co – canal de DTV puede resultar en una menor interferencia al servicio de televisión analógico existente.

La interferencia de las señales DTV a canales adyacentes ( $n \pm 1$ )<sup>13</sup> NTSC depende generalmente del diseño de los sintonizadores de los receptores NTSC. Bajo condiciones de señal débil, el amplificador RF opera en máxima ganancia, tanto que la señal no deseada en el canal adyacente es amplificada antes de alcanzar el mezclador, donde este podría generar intermodulación. En niveles de alta señal no deseada, la señal deseada es convertida en frecuencia justo fuera del filtro IF pasa banda y no puede ser adecuadamente atenuada por el filtro IF. Tal interferencia de canal adyacente, cuando ésta alcanza el segundo detector, contribuye al ruido en el cuadro. Dado que la portadora de audio está localizada a

---

<sup>12</sup>ACATS (Advisory Committee on Advanced Television) es el organismo encargado de asesorar a la FCC sobre el servicio de televisión avanzada en los Estados Unidos, incluido la elaboración de su estándar.

<sup>13</sup> Asumimos que el canal en mención se encuentra en el canal n.

0.25 MHz debajo del extremo superior de un canal NTSC  $n$  dado, una señal 8 – VSB en el canal adyacente superior ( $n + 1$ ) puede introducir ruido en el amplificador de audio IF; ésto porque la señal 8 – VSB incluye una portadora piloto a 0.310 MHz del extremo inferior del canal ATSC. Esta interferencia puede ser suprimida por medio de una compensación (offset) de portadoras entre la portadora piloto y la portadora de video NTSC del canal adyacente inferior.

Una “salpicadura” de la señal DTV que caiga sobre el canal adyacente superior, dentro de la señal NTSC; podría no afectar al audio, pero puede afectar al video, introduciendo ruido de baja frecuencia a la luminancia. Esto puede ser minimizado colocando un filtro (elimina banda) a la salida del transmisor DTV que esté sintonizado a la frecuencia de la portadora de video NTSC.

### 3.1.1 CANALES DISPONIBLES PARA DTV

En la mayoría de los países, las bandas de frecuencia asignadas al servicio de televisión están en uso intensivo y se carece de espectro prácticamente por debajo de 1 Ghz. Se hace por eso necesario considerar formas de acomodar el nuevo servicio digital dentro de las actuales bandas de VHF y UHF destinadas para la televisión analógica. Una de las posibles soluciones consiste en la utilización de canales que estaban privados de uso en el sistema analógico por las características que tienen. Estos canales son: el co-canal  $n$ , los canales inmediatamente superior e inferior  $n + 1$ ,  $n - 1$ , los canales del oscilador  $n + 5$ ,  $n - 5$ , el canal imagen  $n + 9$ , entre otros.

Los transmisores DTV pueden operar en cualquiera de los canales considerados “taboo” para NTSC, con tal que su Potencia Radiada Efectiva (ERP: Effective Radiated Power)<sup>14</sup> sea sustancialmente más baja que la requerida para la operación NTSC, y que el espectro de señal sea diseñado para proveer la mínima interferencia potencial a NTSC. Este requerimiento es alcanzado dado que el uso de modulación digital hace que la densidad espectral de potencia sea constante dentro del canal asignado, esto es, la señal digital tiene igual probabilidad de ocurrencia generando un espectro aleatorio, tal como si fuera ruido blanco. Para

---

<sup>14</sup> Para estaciones NTSC el ERP está definido como el producto de la potencia pico de video, en kW, por la eficiencia del sistema y líneas de transmisión y por la ganancia de la antena con respecto a una antena dipolo de media longitud de onda ( $\lambda/2$ ).



conseguir que la señal digital se vea como ruido a lo largo del tiempo, los datos son aleatorizados en el transmisor y de - aleatorizados en el receptor.

El uso del primer canal adyacente en una comunidad nunca ha sido práctica en la radiodifusión de radio AM – FM o Televisión. Esto es posible, en DTV, únicamente debido a las diferentes características de NTSC y DTV. Sin embargo, es posible transmitir en un canal cualquiera  $n \pm 1$ , respecto a la estación NTSC asignada al canal  $n$ , únicamente co – sitiando ambos transmisores. En este contexto, el término co – sitiando, se refiere al uso de la misma torre para las antenas del canal adyacente, pero no necesariamente usando las mismas antenas que el canal  $n$ .

Actualmente existen un número de técnicas prácticas para utilizar las torres existentes para la transmisión de NTSC y DTV. La combinación de señales RF permiten a los radiodifusores usar las estructuras existentes para transmitir NTSC y DTV de una línea y antena común o, en el caso de una combinación VHF y UHF, utilizar la misma línea para alimentar dos antenas separadas.

Durante el período de transición de NTSC a DTV, muchos radiodifusores pueden usar las torres existentes para transmitir ambos canales NTSC y DTV. Algunos pueden escoger añadir líneas de transmisión y antenas DTV nuevas; otros pueden combinar sus señales DTV con NTSC y transmitir de una línea y antena común; y otros pueden escoger por agruparse en una nueva estructura común para muchos canales locales. Pero para muchas estaciones, esto es un asunto de costos y factibilidad.

Los dispositivos que realizan esta combinación (combinadores) de canales, son conocidos como multiplexers o diplexers. Así por ejemplo: un combinador de canal de modo dual es un dispositivo que usa una única línea de transmisión en una torre para alimentar dos antenas distintas. La combinación de canal de modo dual, es el proceso por el cual dos canales son combinados dentro de la misma línea de transmisión, pero en separados modos ortogonales de propagación. Estos dispositivos combinan dos canales de televisión de líneas de alimentación coaxial diferentes en una guía común de onda circular. Dentro de la guía de onda circular, un canal se propaga en el modo  $TE_{11}$ , mientras que el otro canal se propaga en el modo  $TM_{01}$ . El combinador de canal de modo dual es recíproco y,

por lo tanto, también puede ser usado para separar eficientemente dos canales de modos aislados ( $TE_{11}/TM_{01}$ ) que se propagan dentro de una misma guía de onda circular en dos líneas coaxiales diferentes. Esto provee un método conveniente para combinar señales en los transmisores y dividirlos en las antenas

La posibilidad de colocar nuevas torres de transmisión para DTV, al igual que los sitios de ubicación, en la actualidad, son escasos. Aún cuando se logre vencer éstos obstáculos, políticas restrictivas y preocupaciones ambientales pueden retrasar la construcción de nuevas torres para DTV por años. De ahí que muchos radiodifusores estén analizando los pro y contra del uso de las torres existentes para soportar las nuevas antenas DTV aún cuando los puntos más altos de las torres estén ocupados.

Para una óptima cobertura, sin exceder las limitaciones estructurales de la torre, existe una posición que puede ser calculada previamente. Las consideraciones de cobertura son particularmente importantes en DTV debido a que toda la energía no deseada, tal como reflexiones, se traducen en pérdida de cobertura, mientras que la energía de la señal no deseada en NTSC se traduce en pérdida de calidad del cuadro.

### **3.1.2 CONSIDERACIONES DE PROTECCIÓN DURANTE Y DESPUÉS DEL SIMULCAST**

Para un ambiente en donde coexistan DTV y NTSC, las relaciones de protección dependen de un número de factores, que para ambos casos, pueden incluir esquemas de modulación, código corrector de errores usado, sincronización, calidad de cuadro y protección de interferencias. La interferencia digital al servicio analógico aparece como ruido y la relación de protección co – canal (de señal deseada a no deseada D/U) cae en el rango de 35 dB a 45 dB, aproximadamente. Para el servicio digital, como se dijo, la interferencia puede resultar del servicio analógico o del reciente servicio digital. Para este caso la relación de protección co – canal, puede estar en un rango de 5 dB (interferencia DTV a DTV) a 20 dB (interferencia NTSC a DTV)<sup>15</sup>. Adicionalmente, en el caso de interferencia analógica la relación de protección puede variar dependiendo del contenido del

---

<sup>15</sup> Estos valores se basan en mediciones efectuadas en pruebas de campo por la ACATS.

cuadro de la señal analógica. Otras relaciones de protección tienen que ver con el canal adyacente y canal imagen, mencionados también con anterioridad.

Para una recepción satisfactoria hay que establecer la fuerza del campo requerido en recepción, para lo cual deben ser tomados en cuenta parámetros tales como la figura de ruido, relación C/N de recepción, ganancia de la antena y pérdidas de la línea de alimentación.

Los parámetros de implementación del servicio DTV, dependen de cada país; por ejemplo países que han adoptado el mismo sistema DTTB han seguido planes de implementación, máscaras de emisión y parámetros técnicos diferentes en sus procesos de distribución de espectro; dependiendo de su recurso espectral y políticas, distribución de la población, calidad de servicio etc. En la tabla 3.1 se puede observar los parámetros técnicos, o relaciones de protección, usados en la planificación DTV para los Estados Unidos, Canadá y Europa.

<b>Parámetro (relaciones de protección)</b>	<b>Canadá</b>	<b>USA</b>	<b>EBU ITU – Mode M3</b>
C/N para un canal AWGN	+19.5 dB	+15.19 dB	+19.3 dB
Co – canal DTV a TV analog.	+33.8 dB	+34.44 dB	+34 ~ 37 dB
Co – canal TV analog, a DTV	+7.2 dB	+1.81 dB	+4 dB
Co – canal DTV a DTV	+19.5 dB	+15.27 dB	+19 dB
Canal adyacente inferior DTV a TV analog.	-16 dB	-17.43 dB	-5 ~ -11 dB
Canal adyacente superior DTV a TV analog.	-12 dB	-11.95 dB	-1 ~ -10 dB
Canal adyacente inferior TV analog a DTV	-48 dB	-47.33 dB	-34 ~ -37 Db
Canal adyacente superior TV analog a DTV	-49 dB	-48.71 dB	-38 ~ -36 Db
Canal adyacente inferior DTV a DTV	-27 dB	-28 dB	N/A
Canal adyacente superior DTV a DTV	-27 dB	-26 dB	N/A

*Tabla 3.1*

*Relaciones de protección DTV para distintos planes de implementación*

En tabla 3.1 se puede deducir que las relaciones de protección para interferencia DTV a analógica, depende de factores tales como el estándar de TV analógico (NTSC, PAL, SECAM) y el ancho de banda del sistema, tanto como del método de evaluación subjetiva (umbral de visibilidad e interferencia troposférica).

Debido al gran número de emisores que tendrán que coexistir, se hace necesario buscar márgenes de protección entre ellos, ya que cuando se diseñan redes de televisión, el área de cobertura se determina principalmente por la interferencia con otros transmisores más que por el mínimo campo detectable de la señal de TV. Por tanto, como la señal DTV utilizará la misma banda que la analógica se tendrá que vigilar tres márgenes de protección: televisión digital con analógica, televisión analógica con digital y televisión digital con digital.

### **3.2 PRINCIPIOS DE ASIGNACIÓN DE CANALES PARA DTV**

El desarrollo de una nueva tabla de distribución de canales para el servicio DTV es una tarea compleja. Se requiere determinar los límites de cobertura, los efectos interferentes de las nuevas frecuencias DTV propuestas, los márgenes de protección, etc.

Un primer objetivo es asignar a todos los radiodifusores existentes (canales NTSC), que así lo deseen, un segundo canal (de 6 MHz) para el servicio de DTV. En un principio se daría prioridad a las estaciones existentes y después a nuevas estaciones DTV, que lo soliciten.

El área de cobertura del nuevo servicio DTV debería ser una réplica del servicio actual, esto resulta beneficioso tanto para los consumidores como para los radiodifusores, esto trae como consecuencia que se especifique para cada estación DTV un ERP (Effective Radiated Power: Potencia Radiada Efectiva) y un HAAT (Height Above Average Terrain: Altura de la Antena sobre el Terreno Medio) máximo, tal que se alcance una copia del área de cobertura NTSC.

En lo que tiene que ver con el espectro de frecuencias y con base en estudios (de la FCC) se establece que existe una región de 270 MHz (canal 7 al 51) que es más apropiada para la radiodifusión de DTV y que es suficiente para acomodar a

todas las estaciones existentes y nuevas. En un sentido técnico, se observa que en la banda VHF baja (canal 2 al 6) las señales son más susceptibles a degradación debido a ruido atmosférico y ruido causado por el hombre, mientras que en la banda UHF alta (canal 52 al 69) existe gran propagación de pérdidas y son muy susceptibles a efectos multicamino y de sombra. En consecuencia, el servicio de televisión digital estaría ubicado en un núcleo central, entre las bandas VHF y UHF desde el canal 7 al canal 13 (174 – 216 MHz) y desde el canal 14 al 51 (470 – 698 MHz).

Para el caso del Ecuador, de acuerdo a la “Norma Técnica para el Servicio de Televisión Analógica y Plan de Distribución de Canales” (del 29 de mayo del 2001), las bandas de frecuencia se dividen en 42 canales de 6 MHz de ancho de banda, que van del 2 al 13 y del 19 al 49, en consecuencia, el núcleo central para el servicio DTV iría desde el canal 7 al 13 y desde el canal 19 al 49. En esta norma también se establece que los canales 19 y 20 se reservan para el Estado; con la posibilidad de usarlos para facilitar el proceso de migración a la Televisión Digital. Este núcleo, para el caso del Ecuador, se puede apreciar en la figura 3.1.

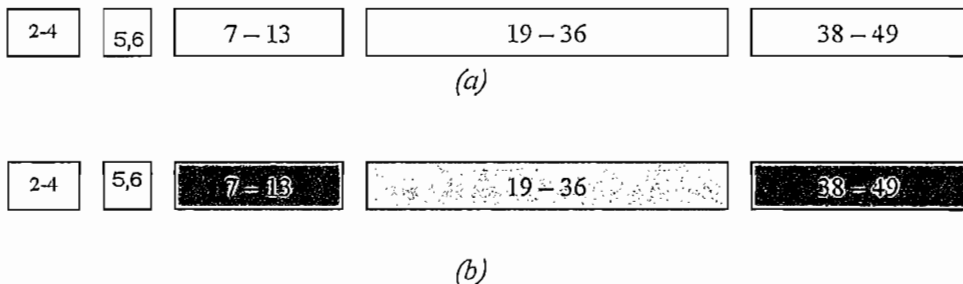


Figura 3.1

(a) Canales utilizables por el sistema de televisión actual (NTSC)

(b) Canales propuestos para DTV (áreas sombreadas).

Lo ideal sería que las estaciones de televisión existentes se queden en el canal actual y se asigne un nuevo canal, dentro del núcleo central, para el servicio DTV. De este modo una vez concluido el simulcast, las estaciones abandonarían el canal analógico y se quedarían definitivamente en el canal digital, consiguiendo de esta forma más canales para DTV.

### 3.2.1 DISTANCIA MÍNIMA ENTRE ESTACIONES TRANSMISORAS

En televisión analógica, la separación estándar entre transmisores, en las diferentes bandas de frecuencia, ha resultado ser un método eficiente y efectivo para manejar la interferencia entre estaciones. Además que el establecimiento de espacios entre transmisores permite una flexibilidad de parámetros tales como la potencia (ERP) y la altura de la antena (HAAT). En este sentido, en la tabla 3.2, se presentan las distancias mínimas, propuestas por la FCC, entre transmisores co – canal, canal adyacente y canales taboo.

Banda	Relación de interferencia	Separación Requerida
VHF 7-13	Co – canal, DTV a DTV	152 millas (244.6 km) – 170 millas (273.6 km)
	Co – canal, DTV a NTSC	152 millas (244.6 km) – 170 millas (273.6 km)
	Canal adyacente, DTV a DTV	25 millas (40.2 km) – 60 millas (96.6 km)
	Canal adyacente, DTV a NTSC	7 millas (11.3 km) – 91 millas (146.4 km)
UHF	Co – canal, DTV a DTV	122 millas (196.3 km) – 139 millas (223.7 km)
	Co – canal, DTV a NTSC	135 millas (217.3 km) – 152 millas (244.6 km)
	Canal adyacente, DTV a DTV	20 millas (32.2 km) – 55 millas (88.5 km)
	Canal adyacente, DTV a NTSC	6 millas (9.6 km) – 55 millas (88.5 km)
Canales Taboo (± 2, 3, 4, 5, 7, 8, 14, 15)	Solo DTV a NTSC	15 millas (24.1 km) – 60 millas (96.5 km)

Tabla 3.2

*Distancias requeridas entre transmisores para evitar posibles interferencias entre estaciones DTV y NTSC*

En todo caso, la distancia mínima entre estaciones transmisoras (así como la altura de las antenas y potencia radiada máxima de las estaciones de televisión), estará determinada por el cumplimiento de las relaciones de protección, y demás condiciones técnicamente establecidas, con el fin de entregar al consumidor una señal subjetivamente de buena calidad.

### 3.2.2 MARGENES DE PROTECCIÓN

Para que los criterios de ingeniería de distribución de canales DTV se cumplan, las estaciones que deseen operar con el nuevo servicio deben sujetarse a niveles

máximos de ERP y altura de antena, tales que, en la distribución propuesta, estos no excedan los criterios de interferencia respecto a cualquier distribución existente.

Los criterios de ingeniería deberán ser expresados en términos de la relación de señal deseada a señal no deseada (D/U). Todas las evaluaciones de interferencia deben ser realizadas bajo la suposición que las estaciones, en la distribución propuesta, deben estar operando al máximo de potencia y altura de antena permitida. En este sentido, la FCC publica un "Reporte Técnico Final" (Final Technical Report) preparado por el "Subgrupo Técnico" (Technical Subgroup) de la FCC ACATS, en octubre 30 de 1995. Estos valores se encuentran tabulados en la tabla 3.3 y son el resultado de pruebas realizadas con el sistema ATSC, excepto los valores marcados con asterisco, los mismos que son mediciones realizadas con cuatro sistemas anteriores al actual (ATSC).

Para obtener la señal DVB – T deseada, las relaciones de protección, sugeridas basándose en pruebas, por el ETSI (European Telecommunications Standards Institute) (contra interferencia co – canal y canal adyacente) se indican en las tablas 3.4 a 3.11. En éstas tablas no constan relaciones de protección entre señales DVB – T y NTSC, puesto que al momento de la realización de este trabajo las pruebas en éste sentido no han concluido o no son fruto de un acuerdo entre los organismos internacionales de estandarización. En consecuencia, los márgenes de protección entre DVB-T y NTSC pueden ser muy probablemente diferentes a los tabulados, pero sirven para sacar conclusiones.

Parámetro		Valor Medido (dB)
Relación C/N (Portadora a Ruido)		+15.19
Relación D/U Co – canal	DTV en NTSC	+34.44
	NTSC en DTV	+1.81
	DTV en DTV	+15.27
Relación D/U De Canal Adyacente	DTV inferior en NTSC	-17.43
	DTV superior en NTSC	-11.95
	NTSC inferior en DTV	-47.73
	NTSC superior en DTV	-48.71

	DTV inferior en DTV	-41.98		
	DTV superior en DTV	-43.17		
	Canal Taboo	DTV en NTSC	NTSC en DTV	DTV en DTV
<b>Relación D/U De Canal Taboo</b>	N – 2	-23.73	-62.45	-60.52
	N + 2	-27.93	-59.86	-59.13
	N – 3	-29.73	< -61.79	< -60.61
	N + 3	-34.13	< -62.49	< -61.53
	N – 4	-34.00 *	-58.00 *	-58.00 *
	N + 4	-24.96	-58.00 *	-62.00 *
	N – 7	-35.00 *	-58.00 *	-63.00 *
	N + 7	-34.00 *	-58.00 *	-63.00 *
	N – 8	-31.62	-58.00 *	-63.00 *
	N + 8	-43.22	-58.00 *	-63.00 *
	N + 14	-33.38	-58.00 *	-63.00 *
	N + 15	-30.58	-58.00 *	-63.00 *

\*Valores medidos con respecto a sistemas anteriores al actual (ATSC)

Tabla 3.3

*Márgenes de protección (medidos) para el sistema DTV ATSC – 8 VSB*

En la tabla 3.4 se dan las relaciones de protección co – canal de las señales DVB – T interferidas por señales DVB – T, obtenidos de mediciones o métodos de extrapolación. Para recepción fija y móvil, las figuras relevantes de los canales de Rice y Rayleigh, respectivamente, pueden ser adoptadas.

Para la interferencia de canal adyacente y canal imagen DVB – T a DVB – T una protección de – 40 dB se asume como un valor apropiado.

Para canales que se sobreponen, en ausencia de información de mediciones, la relación de protección debe ser extrapolada de la relación de protección co – canal, de la siguiente forma:

$$D/U = D/U(CCI) + 10 \log_{10} (BO / BW); \text{ ec 3.1}$$

Donde :

D/U(CCI) es la relación de protección co-canal;



BO es el ancho de banda (en MHz) en el cual las dos señales DVB-T están sobreponiéndose;

BW es el ancho de banda (en MHz) de la señal deseada;

D/U = -40 dB debe usarse cuando la ecuación ec 3.1 da  $D/U < -40$  dB.

Modo ITU	Modulación	Tasa de código	D/U (dB) (medido) Canal Gaussiano	D/U (dB) (extrapolado) Canal de Rice	D/U (dB) (extrapolado) Canal de Rayleigh
	QPSK	½	5	7	8
M1	16 – QAM	½		13	14
	16 – QAM	¾	14	16	20
M2	64 – QAM	½		18	19
M3	64 – QAM	2/3	19	20	22

Tabla 3.4

*Relaciones de protección co – canal DVB – T a DVB – T*

Las relaciones de protección para el caso de señales DVB – T interferidas por señales de televisión analógica (PAL/SECAM) se indican en las tablas 3.5 a 3.7.

Constelación	Relaciones de Protección (dB)														
	QPSK					16 QAM					64 QAM				
Tasa de Código	½	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
Modo ITU						M1					M2	M3			
Señal Pal/SECAM Con teletexto y portadora de audio	-12	-8	-5	2	6	-8	-4	0	9	16	-3	4	10	17	24

Nota: Los mismos valores de protección sirven para los modos 2k y 8k

Tabla 3.5

*Relaciones de protección co – canal para DVB – T de 7 y 8 MHz interferido por TV analógica.*

Señal Digital deseada			Señal Interferente	
Sistema	BW	Modo	PAL B	PAL I
DVB – T	8 MHz	M1		-43 dB
		M2		-38 dB
		M3		-34 dB

DVB – T	7 MHz	M1	-43 dB	
		M2	-40 dB	
		M3	-37 dB	

Tabla 3.6

*Relaciones de Protección para DVB – T interferido por TV analógica en el canal adyacente inferior ( $n - 1$ )*

Señal Digital deseada			Señal Interferente	
Sistema	BW	Modo	PAL B	PAL I
DVB – T	8 MHz	M1		-46 dB
		M2		-40 dB
		M3		-38 dB
DVB – T	7 MHz	M1	-43 dB	
		M2	-38 dB	
		M3	-36 dB	

Tabla 3.7

*Relaciones de Protección para DVB – T interferido por TV analógica en el canal adyacente superior ( $n + 1$ )*

Las relaciones de protección para las señales de TV analógicas interferidas por señales DVB – T se muestran en las tablas 3.8 a 3.11. En ellas, con interferencia troposférica, se refiere a que es aceptable para un porcentaje de tiempo, entre 1 y 10 %; y con interferencia continua, se dice aceptable para un 50 % del tiempo.

Sistema de Televisión Analógico deseado	Interferencia Troposférica	Interferencia Continua
PAL B, B1, G, D, K	34 dB	40 dB
PAL I	37 dB	41 dB
SECAM L	37 dB	42 dB
SECAM D, K	35 dB	41 dB

Tabla 3.8

*Relaciones de protección co – canal para señal de video analógica interferida por señal DVB – T de 8 MHz*

Sistema de televisión Analogico deseado	Interferencia Troposférica	Interferencia Continua
PAL B1, G, D, K	-7 dB	-4 dB
PAL I	-8 dB	-4 dB
SECAM L	-9 dB	-7 dB
SECAM D, K	-5 dB	-1 dB

Tabla 3.9

*Relaciones de protección para señal de video analógica interferida por señal DVB – T de 8 MHz en el canal adyacente inferior ( $n - 1$ )*

Sistema de Televisión Analogico deseado	Interferencia Troposférica	Interferencia Continua
PAL B1, G	-7 dB	-4 dB
PAL I	-8 dB	-4 dB
SECAM L	-9 dB	-7 dB
SECAM D, K	-5 dB	-1 dB

Tabla 3.10

*Relaciones de protección para señal de video analógica interferida por señal DVB – T de 8 MHz en el canal adyacente superior ( $n + 1$ )*

Sistema de Televisión Analogico deseado	Canal DVB – T No deseado	Interferencia Troposférica	Interferencia Continua
PAL B1, G	$n + 9$	-19 dB	-15 dB
SECAM L	$n - 9$	-25 dB	-22 dB
SECAM D, K	$n + 8$	-16 dB	-11 dB
SECAM D, K	$n + 9$	-16 dB	-11 dB

Tabla 3.11

*Relaciones de protección para señal de video analógica interferida  
Por el canal imagen DVB – T de 8 MHz*

### 3.2.3 POTENCIA RADIADA MÁXIMA E INTENSIDAD DE CAMPO MÍNIMA A PROTEGER

Para determinar la potencia máxima radiada (ERP) de una estación DTV, hay que tomar en cuenta que el área de cobertura sea una réplica de la producida por la estación NTSC, además que genere una intensidad de campo que no sobrepase

el valor de intensidad de campo mínima a proteger en los límites de la zona de cobertura y que cumpla con las relaciones de protección de señal deseada / señal no deseada descritas previamente.

En este sentido, la FCC determina que la máxima potencia promedio radiada efectiva (AERP) DTV para estaciones DTV en las bandas: VHF – L es de 1 kW, VHF – H es 3.2 kW, y UHF es 50 kW.

En cuanto a los límites de la Intensidad de Campo, la FCC, en su “Sexto Reporte” (FCC Sixth Report and Order, del 23 de Febrero de 1998), limita la intensidad de campo mínima a proteger, en el contorno del área de cobertura, a los valores indicados en la tabla 3.12.

<b>Banda</b>	<b>Canales</b>	<b>Intensidad de Campo mínima</b>
<b>VHF – L</b>	2 – 6	28 dBuV/m
<b>VHF – H</b>	7 – 13	36 dBuV/m
<b>UHF</b>	14 – 51	41 dBuV/m

*Tabla 3.12*

*Intensidad de Campo mínima a proteger de señales DTV  
en los límites del área de cobertura*

La FCC en el boletín OET No. 69 (FCC OET Bulletin No. 69, del 2 de Julio de 1997), redefine el valor de la Intensidad de Campo para el contorno del área de cobertura en la banda UHF (canales 14 a 69), mediante la siguiente expresión:

$$\text{Intensidad de Campo} = 41 \text{ dBu} - 20 \log (615 / F_o) \quad \text{ec. 3.1}$$

Donde:

Fo es la frecuencia central del canal DTV

La intensidad de campo DTV para el contorno en la banda VHF se mantiene en los valores establecidos en la tabla 3.12. En contraste, los niveles de campo en los contornos del área de cobertura para el servicio NTSC se indican en la tabla 3.13.

	Ciudad	Grado A	Grado B
<b>VHF – L</b> (2 – 6)	74 dBu/m	68 dBu/m	47 dBu/m
<b>VHF – H</b> (7 – 13)	77 dBu/m	71 dBu/m	56 dBu/m
<b>UHF</b> (14 – 69)	80 dBu/m	74 dBu/m	64 dBu/m

*Tabla 3.13*

*Intensidad de Campo mínima a proteger para el servicio NTSC*

Durante el tiempo que dure el "simulcast" los valores de la tabla 3.13, más los valores de la tabla 3.12, sumadas las relaciones de protección (DTV – NTSC) deben protegerse con el objeto de mantener la calidad de la señal de televisión analógica y digital a niveles subjetivamente aceptables.

#### **3.2.4 SISTEMA DE TORRES, ANTENAS Y TRANSMISORES**

Las torres existentes, a menudo, están totalmente copadas, de ahí que sea una tentación, para los radiodifusores, multiplexar dos canales dentro de una misma antena para evitar tener que construir nuevas torres. De este modo se puede salvar mucho dinero, asumiendo que ésta tiene el ancho de banda requerido.

Muchas de las antenas VHF existentes son sintonizadas para operar en un canal específico, y no podrían ajustarse a una operación de multiplexación. Si embargo, los diseños de antenas tipo "batwing" y tipo "panel" se ajustan a la operación de multiplexación si son apropiadamente diseñadas y probadas.

Las antenas "batwing" tienen algunas características únicas que las hacen ideales para operación  $n + 1$  (DTV en el canal adyacente superior y NTSC en el canal  $n$ ). Las antenas batwing, cuando son usadas con una línea de entrada dual y combinadores híbridos, pueden ser utilizadas para operación  $n + 1$ . En la figura 3.2 se puede observar el diagrama de un combinador para antena batwing operando de esta manera.

Las antenas batwing pueden trabajar, también, en multiplexación con canales no adyacentes (por ejemplo, canal 7 y canal 9 en la misma antena). La operación de multiplexación en VHF es atractiva debido a que ayuda a mantener la carga de la torre al mínimo. Las antenas panel también pueden ser diseñadas para operación

múltiplex, pero no en canales  $n + 1$ , debido a que ellas no se adaptan a los combinadores híbridos. La operación múltiplex  $n + 1$  no es factible en este sistema debido a que los requerimientos de filtraje de los combinadores son demasiado rigurosos y podrían producir características de retraso de grupo indeseables.

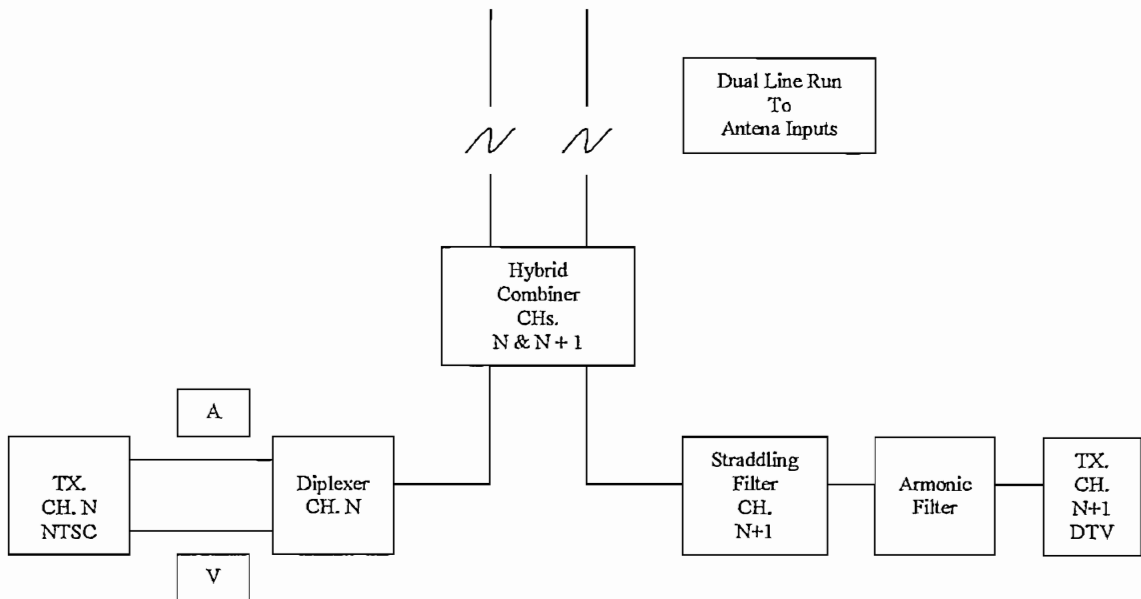


Figura 3.2

*Combinador DTV para antenas tipo Batwing*

Muchas de las antenas UHF de alta potencia existentes son diseñadas para operar en un único canal. Sin embargo muchos fabricantes han desarrollado antenas tipo slot que pueden ser usadas para operar en canales  $n$  y  $n - 1$ . arreglos de slots alimentados por ramas de baja potencia pueden ser diseñados para operar en varios canales. Actualmente, las únicas antenas UHF capaces de operar en banda ancha son arreglos de antenas tipo panel. Estas tienen la ventaja de ser versátiles en cuanto a los patrones de radiación; pero tienen la desventaja de tener muy alta carga de viento y un sistema de alimentación coaxial algo complejo.

A continuación se indican algunas de las ventajas y desventajas de compartir las antenas y líneas de transmisión.

## **Ventajas**

- Baja carga de viento, dado que se comparten la antena y línea de transmisión.
- Centro de radiación y HAAT (altura de la antena sobre el terreno medio) comunes.
- Patrones similares de elevación y azimut para cada estación.
- Es más atractiva para las autoridades encargadas de la zonificación local (torres menos desordenadas).
- Reducidos costos iniciales.

## **Desventajas**

- Los problemas que se den en las antenas y líneas de alimentación afectan a todas las estaciones (NTSC y DTV)
- Es necesario altos niveles de cooperación entre muchas estaciones.
- Un mantenimiento regular es crucial para un buen desempeño a largo plazo.
- Hacer que los patrones de radiación se realicen de acuerdo a las necesidades de todos los consumidores no es fácil para las estaciones.

De cualquier forma, la asignación del canal DTV a una estación, determina el tipo y la configuración de la antena. En este sentido, en el ANEXO B, se tienen algunas alternativas (tomados de HARRIS Corporation – Broadcast Communications) de tipos y configuraciones de antenas que, utilizando la misma torre, pueden operar tanto en su canal NTSC como en su canal DTV asignado, para casos típicos que se den durante el simulcast.

Durante el período de transición a la televisión digital, se afronta el reto de tener que mantener e instalar un segundo transmisor de TV de alta potencia. La primera y mayor tarea es la selección del transmisor con la tecnología apropiada para su aplicación particular. Existen dos tecnologías de transmisión principales empleadas en los transmisores DTV de alta potencia: La que utiliza amplificadores de tubo de vacío y la que emplea amplificadores de estado sólido. La determinación de la tecnología apropiada dependerá del nivel de potencia y la frecuencia de operación requerida. En los canales de VHF, debido a los niveles

relativamente bajos de Potencia Radiada Aparente (PRA) requeridos (menos de 100 kW<sup>16</sup>), virtualmente todos los transmisores DTV son de estado sólido. Estos transmisores típicamente utilizan módulos amplificadores MOSFET de estado sólido de 250 a 500 Watts que operan en paralelo para lograr niveles de potencia de 1 a 2 kW por gabinete. En los canales de UHF, los rangos de PRA de 50 kW a 1000 kW crean la necesidad para dos tipos de transmisores DTV: de tipo tubo y de estado sólido.

Los transmisores a tubo de vacío típicamente utilizan un Tubo de Salida Inductiva (IOT). Los transmisores de estado sólido generalmente utilizan el MOSFET de difusión lateral o LDMOSFET. Cada tecnología de transmisión ofrece sus propios beneficios particulares. La tabla 3.14 ofrece una breve comparación de los méritos relativos de cada tecnología.

<b>Parámetro</b>	<b>Tubo IOT</b>	<b>Estado Sólido (LDMOS)</b>
Potencia por gabinete de amplificación de potencia (PA)	21 kW promedio	7.25 kW promedio
Modelos disponibles (potencia promedio)	15, 21, 30, 42, 63, 84 kW	1.8, 3.6, 5.5, 7.25, 10.5, 14, 20.5, 27.5, 34.5 kW
Configuración	Un IOT por gabinete	16 módulos de 500 W por gabinete
Redundancia	Requiere gabinetes adicionales	Requiere poca redundancia
Eficiencia RMS	20 a 25 %	18 a 20 %
Equipo periférico	Sistema RF, intercambiador de calor, módulo de bomba, transformador HV, regulador de voltaje	Sistema de RF, sistema de aire
Enfriamiento	Agua / glicol	Aire forzado
Fuente de energía principal (por gabinete)	1 x 36 kV @ 3 A	8 x 32 V @ 125 A

<sup>16</sup> Los niveles de potencia que se dan para DTV son la promedio.



Tiempo de instalación	2 semanas / gabinete de amplificación de potencia*	1 semana / gabinete de amplificación de potencia*
Mantenimiento requerido	200 horas por año*	20 horas por año*
Nivel de habilidad requerido para Mantenimiento	Ingeniero con 5 años de experiencia*	Ingeniero con 1 año de experiencia*
Precio de compra por watt (aproximadamente)	US\$ 20 - US\$ 25 por watt	US\$ 50 - US\$ 55 por watt
PAR de la emisora	200 a 1000 kW PAR	0 a 500 kW PAR

\*Valores estimados

*Tabla 3.14*  
*Resumen Comparativo de*  
*Transmisores IOT vs. Transmisores de Estado Sólido.*

Generalmente, los costos de amplificación de estado sólido llegan a ser prohibitivos en potencias de salida superiores a 25 kW (promedio). Por lo tanto, el transmisor de estado sólido puede ser una opción viable para estaciones con una PAR baja, dependiendo de la ganancia de antena y la línea de transmisión utilizadas. La Potencia de Salida del Transmisor (PST) requerida puede ser determinada de la Potencia Aparente Radiada (PAR) mediante la fórmula:

$$PST = PAR / (\eta G_{ant}) \quad \text{ec. 3.2}$$

Donde:

PST = potencia de salida del transmisor en watts.

PAR = potencia aparente radiada en watts asignada por la entidad gubernamental reguladora.

$G_{ant}$  = ganancia de la antena en veces (e.g. x15, x20, x25, etc.)

$\eta$  = eficiencia de la línea de transmisión para la longitud especificada ( $0 < \eta < 1$ ) (e.g. 80% = 0.80)

Otros puntos a tener en cuenta en la elección del transmisor DTV, son los que tienen que ver con las instalaciones eléctricas y con el espacio del sitio escogido para la instalación del transmisor.

Uno de los principales obstáculos encontrados con las nuevas instalaciones de transmisores de IOT-DTV es el de obtener capacidad suficiente de energía eléctrica de corriente alterna (CA). En un transmisor de IOT se requiere de una alimentación de voltaje primario de 480 V CA trifásico. En la mayoría de los casos, es necesaria la instalación de un nuevo servicio de 480 V CA para suministrar energía al nuevo transmisor IOT-DTV. Muchos de los sitios de UHF-NTSC existentes no tienen capacidad de reserva de 480 V CA suficiente para instalar un segundo transmisor a plena potencia. La mayoría de los sitios VHF-NTSC no utilizan el voltaje de 480 V CA (208 o 240 V CA es el rango típico más común en transmisores VHF).

El siguiente reto principal es la disponibilidad de espacio para el nuevo transmisor. Muchos de los sitios actuales de transmisión NTSC presentan dificultades de espacio en una de tres áreas: espacio de piso disponible para los gabinetes del transmisor, espacio en el techo de la sala para el sistema de radiofrecuencia (RF) o espacio disponible en el exterior para el sistema de enfriamiento y fuentes de alto voltaje.

Desde el punto de vista de instalación, los transmisores de estado sólido son más fáciles de ubicar debido a que no requieren una gran cantidad de equipo periférico y utilizan línea coaxial de RF en lugar de la guía de onda rectangular (requerida por un transmisor IOT). Por ende, generalmente se adaptan con gran facilidad a la mayoría de los edificios de transmisores NTSC. Existe una gran variedad de opciones de voltaje de entrada (desde 208 a 480 V CA) que permite la conexión a los sistemas de energía existentes con gran facilidad. La mayor dificultad planteada por un transmisor de estado sólido está generalmente relacionada con el sistema de enfriamiento.

### **3.3 PROPUESTA DE ASIGNACIÓN Y DISTRIBUCIÓN DE CANALES DURANTE EL SIMULCAST PARA EL ECUADOR**

De acuerdo a la "Norma Técnica para el Servicio de Televisión Analógica y Plan de Distribución de Canales", las bandas de frecuencia se dividen en 42 canales de 6 MHz de ancho de banda cada uno, de la siguiente manera (tabla 3.15):

<b>Banda</b>	<b>Rango de Frecuencias (MHz)</b>	<b>Canales</b>
I	VHF 54 – 72	del 2 al 4
	VHF 76 – 88	5 y 6
III	VHF 174 – 216	del 7 al 13
IV	UHF 500 – 608	del 19 al 36
	UHF 614 – 644	del 38 al 42
V	UHF 644 – 686	del 43 al 49

*Tabla 3.15*

*Canalización de las bandas para el servicio de  
Televisión Analógica*

Así mismo, en la citada norma, se definen los siguientes grupos de canales (tabla 3.16), con el fin de asignar canales de acuerdo a “Zonas geográficas” de servicio, las mismas que constan en el Anexo 1 de la norma.

<b>Banda</b>	<b>Grupos</b>	<b>Canales</b>
<b>VHF</b>	A1	2 4 5
	A2	3 6
	B1	8 10 12
	B2	7 9 11 13
<b>UHF</b>	G1	19 21 23 25 27 29 31 33 35
	G2	20 22 24 26 28 30 32 34 36
	G3	39 41 43 45 47 49
	G4	38 40 42 44 46 48

*Tabla 3.16*

*Grupos de canales para televisión VHF y UHF*

De acuerdo a estos grupos se puede notar rápidamente que, con el objeto de evitar interferencias NTSC co – canal y de canal adyacente, a una misma zona de servicio no pueden pertenecer dos grupos contiguos, esto es, A1 y A2 o G3 y G4, por ejemplo. De este modo, en una zona geográfica siempre, o en la mayoría de los casos, existirá un canal libre entre estaciones NTSC, salvo pocas excepciones

(específicamente los canales del grupo A1). “Las Zonas Geográficas y Plan de Distribución de Canales” se pueden encontrar en el ANEXO C de esta Tesis.

En consecuencia, se puede ver que se tiene la posibilidad de ubicar una canal DTV entre dos estaciones NTSC sin necesidad de acudir a algún co – canal dentro de una misma zona, con lo que el único margen de protección a tomar en cuenta, dentro de una misma zona geográfica de servicio, sería la relación de protección de canal adyacente NTSC (superior e inferior) a DTV y viceversa (salvo excepcionales casos). En esto también hay que enfatizar que las concesiones para más estaciones (o canales) de televisión deberían quedar suspendidas hasta que concluya el período de transición a DTV.

El canal elegible a ser utilizado para DTV (de la estación NTSC existente) debería ser por lo tanto un canal adyacente al actual, esto con el objeto de abaratar la inversión inicial de la migración a DTV (como se ha mencionado) además que, ubicando al canal DTV junto al canal NTSC, la estación en cuestión debería tomar todas las precauciones posibles para evitar interferirse a sí mismo, consiguiendo que los problemas de interferencia entre estaciones NTSC se minimicen (produciéndose un auto – control).

De acuerdo a este criterio, y tomando en cuenta los márgenes de protección de canal adyacente, se observa (en las tablas del subcapítulo 3.2.2) que la mayor precaución que se debe tomar es la relación de protección cuando se ubica al canal DTV en el canal adyacente superior ( $n + 1$ ) al canal NTSC existente (canal  $n$ ). Esto se observa más claramente en la tabla de relaciones de protección para el sistema ATSC (tabla 3.3) antes que en las correspondientes al sistema DVB – T, dado que las relaciones para este último dependen fuertemente de los parámetros elegidos para la transmisión, sin embargo, en las tablas mostradas se puede observar cierta tendencia a esta determinación.

En conclusión, las estaciones (que puedan) tendrían que acomodar su canal digital en el canal adyacente superior a su canal analógico. Mientras las estaciones que no puedan tomar esta acción, deberían acomodarse en uno de los canales libres y disponibles para DTV, este sería el caso para los canales del

grupo A1. Hay que tener en cuenta, además, que la banda ideal para DTV estaría entre el canal 7 y el canal 49 (como se determinó con anterioridad)

En la tabla 3.17 se muestra un ejemplo de distribución de canales para NTSC y DTV propuestos, según el criterio descrito, para la zona P1 (de acuerdo a la Norma Técnica: Provincia de Pichincha, excepto zona occidental de la Cordillera Occidental: Santo Domingo y los Bancos, P. V. Maldonado) en donde los grupos de canales son el A1, B1 (para VHF) y el G1, G4 (para UHF).

De acuerdo a la distribución dada en la tabla 3.17, el canal con asterisco (z) tendría la opción de ocupar el canal 20, canal que siendo atribuido al estado, según la Norma Técnica, puede ser utilizado para facilitar el proceso de migración a DTV. O la otra opción, es la que estaciones, que en el sistema NTSC ocupan los canales 4 y 5 se les asignaría los canales 47 y 48 respectivamente para DTV, teniendo estas estaciones que preocuparse de la interferencia de canal adyacente DTV a DTV. De todas maneras, esta relación de protección es mucho menor que la requerida para la protección de canal adyacente entre NTSC y DTV (ver tabla 3.3).

Canal	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
<b>NTSC</b>	x		y	z*			a		b		c				d		e		f		g	
<b>DTV</b>								a		b		c		z*		d		e		f		g

Canal	29	30	31	32	33	34	35	36	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48
<b>NTSC</b>	h		i		j		k		l		m		n						
<b>DTV</b>		h		i		j		k		l		m		n		x		y	z*

Tabla 3.17

*Distribución, propuesta, de canales durante el simulcast para la zona P1*

En la tabla 3.18, se puede observar la distribución de canales durante el simulcast, de acuerdo a la distribución sugerida, para la zona G1 de la Norma Técnica, la misma que comprende la provincia del Guayas, subzona 1: excepto la Península de Santa Elena, Gral. Villamil, El Empalme, Palestina, Balao, se incluye

La Troncal, Suscal y zona occidental de la Cordillera Occidental de las provincias de Cañar y Azuay.

<b>Canal</b>	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28
<b>NTSC</b>	x		y	z*			a		b		c			d		e		f		g		h
<b>DTV</b>								a		b		c	z*		d		e		f		g	

<b>Canal</b>	29	30	31	32	33	34	35	36	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48
<b>NTSC</b>		i		j		k		l	m		n		o		p		q		r
<b>DTV</b>	h		i		j		k		l	m		n		o		x		y	z*

*Tabla 3.18*

*Distribución, propuesta, de canales durante el simulcast para la zona G1*

En la tabla 3.18 el canal con (\*) tiene la opción de estar en el canal 19 o en uno de los canales UHF superiores libres.

Aparte de la distribución y asignación de canales que se haga, hay que tomar en cuenta que de acuerdo a la Norma Técnica, existen disposiciones transitorias, que primero deben cumplirse, dichas disposiciones establecen que las estaciones que se encuentren operando en frecuencias VHF y / o UHF que no correspondan a los grupos de asignación que se indican en la Norma, y / o utilicen canales de televisión como enlaces (traslación de frecuencias), tendrán ciertos plazos de tiempo para realizar el cambio de frecuencia en el primer caso y / o para operar con enlaces en las frecuencias asignadas por la Superintendencia de Telecomunicaciones, los mismos que van de cuatro a ocho años.

En este sentido, lo ideal sería acortar los plazos, pues el nuevo servicio de televisión digital llegará de un momento a otro y en dichas disposiciones transitorias recién en ocho años se estaría completando el reordenamiento analógico, claro está que ésto también dependerá de la rapidez con que se mueva el mercado de la radiodifusión digital.

En cuanto a lo que tiene que ver con los enlaces de microondas fijos y móviles para televisión, es necesario establecer espacios de espectro exclusivamente para televisión, es decir, re – ubicando a otros servicios que se encuentran operando junto con el servicio de televisión y que no deberían estarlo. Este tema

no ha sido tomado con mucho interés por parte de las comisiones de la industria mundiales encargados del estudio DTV. Durante el período de migración, la FCC ha indicado que no habrá nuevos espectros auxiliares para STL (Studio to Transmitter Link: Enlace Estudio – Transmisor) o comunicaciones punto a punto. Mientras unas pocas estaciones podrían añadir un segundo canal para un STL digital, muchos tendrían dificultades para ubicar un segundo canal STL. En este caso se puede tener la alternativa de comprimir la fuente NTSC y combinar las señales NTSC y DTV dentro de un mismo canal de microonda STL. En este caso se necesitaría un par encoder / decoder NTSC / SDTV y un par multiplexer / demultiplexer para mezclar los flujos de bits (bitstreams) NTSC(SDTV) y DTV. (Figura 3.6)

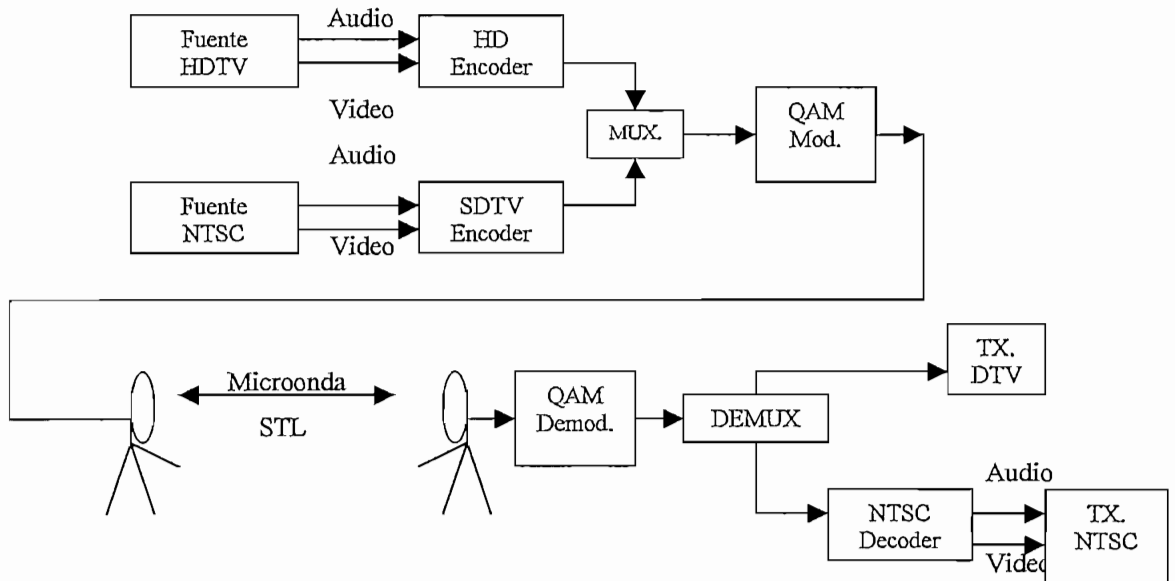


Figura 3.6

*Configuración de un enlace Estudio – Transmisor (STL) utilizando un solo canal de microonda por medio de un par encoder NTSC y un par Mux.*

Este tipo de multiplexación digital es ampliamente usada en la actualidad por la industria de las telecomunicaciones. Otra opción sería arrendar o construir enlaces de fibra óptica para proveer la función STL necesaria. Estos mismos criterios son aplicables para los enlaces ICR (Intercity Relay: Retransmisor Inter. Ciudades).

### **3.4 PLAN DE IMPLEMENTACIÓN DEL SIMULCAST Y SUS COSTOS ESTIMADOS**

En la actualidad muchos países (industrializados) aún continúan realizando pruebas con las dos normas de televisión digital (aunque en la actualidad existen variaciones del DVB, como la norma japonesa ISDB – T (Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting: Radiodifusión Digital de Servicios Integrados Terrestres) y no deciden que sistema escoger. La decisión de elegir uno u otro sistema depende, entre otros factores, del servicio que se quiera proporcionar a su país o región. Así, DVB da un enfoque de movilidad y convergencia multimedia, cuyas plataformas abiertas han creado estándares compatibles para televisión terrenal, de cable y por satélite, y actualmente es el más extendido y comercializado del mundo. Mientras que la norma ATSC está enfocado a la televisión de alta definición y recepción fija, y actualmente ha generado polémica y objeciones, tanto domésticas (E.E.U.U.) como internacionales.

A pesar de los problemas que ha tenido la norma ATSC en su etapa de introducción, es muy probable que los países que tenemos la norma analógica NTSC (la mayoría de América Latina) vamos a ir hacia ATSC, no solo porque las características, para las cuales está hecha la norma, facilitan la migración de NTSC a ATSC (canalización de 6 MHz, entre otros) con lo que se abaratarían los costos de introducción, sino también porque la elección de la norma DTV envuelve a la política y a la economía, además de la tecnología.

El establecer los plazos para la implementación del simulcast requiere primero elegir un sistema de televisión digital. Se sugiere, por lo tanto, esperar a que la televisión digital tome mayor fuerza en América y el mundo para empezar la migración hacia DTV. Una vez llegado el momento el establecer los plazos para el simulcast depende del mercado interno como del externo. En este sentido, tomando ejemplos de otros países, en los Estados Unidos de Norteamérica se ha estipulado como plazo para dejar de emitir señales análogas hasta el 2006 ( y aún continúa revisándose este plazo), en países como Dinamarca se ha establecido como plazo hasta el 2008, y el resto de Europa hasta cerca del 2010. Hay que considerar que en éstos países ya existen transmisiones de DTV, así en el Reino



Unido hay transmisiones de DVB – T desde 1998; en España y Alemania desde 1999; y en Noruega, Finlandia y Holanda, desde el 2000. Con base en estudios se estima que la penetración de DTV para el 2003 en el Reino Unido será del 52%, Dinamarca, 41%; Alemania, 40%; Suecia, 35%; Noruega, 33%; España, 30%; Francia 29%; Finlandia, 28%; Holanda, 26%; Italia, 13%.

Observando éstos datos, se puede concluir que en nuestro País el lapso de migración a DTV es muy probable que sea parecido a los mencionados. Tomando en cuenta que aún no elegimos una norma técnica de DTV, que el poder adquisitivo de los ecuatorianos está concentrado en pocas zonas del país (y en pocas manos), y que la inversión requerida para la migración es alta y requiere tiempo completarla. De tal manera que, a los plazos establecidos por los países industrializados habría que darle un pequeño período más, pues dado el mundo globalizado en que nos encontramos, a pesar de los problemas económicos que nos aquejan, tarde a temprano tendremos que acoger la nueva tecnología. Por lo que el tiempo en que dure el simulcast se podría estipular en un plazo de 10 a 15 años a partir del momento que se elija la norma DTV o hasta que una gran mayoría de la población (principalmente en las zonas de mayor concentración humana y de recursos) pueda acceder al servicio DTV.

La implementación de un servicio DTV, variará dependiendo de la estación, esto es, el aspecto económico, planes técnicos y de negocios, etc. Se pueden considerar dos escenarios: Un mínimo y un Transicional.

En un escenario mínimo se pueden considerar facilidades mínimas para activar la licencia de operación DTV a bajo costo, añadiendo capacidades más elaboradas posteriormente. El paso de la señal a través de la estación sería usando solo una fuente de señal de programación DTV (HDTV) únicamente con capacidades básicas de inserción local (figura 3.7).

Todas las operaciones deberían ser o estar comprimidas. Si los formatos de las señales son diferentes al ATSC o DVB, tal como 4:2:2, las estaciones locales deberían estar en la capacidad de descomprimir la fuente de señal y después

comprimirla otra vez para la transmisión terrestre. En este modelo también se muestra una conversión de señales de HDTV a NTSC (downconversion). Sea que la alimentación de señal venga de una conversión de señales HDTV a NTSC o una alimentación NTSC directamente, la transmisión simultánea de DTV y NTSC es un requisito esencial para satisfacer el simulcasting.

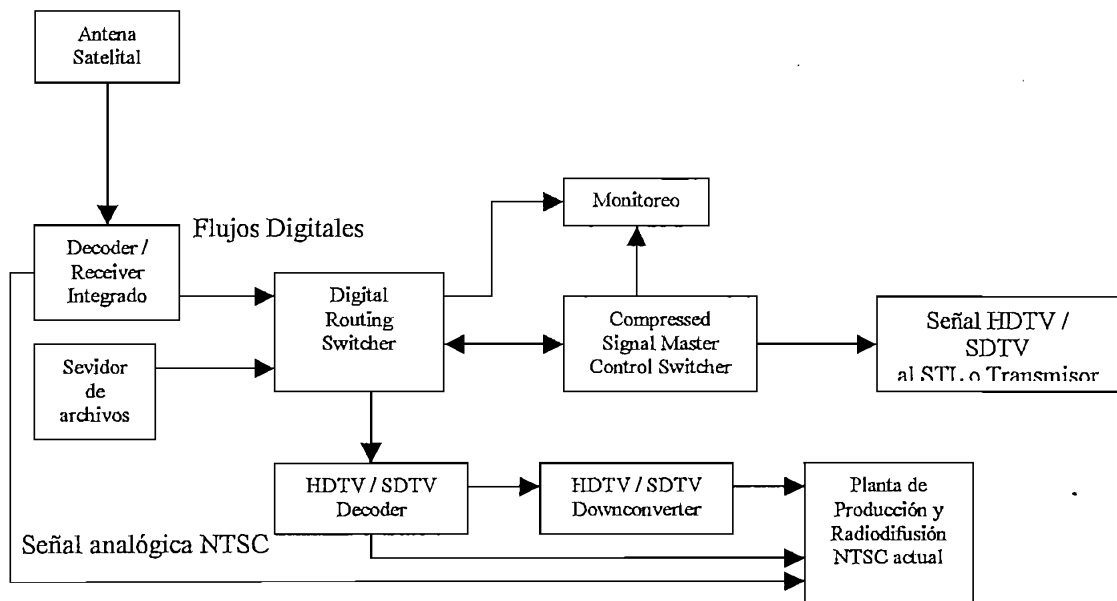


Figura 3.7

*Escenario Mínimo de una estación NTSC / DTV*

El costo de proveer una conversión HDTV a NTSC en cada estación, podría balacearse con el costo de necesitar ancho de banda satelital para una alimentación NTSC y HDTV paralela. En lo posterior únicamente se utilizaría las facilidades DTV.

Un modelo transicional incluye playback HDTV, almacenamiento, conversión de formato y capacidades limitadas de producción. Las señales comprimidas son utilizadas para la distribución Inter. – Estudios. Sofisticados conmutadores (switchers) y sistemas de control proveen de funciones tal como conmutación de bitstream en tiempo real e inserción, y un encoder HDTV / SDTV puede soportar la programación local (figura 3.8).



basar en 10 kW de ERP para una cobertura de 40 millas (64.37 km). El de potencia media podría basarse en una potencia de 320 kW, la misma que esta 12 dB más abajo que el ERP de 5 MW máximo de NTSC UHF, por ejemplo.

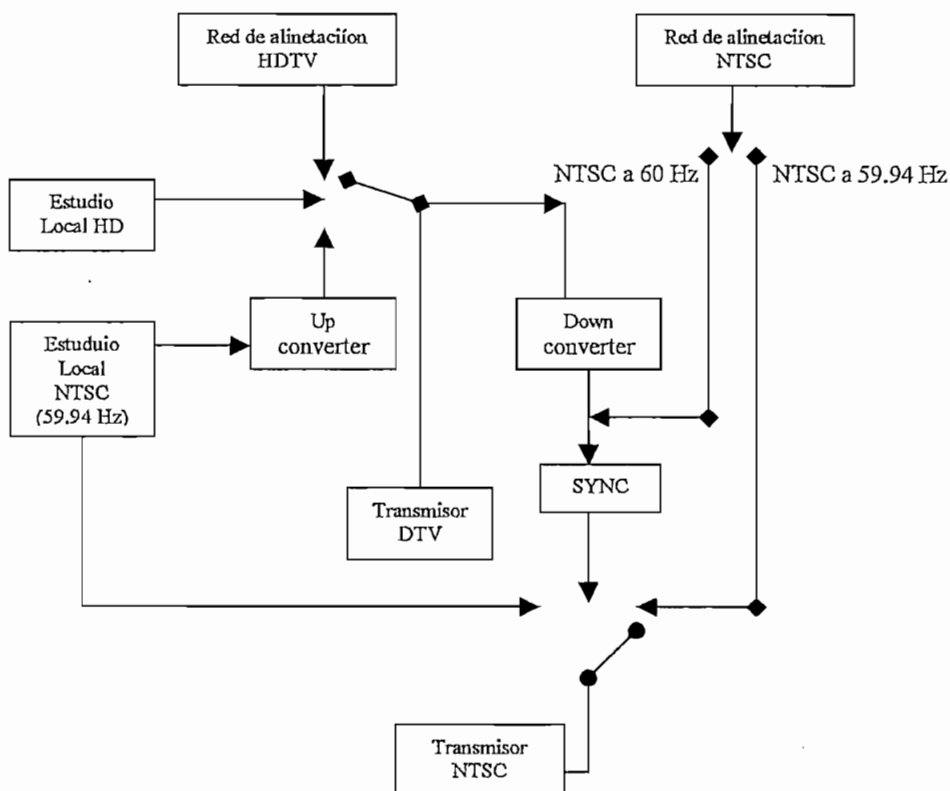


Figura 3.9

*Configuración del sistema de transmisión durante el simulcasting*

Para estaciones que tienen su estación NTSC actual en VHF y se les ha asignado un canal UHF para DTV, para hacer una réplica de cobertura NTSC, la planta DTV tendría que operar en niveles altos de potencia. El modelo de alta potencia se podría escoger para estaciones en esta situación. Estos ejemplos de modelos se pueden observar en las tablas 3.19 y 3.20.

Categoría	CH. VHF - L	CH. VHF - H
ERP	6.3 kW	20 kW
Pérdidas en la línea	1 dB	1 dB
Ganancia de la antena	4 - 5	7 - 8
Transmisor (potencia media)	2 kW	4 kW

Transmisor (potencia pico)	9 kW	18 kW
Tipo de transmisor	Estado sólido	Estado sólido
Línea de transmisión	3 in	3 1/8 in
Tipo de línea de transmisor	Flex	Rígido
HAAT	1000 ft	1000 ft
Cobertura	65 mi (104.6 km)	58 mi (93.3 km)

Tabla 3.19

*Suposición de un modelo VHF*

Categoría	Baja Potencia	Mediana Potencia	Alta Potencia
ERP	10 kW	320 kW	2500 kW
Pérdidas en la línea	3 dB	3 dB	1 dB
Ganancia de la antena	20	30	30
Transmisor (potencia media)	1 kW	21 kW	104 kW
Transmisor (potencia pico)	4.5 kW	95 kW	468 kW
Tipo de transmisor	Estado sólido	IOT	IOT
Línea de transmisión	3 in	6 1/8 in	13 – 17 in
Tipo de línea de transmisor	Flex	Rígido	Guía de onda
HAAT	1000 ft	1000 ft	1000 ft
Cobertura	40 mi (64.4 km)	50 mi (80.5 km)	60 mi (96.6 km)

Tabla 3.20

*Suposición de un modelo UHF*

Basados en estos análisis y los modelos anteriores de radiodifusión simultánea (modelo mínimo y modelo transicional), se pueden sacar costos estimados, los mismos que se muestran en las tablas 3.21 y 3.22<sup>17</sup>. Para equipos que actualmente no se encuentran habilitados, la estimación se basa en equipos NTSC de última tecnología.

Categoría	Modelo Mínimo		Modelo Transicional	
	Baja Potencia	Alta Potencia	Baja Potencia	Alta Potencia
Equipos de transmisión	\$ 183.000	\$ 260.000	\$ 183.000	\$ 260.000

<sup>17</sup> Estas tablas, de modelos y costos, fueron tomadas de la revista SMPTE Journal, Volumen 106, Número 4, Abril 1997

Equipos de Radiodifusión	\$ 265.000	\$ 265.000	\$ 759.000	\$ 759.000
Sistema Digital STL	\$ 173.000	\$ 173.000	\$ 173.000	\$ 173.000
Monitoreo / Pruebas	\$ 60.000	\$ 60.000	\$ 60.000	\$ 60.000
<b>Total</b>	<b>\$ 681.000</b>	<b>\$ 758.000</b>	<b>\$ 1.175.000</b>	<b>\$ 1.252.000</b>

*Tabla 3.21*

*Costos de una planta de transmisión VHF (con multiplexación STL)*

<b>Modelo Mínimo</b>			
<b>Categoría</b>	<b>Baja Potencia</b>	<b>Med. Potencia</b>	<b>Alta Potencia</b>
Equipos de transmisión	\$ 390.000	\$ 1.005.000	\$ 1.490.000
Equipos de Radiodifusión	\$ 265.000	\$ 265.000	\$ 759.000
Sistema Digital STL	\$ 173.000	\$ 173.000	\$ 173.000
Monitoreo / Pruebas	\$ 60.000	\$ 60.000	\$ 60.000
<b>Total</b>	<b>\$ 888.000</b>	<b>\$ 1.503.000</b>	<b>\$ 1.998.000</b>
<b>Modelo Transicional</b>			
Equipos de transmisión	\$ 390.000	\$ 1.005.000	\$ 1.490.000
Equipos de Radiodifusión	\$ 759.000	\$ 759.000	\$ 759.000
Sistema Digital STL	\$ 173.000	\$ 173.000	\$ 173.000
Monitoreo / Pruebas	\$ 60.000	\$ 60.000	\$ 60.000
<b>Total</b>	<b>\$ 1.382.000</b>	<b>\$ 1.997.000</b>	<b>\$ 2.482.000</b>

*Tabla 3.22*

*Costos de una planta de transmisión UHF (con multiplexación STL)*

Con estos costos se podrán realizar estimativos de la inversión que hay que realizar para migrar a DTV. Hay que considerar que la inversión que se haga tenga su recompensa, esto es, que la implementación del nuevo servicio goce de la aceptación de los consumidores, tal que el canal que decida el camino DTV pueda recuperar su inversión y aumentar sus ingresos

# CAPÍTULO 4

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### 4.1 CONCLUSIONES

En términos generales se puede decir que los Sistemas de Televisión Digital propuestos (ATSC, DVB – T e ISDB – T) tienen sus ventajas y desventajas.

Así desde el punto de vista del servicio que ofrecen. ATSC está diseñado, principalmente, para recepción fija de una señal de alta definición (HDTV) con sonido multicanal sobre un canal de 6 MHz de ancho de banda, a más de servicios auxiliares. Los sistemas COFDM, en cambio, están orientados a la recepción móvil, al servicio multimedia, y al diseño de redes de frecuencia única (redes iso frecuenciales). En principio, si lo que se quiere es ofrecer una recepción móvil, se tendría que escoger a un sistema COFDM, pero se pierde la capacidad de ofrecer HDTV (o es muy difícil ofrecerlo en un canal de 6 MHz, aunque los fabricantes de encoders HDTV dicen que pueden producir HDTV con tasas tan bajas como 14 Mbps), además que la recepción móvil entraría en competición directa con otros servicios móviles, lo que haría imperiosa la necesidad de establecer políticas de regulación por parte de los organismos de control. En cambio si lo que se quiere es diseñar redes iso frecuenciales (que cubran un país entero o una región entera) con todos los beneficios que traería (recepción más robusta dentro del área de cobertura, ampliación del área de cobertura, optimización del espectro radioeléctrico, entre otros), necesitaría la ubicación de torres en los sitios deseados con los consiguientes costos asociados (espacio físico, equipos, leyes, construcción, operación, estudios ambientales, etc.) lo cual podría no ser práctico o económicamente viable. En conclusión, dependiendo del tipo de servicio que se quiera ofrecer, y de los recursos que se tenga, un sistema es más o menos conveniente que otro.

Dado que los sistemas DVB – T e ISDB – T utilizan el mismo esquema de modulación (COFDM) éstos; según pruebas realizadas en Brasil, tienen las

mismas ventajas y desventajas frente a ATSC. Esto hace pensar que la decisión de escoger entre el sistema DVB – T e ISDB – T cae dentro de los aspectos políticos y económicos.

El sistema ATSC, en comparación con los sistemas COFDM operando en un canal de 6 MHz bajo iguales condiciones, es muy robusto frente a ruido impulsivo y de fase. Esto porque utiliza un código corrector de errores de Reed Solomon más potente RS(207, 187, t = 10) y un intercalador convolucional de 52 bloques, mientras que DVB – T e ISDB – T utilizan un código RS(204, 188, t = 8) con un intercalador convolucional menos eficaz. Consiguiendo una mejor relación portadora – ruido (C/N), provocando, de esta manera, que la potencia de los sistemas COFDM, para alcanzar la misma área de cobertura y el mismo nivel de interferencia de canal adyacente indeseado, sea mayor que la requerida por el sistema ATSC. De acuerdo a pruebas realizadas por HARRIS Corporation, DVB – T, requeriría de 6 dB a 8 dB, (4x a 6.3x veces), más potencia que el sistema ATSC para cubrir una misma área de cobertura. Este es un punto importante a tomar en cuenta ya que el incrementar la potencia de los transmisores eleva los costos de implementación y operación. Así, por ejemplo, de acuerdo a la tabla 3.14 el costo de un transmisor de estado sólido, que sería el adecuado para el país dado que las potencias requeridas no son altas, está entre \$ 50 y \$ 55 por watt, esto quiere decir que un transmisor de 5.5 kW costaría, aproximadamente, \$ 275.000, aumentado esto en cuatro veces da una cantidad considerable. A esto hay que sumarle la energía eléctrica requerida para que opere el transmisor. Dado que la potencia eléctrica necesaria también aumenta, no solo porque hay que alimentar a dos transmisores durante el simulcast (uno analógico y otro digital), sino también porque un transmisor DTV requiere mas potencia eléctrica; se incrementarían los costos mensuales de operación.

La elección del transmisor adecuado para DTV (de estado sólido o tubo IOT) se relaciona con la potencia requerida. En nuestro país la Potencia Radiada Aparente (PRA) es de relativamente bajos niveles, esto porque nuestra orografía no justifica potencias muy elevadas. Haciendo que el área de cobertura de las zonas geográficas se extienda a unas pocas decenas de kilómetros a la redonda.



Así un transmisor de estado sólido sería suficiente dado que se los encuentra con PRA menores que 100 kW (tabla 3.14), que para nuestros requerimientos bastaría. Hay que notar que siempre que se habla de potencia DTV se refiere a la potencia media. Y como se indica en la tabla 2.10 la relación de potencia pico a media para ATSC es de 7 dB, mientras que para DVB – T esta es de 9.5 dB. Además, desde el punto de vista de instalación, los transmisores de estado sólido son más fáciles de ubicar debido a que no requieren una gran cantidad de equipo periférico y utilizan línea coaxial de RF en lugar de guía de onda rectangular (utilizado por transmisores IOT). Por ende, generalmente se adaptan con gran facilidad a la mayoría de los edificios de transmisores NTSC existentes. Existe una gran variedad de opciones de voltaje de entrada (desde 208 a 480 V CA) que permite la conexión a los sistemas de energía existentes con gran facilidad.

La mayor fortaleza que tienen los sistemas COFDM, frente a ATSC, es precisamente la parte de innovación tecnológica. DVB – T e ISDB – T gracias al esquema de modulación utilizado (COFDM) y a la adición de un intervalo de guarda, tienen gran inmunidad frente a multitrayecto, lo que los hace ideal para recepción móvil y fija, esto es, sin necesidad de colocar antenas exteriores o interiores extras a las existentes. Aunque, en teoría, en ATSC tampoco hace falta la utilización de antenas extras a las actuales, según pruebas realizadas, la recepción es pobre a menos que se utilicen antenas exteriores. Así mismo, la posibilidad de diseñar redes de frecuencia única es un punto de gran fortaleza a favor de DVB – T e ISDB – T. En una red de frecuencia única todos los transmisores están sincronizados en términos de bit, frecuencia y tiempo, es decir todos emiten lo mismo a la vez y en la misma frecuencia. Las ventajas en términos de eficiencia espectral son impresionantes. En donde antes se emitía un único programa analógico utilizando para ello 9 frecuencias, por ejemplo, ahora se podrían emitir 9 tramas, una por canal, conteniendo cada trama un número determinado de programas según el modo DVB-T o ISDB – T seleccionado. A título de ejemplo si se codifican 4 programas de televisión por trama resultaría en ¡36 programas utilizando el mismo espectro!. No obstante hay que pagar un precio por ello. En el área en cuestión no se permite la inserción de nuevos contenidos y se crean unos requisitos de sincronización muy estrictos. El DVB ha

definido para ello una especificación [TR 101 191] de sincronización de tramas de transporte, conocida como especificación MIP (Megafame Identification Packet) que introduce en la trama de transporte unos paquetes especiales que permiten a los moduladores de la red de difusión calcular el retardo introducido por la red de transporte y distribución y así sincronizarse

Ahora bien, desde el punto de vista de costos, como se mencionó, esta nueva tecnología trae consigo inversiones considerables para a los radiodifusores. Los sistemas DVB – T e ISDB – T, aparentemente son los que mayores costos traería a los radiodifusores del país, pero que a la larga podría ser muy ventajoso, pues se tiene la posibilidad de implementar nuevos servicio gracias a la plataforma multimedia a la que se orienta la norma. ATSC traería consigo menores costos de implementación para los radiodifusores, dado que el sistema esta pensado para operar en un canal de 6 MHz y para trabajar con altos niveles de interferencia de Televisión Analógica, facilitando la migración a DTV. Además algunos países Latinoamericanos (con acuerdos comerciales con Estados Unidos) se podrían beneficiar al ser probablemente proveedores, maquiladores de televisores para América del Sur. A la larga, lo que realmente haría abaratar los costos de migración a DTV sería la elección de una norma común para toda una región, estos es, para la Comunidad Andina, el Merco Sur, o incluso para Sudamérica, o más aún, para las Américas.

Los costos de migración para los consumidores, en teoría, no representarían una gran inversión (relativamente). Pues, dado que el sistema DTV, sea cual fuere, trabaja en las bandas convencionales de televisión no se requiere antenas diferentes a las actuales, por otro lado, el consumidor tiene la opción de adquirir un nuevo televisor DTV (que inicialmente serían costosos, de \$ 1.500 a \$ 2.800; Panasonic HDTV) o un Set Top Box, como el usado por el sistema por cable o satelital. Así, se estima que el precio de un set top box, para DVB – T, será una fracción (aproximadamente 1/10 parte) del necesitado para el servicio satelital. Mientras que para el sistema ATSC el costo de un set top box sería menor a \$ 100.

La forma más económica de migrar hacia DTV es utilizar la infraestructura existente para NTSC; esto es, utilizando la misma ubicación de los transmisores, la misma torre para las antenas, la misma fuente de energía eléctrica, las mismas instalaciones para el transmisor. Claro está, hasta donde se pueda y permita, pero siempre tratando de utilizar los recursos existentes, haciendo más fácil la migración a DTV.

Otro punto que facilitaría el proceso de migración, es la cooperación entre estaciones transmisoras de televisión, esto es, al unir esfuerzos y recursos, a más de abaratar costos, el proceso de migración se haría de una forma más ordenada y rápida, Así por ejemplo, la ubicación de nuevas torres para DTV se reducirían, al igual que la construcción de instalaciones para ubicar los transmisores, entre otros.

En la actualidad, el sistema DVB – T, ha sido mayoritariamente aceptado, más aún si se sabe que el sistema de televisión satelital digital actual utiliza la norma DVB – S, que es la norma DVB para televisión satelital, esto lleva a la conclusión que la implementación del sistema terrestre DVB – T facilita los procesos de intercambio de programas a nivel mundial. Esto porque, los encoders / decoders digitales, así como los moduladores, para televisión satelital (sistema DVB – S), están siendo utilizados por muchos países a nivel mundial (incluido Latinoamérica)

En la actualidad, los problemas de cómo implementar el servicio DTV terrestre, están pasando a segundo plano, ya que el advenimiento de tecnología nueva facilita notablemente el proceso de migración, así por ejemplo, en la actualidad existen transmisores DTV que operan en el canal  $N + 1$  sin problemas, antenas más eficientes, también el uso de multiplexores, diplexers, filtros, combinadores, etc. hacen que los problemas se reduzcan al elegir el fabricante para la compra del equipo requerido. El principal problema, en la actualidad, es la falta de acogida al nuevo servicio a nivel mundial, lo que ha impedido que la televisión digital terrestre entre con fuerza. Este fenómeno social es, hasta cierto punto, el esperado, ya que en la mayoría de países Europeos la atención de los consumidores esta volcado a otros servicios de televisión, como el cable o

satélite, los mismos que ocupan los primeros lugares de preferencia de los televidentes. De ahí, que para los Europeos y Japoneses, la mayor atracción que presentaría la televisión es la interactividad y el servicio multimedia que ofrecen los sistemas terrestres DVB e ISDB. En cambio para los Norteamericanos, el ofrecer Televisión de Alta Definición es su objetivo primordial, pero el interés por parte de los usuarios no ha sido el esperado. En conclusión al sistema ATSC, le hace falta un mayor atractivo para los consumidores.

Al proponer los canales del 7 al 49 como ideales para DTV, se estaría liberando al espectro de un ancho de banda de 36 MHz, sin decir que se reducen la cantidad de estaciones DTV, ya que los canales que antes eran inútiles para NTSC en DTV son totalmente útiles, aumentando por lo tanto, la cantidad de estaciones DTV en una zona geográfica. Este ancho de banda liberado podría ser utilizado para nuevos servicios de telecomunicaciones, o para servicios de seguridad ciudadana, como propone la FCC, esto es, para policía, bomberos, Cruz Roja, defensa civil, etc.

La decisión de emitir señales de televisión analógica y digital simultáneamente, durante el período de migración a DTV, es una medida bastante drástica, tanto para el radiodifusor como para el televidente, pero la más adecuada. Drástica porque los receptores actuales dejarían de ser funcionales al no ser capaces de decodificar señales digitales, y la adquisición de un nuevo receptor digital sería prohibitivo para la mayoría de personas, al menos durante su etapa de lanzamiento, por su elevado costo. La solución momentánea sería la adquisición de un set top box, pero el televidente dejaría de apreciar la calidad de video y audio multicanal ofrecida, hasta que pueda adquirir un receptor digital. Para los radiodifusores, en cambio, el simulcasting implica inversiones cuantiosas al tener que cambiar gran parte de su actual infraestructura y capacitar a su personal en la operación, mantenimiento y reparación de los nuevos equipos. Pero desde el punto de vista técnico, el simulcasting resulta ser la mejor opción para la migración a DTV, esto porque permite, tanto a radiodifusores como a televidentes, actualizar sus equipos de manera paulatina haciendo que los costos de la migración vaya dividido en etapas, según las condiciones del mercado. Además

que el simulcast hace posible un sistema totalmente digital, una vez terminada la migración.

Los beneficios de tener un sistema totalmente digital, una vez concluido el simulcasting, son enormes, tanto para el radiodifusor como para el televidente. Un sistema totalmente digital ofrece un sin número de aplicaciones que en el mundo analógico no es posible, así por ejemplo, televisión bajo pedido, acceso condicional, educación a distancia, Internet, juegos, programas multilinguaje, televisión interactiva, transacciones bancarias, compras por televisión, etc. Esto es, la integración total de audio, video, voz, texto y datos en un solo equipo. Ampliando, de esta manera, las posibilidades de negocios en televisión, lo que favorece al radiodifusor y facilitando la convergencia de los medios de telecomunicaciones, favoreciendo al consumidor.

## **4.2 RECOMENDACIONES**

Se recomienda esperar que el Sistema de Televisión Digital Terrestre se afiance a nivel mundial y ver las perspectivas a futuro del servicio DTV, mientras tanto, es necesario que, hasta que llegue el momento de optar por tal o cual sistema DTV, se continúe con un proceso rápido de reorganización del espectro radioeléctrico, con el objeto de evitar interferencias con otros servicios. Así mismo, es importante no extender nuevas licencias de operación para televisión, hasta que se termine el simulcast. De esta manera, se facilitaría el proceso de migración a DTV.

Como se mencionó, los canales ideales para DTV irían entre el 7 y el 49, por lo tanto se recomienda, un cambio de identificación de los canales de televisión, esto es, los canales deberían ser nombrados de distinta manera, por ejemplo con letras (A, B, C,...) o con números que vayan desde un nuevo canal 2, que vendría ser el canal 7 actual, hasta el nuevo canal 42, que sería el 49 actual.

Asimismo, se recomienda realizar una nueva distribución de frecuencias que tenga en cuenta los enlaces digitales para televisión, más aún durante el

simulcast. Esto ayudará, tanto a los radiodifusores como televidentes, a una migración más llevadera. Una alternativa en caso de no conseguir enlaces (digitales) adicionales, para televisión, sería la utilización de los actuales enlaces, pero adquiriendo encoders (decoders) y multiplexers (demultiplexers) para codificar la señal NTSC en digital (SDTV) y multiplexarla con la señal DTV para posteriormente transmitir las dentro de un mismo enlace por medio de una microonda digital; claro está que la microonda digital trabaje en la misma banda de frecuencia (analógica) actual.

A nuestro país lo único que le queda es esperar lo que decidan los grandes mercados latinoamericanos, como Brasil y Argentina (cuya decisión de optar por el sistema ATSC está siendo revisada). Y si no queremos dejar que decidan por nosotros se recomienda un pronunciamiento por parte de las autoridades que sea fruto de una discusión a nivel técnico de los interesados, radiodifusores y consumidores. Esto es, revisando los pro y contras de ambos sistemas, realizando estudios de mercado, realizando pruebas de ambos sistemas, etc. Este trabajo pretende encaminar de alguna forma esta discusión sirviendo de guía, dados las nociones generales que se dan sobre el funcionamiento de ambos sistemas.

## BIBLIOGRAFÍA

- Tratamiento Digital de Señales; Principios, algoritmos y aplicaciones. Jhon G. Proakis; Dimitris G. Manolakis. Tercera Edición. Prentice Hall.1997. España
- Televisión Digital. Willy De Boeck. Instituto de Radio y Televisión (rtve). Madrid. 1990
- Telecomunicación Digital (Tomo 1) Información básica. Siemens Aktiengesellschaft. Marcombo S.A. Barcelona. 1988
- Tratamiento Digital de Imágenes. Rafael C. Gonzales; Richard E.Woods Addison-Wesley. 1996 Buenos Aires – Argentina
- Sistemas de Comunicación. B. P. Lathi. Primera Edición. McGraw - Hill. Mexico. 1986.
- DTV: The Revolution in Digital Video, Second Edition. Jerry C. Whitaker. McGraw-Hill. 1999
- A Guide to MPEG Fundamentals and Protocol Analysis (Including DVB and ATSC). Tektronix, Inc. Copyright © 1997. World Wide Web: <http://www.tek.com>
- Pocket Guide to MPEG-2 Fundamentals and Testing. Publishers: Wavetek Wandel Goltermann. Digital Broadcast Test Tools. Digital Broadcast Monitoring Systems. California, USA. <http://mpeg.wwgsolutions.com>
- Antenna Options - .Survey of Antenna Characteristics and Types by Bill Kerkhoff. Harris Antenna Engineering. DTVEX15-97.doc. 2/25/99. <http://www.harris.com>
- Estudio y Análisis del sistema de Televisión de Alta Definición (HDTV). Fanny Alicia Pozo Meneses. Tesis. Escuela Politécnica Nacional. Quito 1996

- Estudio del Servicio de Radiodifusión de Televisión Terrenal Digital y su Factibilidad de Implementación en el Ecuador. Marco Antonio Simba. Tesis. Escuela Politécnica Nacional. Quito 1999.
- Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. ETSI EN 300 744 V1.2.1. European Broadcasting Union (EBU). Julio, 1999. <http://www.etsi.org>
- ATSC Digital Television Standard. Advanced Television Systems Committee. James C. McKinney, Chairman. Dr. Robert Hopkins, Executive Director. Doc. A/53. Septiembre, 1995. <http://www.atsc.org>
- Digital Audio Compression Standard (AC-3). Advanced Television Systems Committee. James C. McKinney, Chairman. Dr. Robert Hopkins, Executive Director. Doc. A/52. December, 1995. <http://www.atsc.org>
- Recomendación UIT-R BT.601-5. Parámetros de Codificación de Televisión Digital para Estudios con Formatos de Imagen Normal 4:3 y de Pantalla Ancha 16:9. 1995.
- Recomendación UIT-R BT.709-2. Valores de los Parámetros de la Norma de TVAD para la Producción y el Intercambio Internacional de Programas. 1995
- Recomendación UIT-R BT.1125. Objetivos Básicos para la Planificación y Realización de Sistemas de Radiodifusión Terrenal de Televisión Digital. 1994.
- Recomendación UIT-R BT.1123. Métodos de Planificación de la Televisión Terrenal de 625 Líneas en las Bandas de Ondas Métricas (VHF) Y Decimétricas (UHF).
- Recomendación UIT-R BT.1208. Codificación de Vídeo para la Radiodifusión de Televisión Terrenal Digital.



- Recomendación UIT-R BT.1209. Métodos Múltiplex de Servicio para la Radiodifusión de Televisión Terrenal Digital.
- TR 101 190 V1.1.1 (1997-12). Technical Report. Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation Guidelines for DVB Terrestrial Services; Transmission Aspects. <http://www.etsi.org>
- Sixth Further Notice Of Proposed Rule Making. FCC 96-317. FCC (Federal Communications Commission). Washington, D.C. USA. <http://www.fcc.gov>
- OET BULLETIN No. 69. Longley-Rice Methodology For Evaluating TV Coverage and Interference. FCC (Federal Communications Commission). USA. July 2, 1997. <http://www.fcc.gov>
- International Telecommunication Union Radiocommunication. Study Groups. Document 11-3/3-E15 January 1996. Task Group 11/3. A Guide To Digital Terrestrial Television Broadcasting In The VHF/UHF Bands. <http://www.itu.int>
- DTV Report on COFDM and 8-VSB Performance. Prepared by: Bruce Franca, Alan Stillwell, Robert Bromery, Robert Eckert, Michael Davis. Office of Engineering and Technology FCC (OET Report. FCC/OET 99-2). September 30, 1999. <http://www.etsi.org> ([www.dvb.org](http://www.dvb.org))
- Performance Comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM Transmission Systems for Digital Television Terrestrial Broadcasting. (Invited paper) Dr. Yiyang Wu. Communications Research Centre Canada. <http://www.atsc.org>
- New Equalization Approach for OFDM over Dispersive and Rapidly Time Varying Channel. Jean-Paul M.G. Linnartz and Alexei Gorokhov. Philips Research. Eindhoven, The Netherlands.. <http://www.eecs.berkeley.edu/~linnartz>; <http://wireless.per.nl>

- Design and Performance Analysis of a Convolutionally Coded Overlapping Multicarrier DS/CDMA System. Yun Hee Kim, Student Member, IEEE; Ickho Song, Senior Member, IEEE; Hong Gil Kim, Student Member, IEEE; and Jooshik Lee, Student Member, IEEE. IEEE Transactions On Vehicular Technology, VOL. 49, NO. 5, September 2000.
- DVB-T Hierarchical Modulation: An Opportunity For New Services?. Gerard FARIA. Director of Research HARRIS ITIS, France. 1999 (gfaria@harris.com). <http://www.harris.com>
- What Exactly is 8-VSB Anyway? by David Sparano. <http://www.broadcast.harris.com/customer-service/8-vsbs.html>
- Televisión Digital Terrenal. Por: Juan Félix Beteta Cejudo, David Fernández Bermejo, Jaime Lluch Ladrón de Guevara y Óscar Macías Álvarez. <http://www.asenmac.com/marco.htm>
- Outline of the Specification for ISDB-T. <http://www.strl.nhk.or.jp/open99/de-2/index.html>
- ISDB-T. Digital Terrestrial Television Broadcasting System. <http://www.dibeg.org/index.html>
- Instalacion de Transmisores de Television Digital Y Pruebas de Comportamiento. Por David A. Sparano. Harris Corporation Broadcast Division. Quincy, Illinois. SMPTE Journal Julio 1999. <http://www.harris.com>
- Guide for the use of Digital Television Terrestrial Broadcasting Systems based on Performance Comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM Transmission Systems. International Telecommunication Union (ITU). Radiocommunication Study Groups. Delayed Contribution. Document 11A/65-E. 11 May 1999. <http://www.itu.int>

- Comparing 8-VSB and COFDM for DTV Terrestrial Broadcasting Part 1 by Doug Lung. RF Technology. <http://www.transmitter.com/>
- Digital Television Tower Siting Fact Sheet, Frequently Asked Questions and RF Guide. FCC. Mass Media Bureau. Policy and Rules Division. <http://www.fcc.gov/mmb/prd/dtv/>
- SMPTE Jurnal, Published by the Society of Motion Picture and Television Engineers, Inc. Volume 106, Number 4, April 1997.
- TV TECHNOLOGY, América Latina. Volumen 19, Número 8, 18 de Abril del 2001
- IEEE Spectrum. February 2001.
- Norma Técnica para el Servicio de Televisión Analógica y Plan de Distribución de Canales. Suplemento del Registro Oficial N° 335 del 29 de Mayo del 2001

#### Páginas Web:

- <http://www.atsc.org>
- <http://www.dvb.org>
- <http://www.etsi.org>
- <http://www.itu.int>
- <http://www.mpeg.org>
- <http://www.asenmac.com/tvdigital/>
- <http://www.digitaltelevision.com/>
- <http://www.fcc.gov>
- <http://www.complextoreal.com>
- <http://www.harris.com>
- <http://www.tek.com>
- <http://www.digitag.org/>
- <http://www.retelevision.es/>

- <http://www.bbc.co.uk/digital>
- <http://www.ibt.org/>
- <http://ftp.bbc.co.uk/rd/pubs/papers>
- <http://www.ondigital.co.uk/>
- <http://www.dtg.org.uk/>
- <http://www.dibeg.org/index.html>
- <http://www.strl.nhk.or.jp/open99/de-2/index.html>

# ANEXOS

**ANEXO A**

**VALORES NUMÉRICOS DE LOS PARÁMETROS DVB – COFDM**

**PARA CANALES DE 6 Y 7 MHz**

El sistema DVB – T puede ser escalado, cambiando la frecuencia de reloj, esto es, cambiando el período elemental de  $T = 7 / 64 \mu s$  para canales de 8 MHz a  $T = 7 / 48 \mu s$  para canales de 6 MHz y  $T = 1 / 8 \mu s$  para canales de 7 MHz. La estructura de la trama y reglas de codificación, mapeo e intercalación se mantienen. Los cambios en el período elemental resultan en cambios en el espacio de portadora, longitud de símbolo, longitud del intervalo de guarda y tasa de bit útil, como se indican en las tablas A.1 – A.6.

<b>Parámetro</b>	<b>Modo 8K</b>	<b>Modo 2K</b>
Número de portadoras $K$	6817	1705
Valor de la portadora $k_{\min}$	0	0
Valor de la portadora $k_{\max}$	6816	1704
Duración $T_U$	<i>1194,667 <math>\mu s</math></i>	<i>298,6667 <math>\mu s</math></i>
Espacio de portadora $1 / T_U$	<i>0,837054 kHz</i>	<i>3,348214 kHz</i>
Espacio entre portadoras $k_{\min}$ y $k_{\max}$ , $(K - 1) / T_U$	<i>5,71 MHz</i>	<i>5,71 MHz</i>
Nota: Los valores en itálica son aproximados		

*Tabla A.1*

*Valores numéricos de los parámetros OFDM para los modos 2K y 8K  
para canales de 6 MHz de ancho de banda.*

Parámetro	Modo 8K	Modo 2K
Número de portadoras K	6817	1705
Valor de la portadora $k_{\min}$	0	0
Valor de la portadora $k_{\max}$	6816	1704
Duración $T_U$	<i>1024 <math>\mu</math>s</i>	<i>256 <math>\mu</math>s</i>
Espacio de portadora 1 / $T_U$	<i>0,976563 kHz</i>	<i>3,90625 kHz</i>
Espacio entre portadoras $k_{\min}$ y $k_{\max}$ , $(K - 1) / T_U$	<i>6,66 MHz</i>	<i>6,66 MHz</i>
Nota: Los valores en <i>itálica</i> son aproximados		

Tabla A.2

*Valores numéricos de los parámetros OFDM para los modos 2K y 8K para canales de 7 MHz de ancho de banda.*

Modo	Modo 8k				Modo 2k			
Intervalo de guarda $\Delta/T_U$	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duración de la parte de símbolo $T_U$	8192T <i>1194,667 <math>\mu</math>s</i>				2048T <i>298,6667 <math>\mu</math>s</i>			
Duración del intervalo de guarda $\Delta$	2048T <i>298,667<math>\mu</math>s</i>	1024T <i>149,3<math>\mu</math>s</i>	512T <i>74,67<math>\mu</math>s</i>	256T <i>37,33<math>\mu</math>s</i>	512T <i>74,67<math>\mu</math>s</i>	256T <i>37,33<math>\mu</math>s</i>	128T <i>18,67<math>\mu</math>s</i>	64T <i>9,33<math>\mu</math>s</i>
Duración del símbolo $T_S = T_U + \Delta$	10240T <i>1493,3 <math>\mu</math>s</i>	9216T <i>1344 <math>\mu</math>s</i>	8704T <i>1269,3<math>\mu</math>s</i>	8448T <i>1232 <math>\mu</math>s</i>	2560T <i>373,3<math>\mu</math>s</i>	2304T <i>336 <math>\mu</math>s</i>	2176T <i>317,3<math>\mu</math>s</i>	2112T <i>308 <math>\mu</math>s</i>
Nota: los valores en <i>itálica</i> son aproximados								

Tabla A.3

*Duración de las partes de símbolo para los intervalos de guarda permitidos en canales de 6 MHz*

Modo	Modo 8k				Modo 2k			
Intervalo de guarda $\Delta/T_U$	¼	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duración de la parte de símbolo $T_U$	8192T 1024 $\mu$ s				2048T 256 $\mu$ s			
Duración del intervalo de guarda $\Delta$	2048T 256 $\mu$ s	1024T 128 $\mu$ s	512T 64 $\mu$ s	256T 32 $\mu$ s	512T 64 $\mu$ s	256T 32 $\mu$ s	128T 16 $\mu$ s	64T 8 $\mu$ s
Duración del símbolo $T_S = T_U + \Delta$	10240T 1280 $\mu$ s	9216T 1152 $\mu$ s	8704T 1088 $\mu$ s	8448T 1056 $\mu$ s	2560T 320 $\mu$ s	2304T 288 $\mu$ s	2176T 272 $\mu$ s	2112T 264 $\mu$ s

Tabla A.4

*Duración de la parte de símbolo para los intervalos de guarda permitidos para canales de 7 MHz*

Modulación	Tasa de código	Intervalo de guarda			
		¼	1/8	1/16	1/32
QPSK	½	3,732	4,147	4,391	4,524
	2/3	4,976	5,529	5,855	6,032
	¾	5,599	6,221	6,587	6,786
	5/6	6,221	6,912	7,318	7,540
	7/8	6,532	7,257	7,684	7,917
16 – QAM	½	7,465	8,294	8,782	9,048
	2/3	9,953	11,059	11,709	12,064
	¾	11,197	12,441	13,173	13,572
	5/6	12,441	13,824	14,637	15,080
	7/8	13,063	14,515	15,369	15,834
64 – QAM	½	11,197	12,441	13,173	13,572
	2/3	14,929	16,588	17,564	18,096
	¾	16,796	18,662	19,760	20,358
	5/6	18,662	20,735	21,955	22,620
	7/8	19,595	21,772	23,053	23,751

Nota: Los números en *itálica* representan valores aproximados.  
Para esquemas jerárquicos las tasas de bit útiles pueden ser obtenidos de la tabla A.5 de la siguiente manera:  
Flujo HP: figura en la columna QPSK  
Flujo LP, 16 – QAM: figura en la columna QPSK;  
Flujo LP, 64 – QAM: figura en la columna 16 – QAM.

Tabla A.5

*Tasas de bit útiles (Mbps) para todas las combinaciones de intervalo de guarda, constelaciones y tasas de código para sistemas no jerárquicos y canales de 6 MHz*



Modulación	Tasa de código	Intervalo de guarda			
		$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{32}$
QPSK	$\frac{1}{2}$	<i>4,354</i>	<i>4,838</i>	<i>5,123</i>	<i>5,278</i>
	$\frac{2}{3}$	<i>5,806</i>	<i>6,451</i>	<i>6,830</i>	<i>7,037</i>
	$\frac{3}{4}$	<i>6,532</i>	<i>7,257</i>	<i>7,684</i>	<i>7,917</i>
	$\frac{5}{6}$	<i>7,257</i>	<i>8,064</i>	<i>8,538</i>	<i>8,797</i>
	$\frac{7}{8}$	<i>7,620</i>	<i>8,467</i>	<i>8,965</i>	<i>9,237</i>
16 – QAM	$\frac{1}{2}$	<i>8,709</i>	<i>9,676</i>	<i>10,246</i>	<i>10,556</i>
	$\frac{2}{3}$	<i>11,612</i>	<i>12,902</i>	<i>13,661</i>	<i>14,075</i>
	$\frac{3}{4}$	<i>13,063</i>	<i>14,515</i>	<i>15,369</i>	<i>15,834</i>
	$\frac{5}{6}$	<i>14,515</i>	<i>16,127</i>	<i>17,076</i>	<i>17,594</i>
	$\frac{7}{8}$	<i>15,240</i>	<i>16,934</i>	<i>17,930</i>	<i>18,473</i>
64 – QAM	$\frac{1}{2}$	<i>13,063</i>	<i>14,515</i>	<i>15,369</i>	<i>15,834</i>
	$\frac{2}{3}$	<i>17,418</i>	<i>19,353</i>	<i>20,491</i>	<i>21,112</i>
	$\frac{3}{4}$	<i>19,595</i>	<i>21,772</i>	<i>23,053</i>	<i>23,751</i>
	$\frac{5}{6}$	<i>21,772</i>	<i>24,191</i>	<i>25,614</i>	<i>26,390</i>
	$\frac{7}{8}$	<i>22,861</i>	<i>25,401</i>	<i>26,895</i>	<i>27,710</i>

Nota: Los números en *itálica* representan valores aproximados.  
 Para esquemas jerárquicos las tasas de bit útiles pueden ser obtenidos de la tabla A.5 de la siguiente manera:  
 Flujo HP: figura en la columna QPSK  
 Flujo LP, 16 – QAM: figura en la columna QPSK;  
 Flujo LP, 64 – QAM: figura en la columna 16 – QAM.

*Tabla A.6*

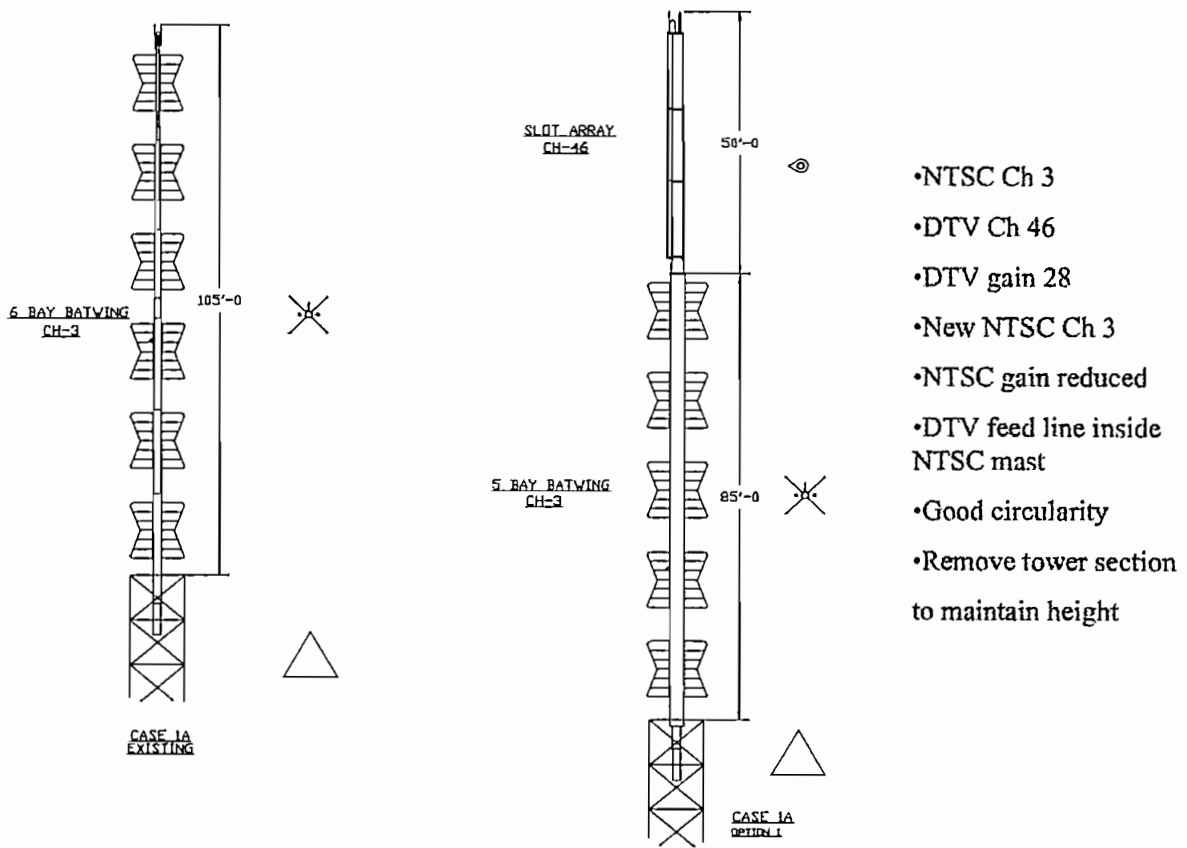
*Tasas de bit útiles (Mbps) para todas las combinaciones de intervalo de guarda, constelación y tasa de código para sistemas no jerárquicos y canales de 7 MHz*

**ANEXO B**  
**EJEMPLOS DE ANTENAS Y CONFIGURACIONES PARA UBICAR,**  
**EN LA MISMA TORRE, LAS ANTENAS DE NTSC Y DTV**  
**DURANTE EL SIMULCAST**

## Antenna Considerations - Channel Assignment for DTV Determines Antenna Type/Configuration

### Example : VHF NTSC with UHF DTV (3 & 46)

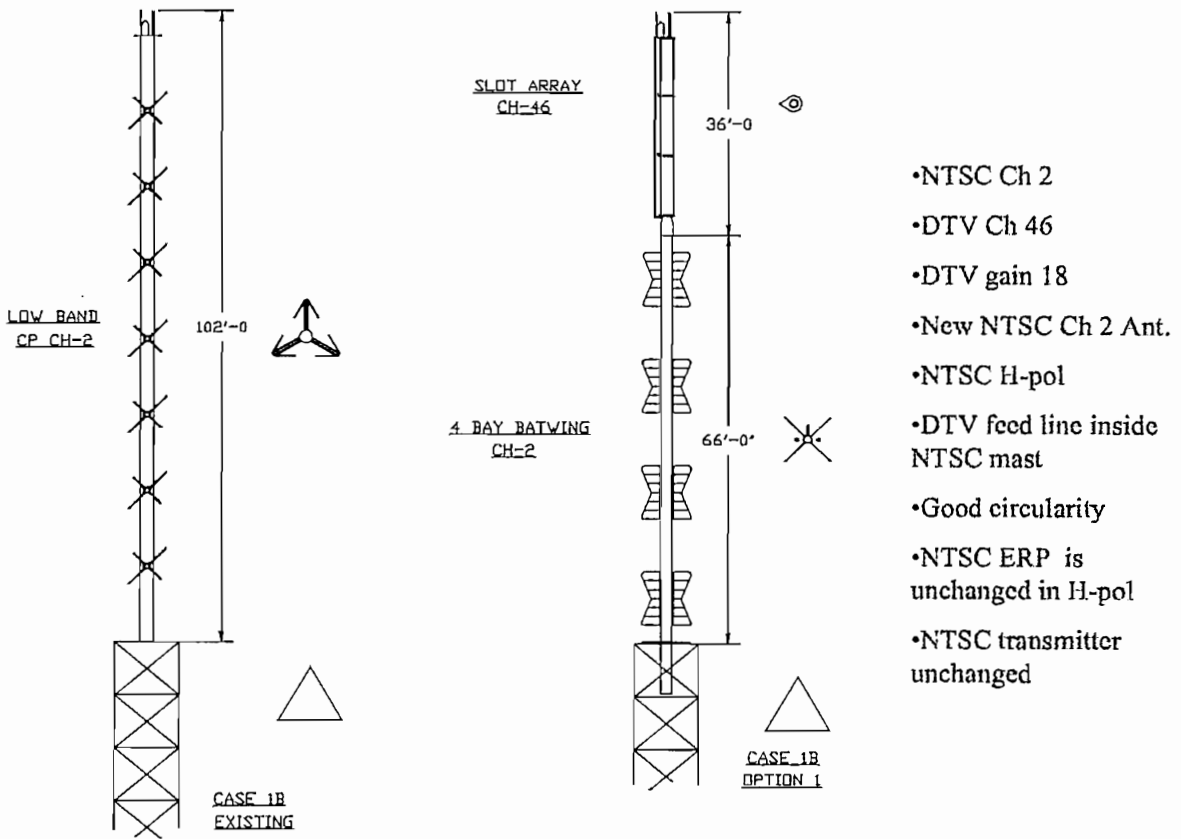
The example below outlines three (of many) system options that are available for an existing low band NTSC VHF station who is assigned a UHF DTV channel. In option 1 the six bay VHF antenna is replaced by a five bay VHF antenna to allow stacking of a DTV antenna above it. The existing tower is shortened by removing two sections to keep the overall height at or below the existing height. The VHF gain reduction (caused by going from 6 to 5 bays) can be counterbalanced by increasing the VHF TPO by approximately 17%, or in some cases, a small ERP reduction can be tolerated to allow installation of a DTV antenna.



**Figure 16**  
5-Bay Channel-3 Batwing With Stacked UHF Channel-46 Slot

In this situation we begin with a circularly polarized 7 bay Channel 2 antenna, see Figure 19. Conversion of the NTSC to horizontal polarization frees up aperture for the DTV antenna. The CP antenna is removed and replaced with a 4 bay batwing that is designed to allow top mounting of a slotted Channels 46 DTV antenna.

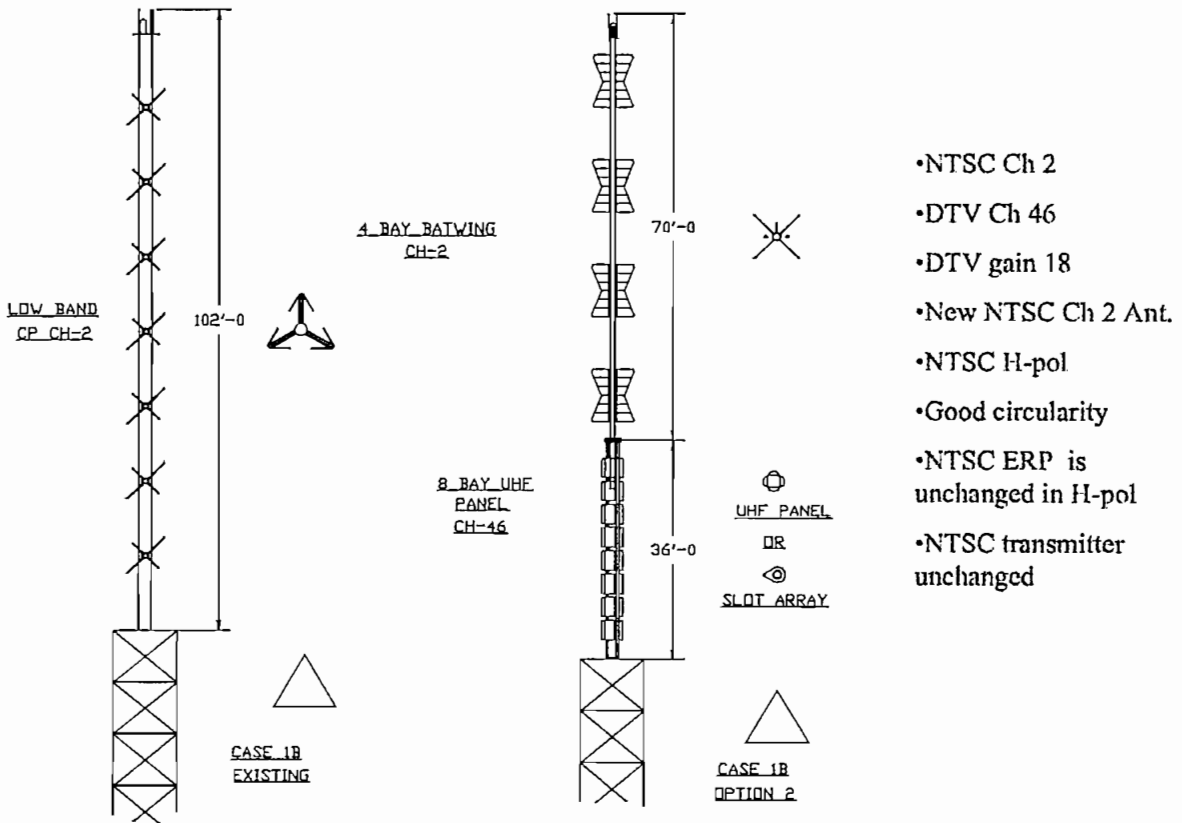
Overall height is maintained. Circularity for both antennas is good. The feed line for the DTV antenna is routed inside the batwing mast to minimize effects on the Ch2 azimuthal pattern. After the transition period the Channels 2 antenna could become the DTV station and thus maintain the highest possible radiation center. Both options maintain the overall height of the existing CP antenna.



**Figure 19**  
**7 Bay Channel-2 Circular Polarized Replaced By Batwing and Stacked Channel 46 Slot**

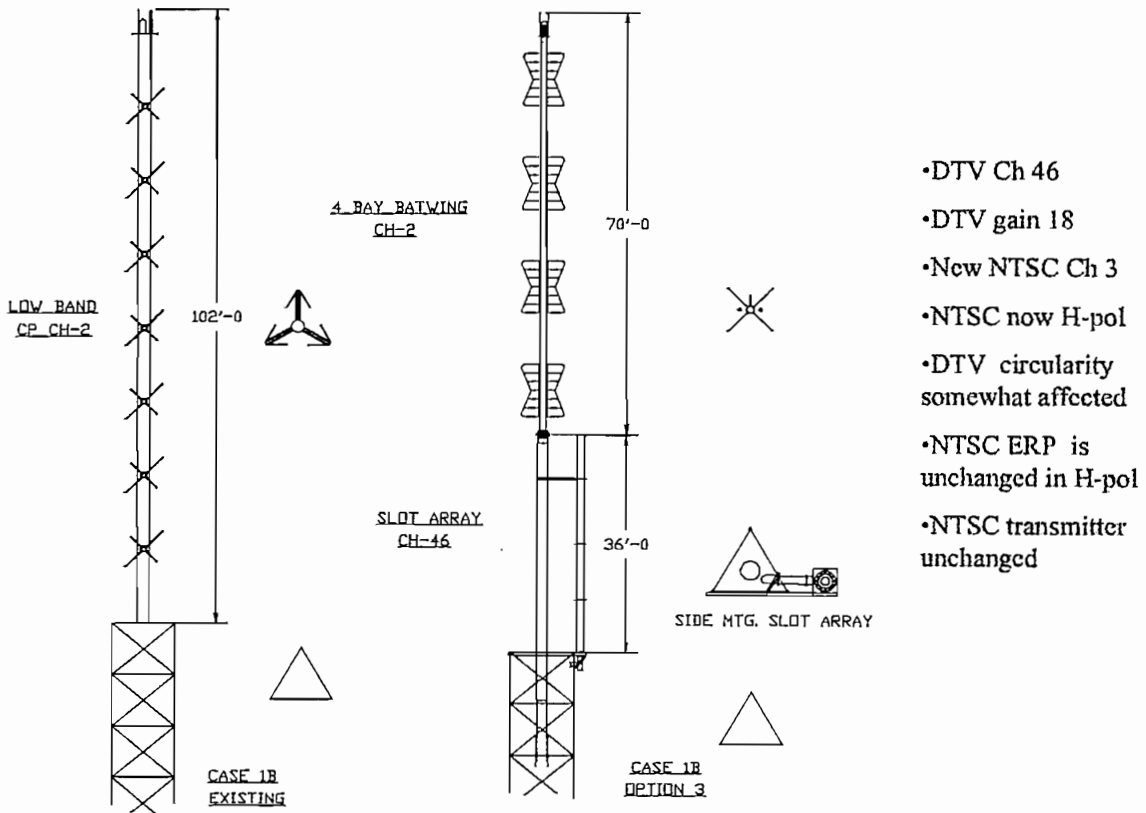
Another option for converting a low channel cp antenna to DTV service is shown in Figure 20. In this case the existing CP antenna is removed and replaced with a 4 bay batwing mounted either to a pole section or to a small face tower section. The empty pole or mast section could then be used to mount a UHF DTV antenna.

A variation of this option could include stripping the elements off the existing cp antenna and the mast cut off about 25 ft. above tower top. A flange is then welded onto the top of the remaining pole. The new flange is designed to allow top mounting of a 4 bay H-pol batwing antenna. The empty pipe below the batwing can now be used for a DTV UHF Deltawing panel array as shown in this slide. Although this drawing does not show it, overall height can be maintained to the same level as the original NTSC antenna.



**Figure 20**  
**VHF Circular Polarized Replaced By UHF Deltawing Panels and Stacked Channel-2 Batwing**

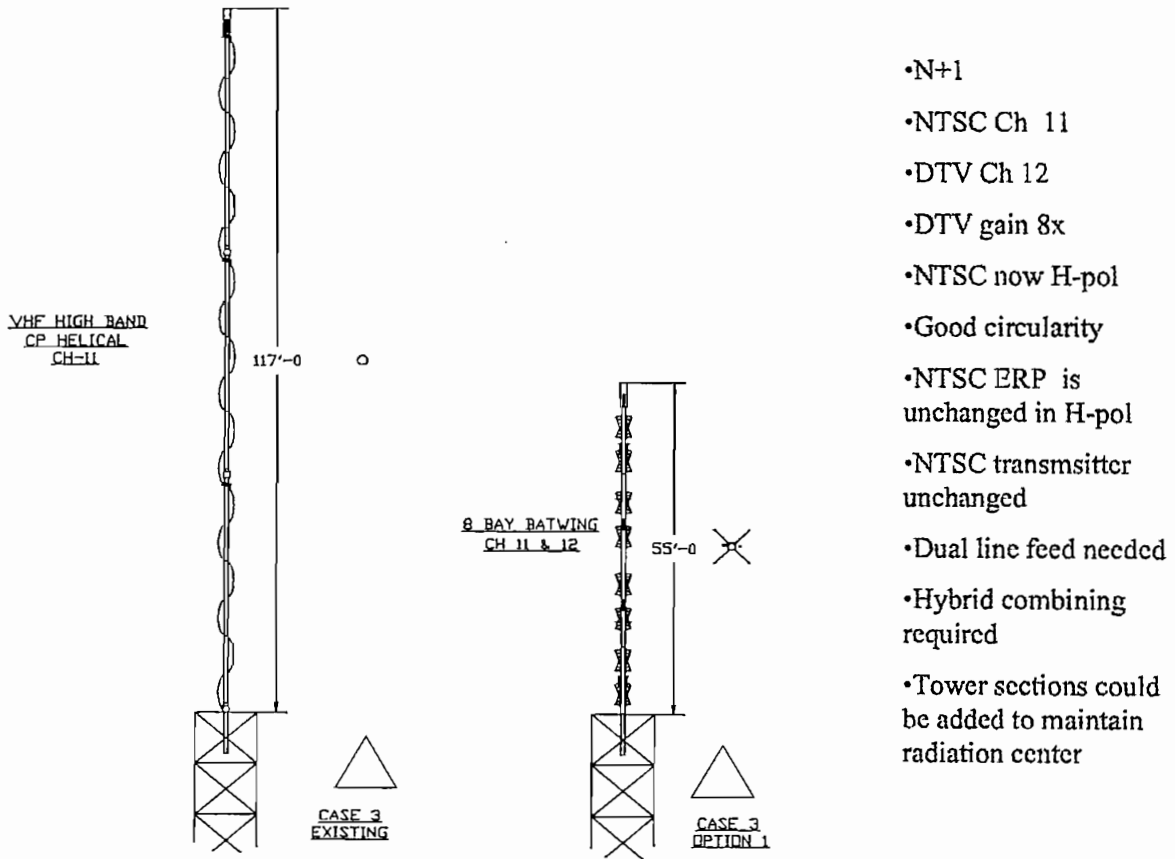
Figure 21 shows the conversion from a low band CP antenna to a DTV and NTSC system is similar to the last example except a side mounted slot array is used instead of the UHF panel antenna. Installation costs and loads for this arrangement would be lower than for the UHF panel antenna. DTV antenna circularity would be somewhat less than for the panel antenna but would still offer acceptable coverage in most situations if antenna location is optimized through a pattern study. Again, if needed, overall height could be maintained by removing tower sections.



**Figure 21**  
**VHF Circular Polarized Replaced By Side Mounted UHF Slot and Stacked Channel-2 Batwing**

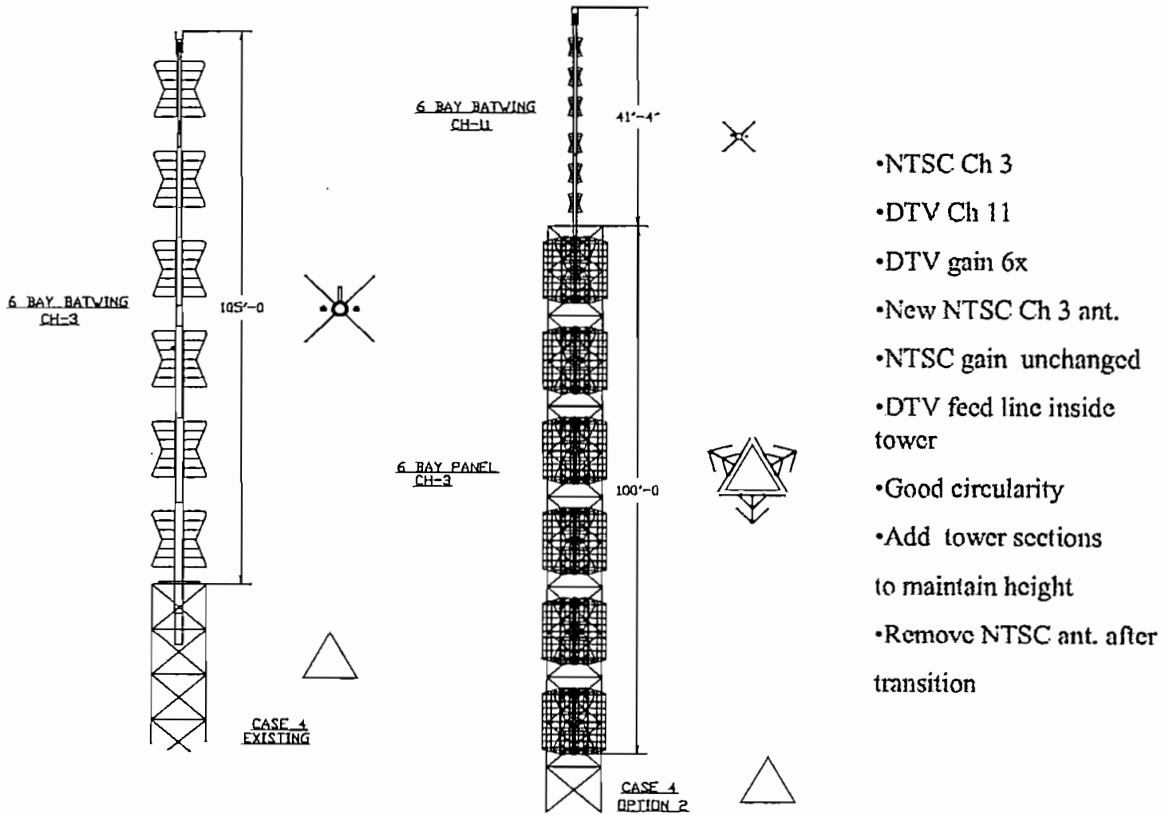
**VHF NTSC with VHF-DTV (11 & 12)**

Figure 23 begins with an NTSC CP Channels 11 antenna. The DTV allocation is an N+1 DTV Channels 12. Both stations would use a single 8 bay batwing antenna. The VHF batwing antenna is a good product for this situation. It can handle both adjacent and non-adjacent VHF channels by using dual line feed, hybrid combining and antenna phase rotation. Overall loads are significantly reduced. Radiation center could be maintained by adding tower sections or using an extension mast.



**Figure 23**  
**N+1 Channels 11 and 12 Multiplexed Into An 8-Bay Batwing**

In Figure 25 we begin with a 6 bay Channels 3 NTSC batwing. This time we remove the NTSC Channels 3 batwing and replace it with a 6 bay Deltawing wraparound panel array. A 6 bay batwing Channels 11 DTV is top mounted. Both antennas exhibit excellent pattern circularity. The panel antenna could be removed after the transition to free up tower space. As shown in this diagram, tower sections could be added to maintain overall height.

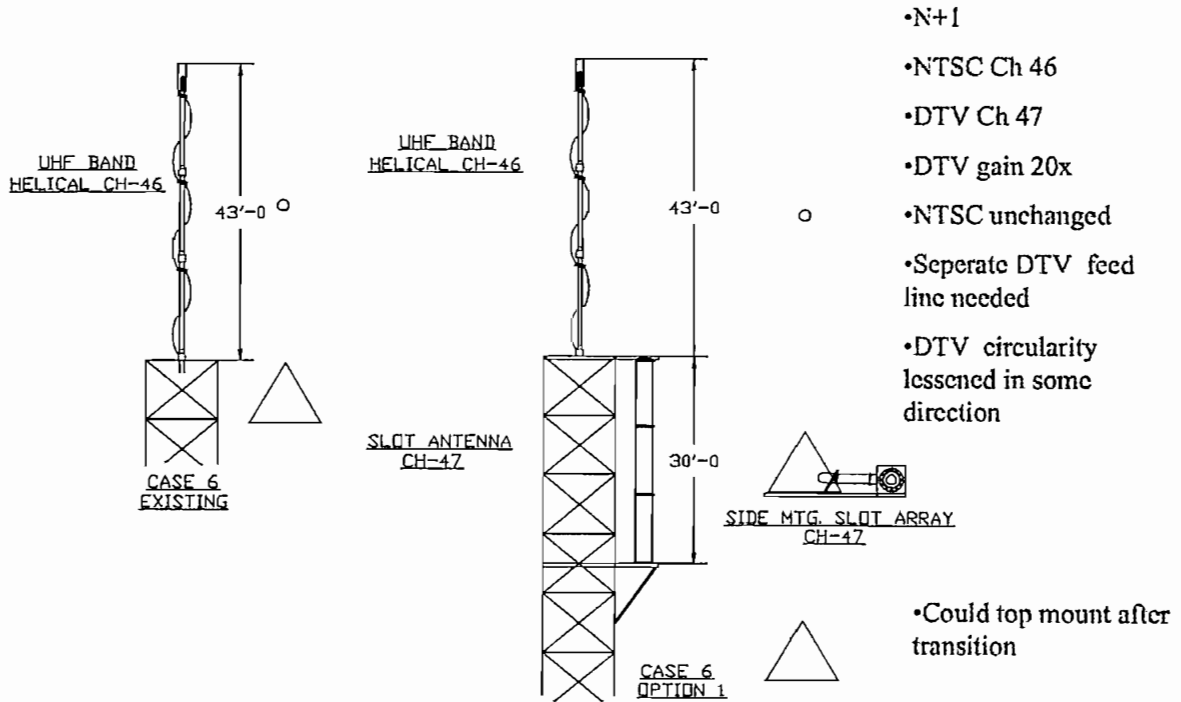


**Figure 25**  
**6 Bay Channel-3 Wrap Around Deltawing With Stacked Channel 11 Batwing**



**UHF NTSC with UHF DTV (N+1)**

This case is the same as the previous case except for the NTSC Channels 46 and DTV Channels 47 N+1 channel allocation, see Figure 27. Current combiner technology does not allow N+1 combining due to stringent filtering requirements. This means separate antennas are needed. Antenna elevation patterns (gains) for both antennas should be similar to avoid cross channel interference in null areas. DTV antenna circularity will be degraded by the tower but the antenna can be located to allow good coverage in important areas. The side mount antenna could be designed for later top mounting.



**Figure 27**  
Existing Channel-46 Helical With Side Mounted Channel-47 Slot

**ANEXO C**

**ZONAS GEOGRÁFICAS (INCLUIDO EL MAPA  
CORRESPONDIENTE) Y PLAN DE DISTRIBUCIÓN DE CANALES  
PARA EL SERVICIO DE TELEVISIÓN ANALÓGICO ACTUAL**

<b>Zona</b>	<b>Definición de la zona GEOGRÁFICA</b>	<b>Grupos VHF</b>	<b>Grupos UHF</b>
A	Provincia de Azuay excepto zona norte (cantones de Sigsig, Chordeleg, Gualaceo, Paute, Guachapala, El Pan y Sevilla de Oro)	A1, B2	G1, G4
B	Provincias de Bolívar y Chimborazo, excepto cantón Echeandía y zona Occidental de la cordillera Occidental	A1, B2	G1, G4
C	Provincia de Carchi	A1, B1	G1, G4
D	Provincia de Orellana y Sucumbíos	A1, B2	G1, G4
E	Provincia de Esmeraldas excepto Rosa Zárate y Muisne	A1, B2	G1, G3
G1	Provincia del Guayas, subzona 1: excepto Península de Santa Elena, Gral. Villamil, El Empalme, Palestina y Balao, se incluye la Troncal, Suscal y la zona occidental de la Cordillera occidental de las Provincias de Cañar y Azuay.	A1, B1	G2, G4
G2	Provincia del Guayas, subzona 2: Península de Santa Elena y Gral. Villamil	A1, B2	G1, G3
J	Provincia de Imbabura	A2, B2	G2, G3
L1	Provincia de Loja, excepto cantones de Loja, Catamayo, Saraguro, Amaluza y la zona occidental de la Cordillera occidental	A2, B1	G2, G3
L2	Provincia de Loja: cantones Loja, Catamayo y Saraguro.	A1, B2	G2, G3
M1	Provincia de Manabí, zona norte (desde Ricaurte al norte), excepto El Carmen y Flavio Alfaro, se incluye Muisne.	A2, B1	G2, G4
M2	Provincia de Manabí, zona sur, desde San Vicente al sur, excepto Pichincha	A1, B2	G2, G3
N	Provincia de Napo	A1, B2	G2, G4
Ñ	Provincia del Cañar, excepto zona occidental Cordillera Occidental (Suscal, La Troncal) e incluye zona norte provincia de Azuay	A2, B1	G2, G3
O	Provincia de El Oro y zona occidental de la Cordillera Occidental de la provincia de Loja	A2, B2	G1, G3

P1	Provincia de pichincha, excepto zona occidental de la Cordillera Occidental (Sto. Domingo y Los Bancos, P.V. Maldonado)	A1, B1	G1, G4
P2	Provincia de Pichincha, zona de Sto. Domingo, incluye El Carmen, Rosa Zárate, Flavio Alfaro, P.V. Maldonado y Los Bancos.	A2, B2	G1, G3
R1	Provincia de Los Ríos, excepto Quevedo, Buena Fe, Mocache y Valencia e incluye Balzar, Colimes, Palestina y zona occidental de la Cordillera Occidental.	A1, B2	G2, G4
R2	Provincia de Los Ríos, Quevedo, Buena Fe, Mocache, Valencia, La Maná, El Corazón y la zona occidental de la Cordillera Occidental de la Provincia de Cotopaxi	A2, B2	G1, G3
S1	Provincia de Morona Santiago, excepto cantón Gral. Plaza al sur.	A2, B2	G2, G4
S2	Provincia de Morona Santiago, Cantón Gral. Plaza al sur	A1, B2	G2, G4
T	Provincia de Tungurahua y Cotopaxi, excepto zona occidental de la Cordillera Occidental	A1, B1	G2, G3
X	Provincia de Pastaza	A1, B2	G1, G3
Y	Provincia de Galápagos	A1, B2	G1, G3
Z	Provincia de Zamora Chinchipe, incluye cantón Amaluza	A1, B2	G1, G3
Nota 1: Los grupos de canales VHF y UHF referidos en esta tabla se muestran en la tabla 3.20			

*Tabla C.1*

*Zonas Geográficas y Plan de Distribución de Canales para televisión analógica*