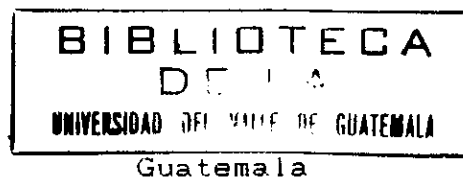


UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA
Facultad de Ciencias y Humanidades
Departamento de Ingeniería electrónica

CONSIDERACIONES PARA LA INTRODUCCION DE
TELEVISION DE ALTA DEFINICION
EN GUATEMALA

APOLO RAFAEL PINEDA PALENCIA



1.994

CONSIDERACIONES PARA LA INTRODUCCION DE
TELEVISION DE ALTA DEFINICION
EN GUATEMALA

UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA
Facultad de Ciencias y Humanidades
Departamento de Ingeniería Electrónica

CONSIDERACIONES PARA LA INTRODUCCION DE
TELEVISION DE ALTA DEFINICION
EN GUATEMALA

APOLO RAFAEL PINEDA PALENCIA

Trabajo de investigación presentado para optar
al grado académico de

LICENCIADO EN INGENIERIA ELECTRONICA

Guatemala

1,994

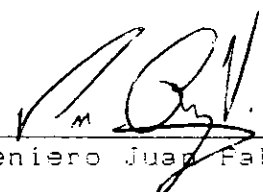
Vo. Bo.:

(f) 
Ingeniero Roberto Tejada

Tribunal:

(f) 
Ingeniero Roberto Tejada

(f) 
Doctor Raúl González

(f) 
Ingeniero Juan Pablo Rodríguez

Fecha de aprobación: 30 de septiembre de 1.994

Semper Ad Astra.

A Dios por permitirme seguir viviendo. A la virgen María por velar por mí. A mis padres por darme su apoyo siempre. A mis hermanas María Belinda y Sandra Patricia por ayudarme cuando lo necesitaba. A mis amigos, especialmente a las promociones Bac 85, Bac 86 y Bac 87. A todas las personas que pidieron por mi vida en 1,984. A María Luisa y Mary (Q.E.P.D) por ayudarme y guiarme en esta vida. A los estudiantes de Ingeniería electrónica de esta universidad, espero que este documento les sirva para expandir sus horizontes.

Agradezco, especialmente, al Lic. Ramiro de León Rodas por su tiempo y paciencia en la revisión de estilo y al Lic. Roberto Tejada por su valiosa guía para la elaboración de esta tesis.

CONTENIDO

	Páginas
I. INTRODUCCION	1
II. VIDEO ANALOGICO	3
A. Origen del video	3
1. El ojo	3
a. Fisiología ocular	3
b. Química de la visión	8
c. Canal nervioso	9
d. Mecanismo cromático	10
e. Psicofísica	11
2. Nacimiento y definición de video	17
B. Televisión monocroma o blanco y negro	20
1. Transmisor de televisión monocroma	20
a. Ancho de banda	23
b. El tubo de cámara	25
c. Señales de exploración y sincronismo	36
d. Circuitos monoestables y de retardo	41
e. Inserción de impulsos de ecualización	42
f. Inserción de los impulsos de sincronismo vertical	43

g.	Señal compuesta	43
h.	Diplexor de imagen-sonido	45
2.	Receptor de televisión B/N	46
a.	Curva de respuesta FI	52
b.	Detección en televisión B/N	55
c.	Control automático de ganancia (AGC)	57
d.	Separación de sincronismo	58
e.	Sistema de salida de barrido	64
f.	Tubo de imagen	68
C.	Televisión a color (TVC)	73
1.	Sistema TV color de transmisión	74
a.	La cámara de televisión	76
b.	Codificación de la información de imagen	114
c.	Frecuencia subportadora de color	116
d.	Señal croma	118
e.	Sistemas de sincronismo	119
f.	Señal video compuesta	120
g.	Niveles IRE de señal video color	121
2.	El receptor de TV color	121
a.	Características especiales de los circuitos FI	124

b.	Detector de color y amplificador video	125
c.	Retardo de luminancia	127
d.	Compensación de la frecuencia de croma	128
e.	Circuito amplificador pasa banda y de bloqueo periódico	130
f.	Derivación de la señal G-Y	133
g.	Supresor de color y amplificador de ráfaga	139
h.	Oscilador de 3.58 MHz	142
i.	Sistema de barrido	147
j.	Fuente de alimentación	152
k.	Tubo de imagen tricolor	156
l.	Evolución del diseño del RTVC	163
II.	DIGITALIZACION	169
A.	Fuentes y señales	170
B.	Incerteza, Información y entropía	175
1.	Algunas propiedades de la entropía	176
2.	Extensión de una fuente discreta sin memoria	177
C.	Cuantificación generalizada	178
D.	Conceptos de discretización y cuantificación de elemento por elemento	182

1.	Discretización	182
2.	Cuantificación elemento por elemento	183
E.	Caracterización matemática de la imagen continua	184
F.	Caracterización matemática de la imagen disreta	188
1.	Representación del espacio vectorial de imagen	188
2.	Operadores lineales genera- lizados	190
G.	Teorema de muestreo	193
1.	Caso de señales unidimensionales	193
2.	Teoria de muestreo para señales bidimensionales	197
a.	Muestreo de campos determinísticos	197
b.	Muestreo de campos de imagen, aleatorios	203
3.	Proceso de barrido espacial	206
4.	Muestreo en cuadratura de una señal pasa-banda	209
H.	Distorsión de la señal al muestrear	211
1.	Límites de error de alias	217
2.	Relación de señal a distorsión	218
3.	Sistemas de muestreo de imagen	221
a.	Efectos del pulso de muestreo	221

b.	Efectos de alias	223
4.	Sistemas de reconstrucción de imagen	230
a.	Técnicas de implementación	230
b.	Funciones de interpolación	231
c.	Efecto de filtros imperfectos de reconstrucción	233
I.	Reconstrucción de un mensaje unidimensional a partir de sus muestras	237
J.	Procedimiento de muestreo	240
K.	Componentes espaciales y temporales de la señal video	241
1.	Dimensiones de la señal video	241
2.	Dimensiones del volumen de Nyquist	243
3.	Frecuencias significativas en el volumen de Nyquist	247
4.	Distinción de señal en el volumen de Nyquist	249
a.	Distinción por nivel de energía	249
b.	Distinción por el Método de modulación	251
c.	Distinción por filtrado	251
L.	Aspectos prácticos de muestreo y recuperación de la señal	253
1.	Muestras ordinarias de duración finitas	253

2.	Muestras rectangulares	254
3.	Circuitos de muestreo y retención para recuperación de señal	255
M.	Cuantificación de imagen	257
1.	Cuantificación elemento por elemento	257
2.	Cuantificación escalar	266
3.	Cuantificación de imágenes a color y monocromas	269
a.	Cuantificación de imágenes monocromas	269
b.	Cuantificación de imágenes a color	271
4.	Cuantificación en presencia de ruido	275
N.	Digitalización de la imagen de televisión	277
1.	ADC y DAC	277
2.	Filtros de video	278
3.	El error de cuantificación en señal video	280
4.	Estudio del efecto de diferentes cantidades de bits de cuantificación	281
5.	Selección de la frecuencia de muestreo	282
a.	Primera exigencia	282
b.	Segunda exigencia	283
c.	Tercera exigencia	283
d.	La frecuencia de muestreo	284

6.	Digitalización post-detector	291
III.	PROCESAMIENTO DE IMAGEN	295
A.	Compresión de imagen	295
1.	Fundamentos	295
a.	Redundancia de código	296
b.	Redundancia interpixel	297
c.	Redundancia psicovisual	398
2.	Modelo de compresión de imagen	300
3.	Modulación por código de pulso	302
4.	Compresión libre de errores	304
a.	Codificación de longitud variable	304
b.	Codificación de plano bit	308
c.	Codificación predictiva sin pérdida	313
5.	Compresión con pérdida	316
a.	Código predictivo con pérdida	316
b.	Codificación de transformada	340
6.	Cuantificación vectorial	370
7.	Codificación de transformada no unitaria interpolativa	373
8.	Codificación de truncamiento de bloque	375
9.	Métodos de codificación misceláneos	377
a.	Codificación interpolativa y extrapolativa	377

b.	Interpolación adaptativa de movimiento	380
c.	Codificación de pirámide, codificación de subbanda	381
d.	Codificación híbrida BTC-VQ-DCT	383
e.	Codificación de transfor- mada de chirrido	383
f.	Codificación de visibili- dad de mínimo ruido	385
B.	Mejoramiento de imagen	388
1.	Mejoramiento por procesamiento de punto	388
a.	Algunas transformaciones de intensidad, sencillas	388
b.	Procesamiento de histograma	390
c.	Sustracción de imagen	393
d.	Promedio de imagen	394
2.	Filtrado espacial	395
a.	Filtros suaves	396
b.	Filtros de nitidez	397
3.	Mejoramiento en el dominio de la frecuencia	400
a.	Filtro pasa bajos	401
b.	Filtro pasa altos	402
4.	Procesamiento de imágenes en color	402
a.	Sistema de color YIQ	402
b.	Sistema de color HSI	403

C.	Segmentación de imagen	404
1.	Detección de discontinuidades	405
a.	Detección de punto	405
b.	Detección de líneas	406
c.	Detección de bordes	406
2.	Detección de límite y eslabonamiento de borde	409
3.	Detección de borde utilizando DCT	411
4.	Detección de borde de color	412
D.	Modificación geométrica de imagen	413
1.	Traslación, minificación, magnificación y rotación	413
a.	Traslación	414
b.	Homotecia	415
c.	Rotación	416
d.	Rotación, homotecia y traslación, separables	417
2.	Deformado espacial	418
3.	Remuestreo geométrico de imagen	419
4.	Efecto PIP	420
E.	Codificación de control de error	422
1.	Códigos de bloques lineales	422
a.	Decodificación de síndrome	423
b.	Consideraciones de distancia mínima	424
2.	Códigos cíclicos	424

3.	Códigos cíclicos importantes	426
a.	Códigos cíclicos de verificación de redundancia	428
b.	Códigos de máxima longitud	429
c.	Códigos Golay	429
d.	Código Bose-Chaudhuri- Hocquenghem	430
e.	Códigos Reed-Solomon	430
4.	Códigos convolucionales	431
a.	Algoritmo de Viterbi	432
b.	Códigos de enrejado	433
IV.	APLICACIONES DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE VIDEO	435
A.	Estándar de compresión JPEG	435
1.	Estándar de compresión de imagen de tono continuo	435
2.	Compresión de imagen congelada monocroma y color	435
B.	Formato H-261	438
C.	El estándar MPEG	440
1.	MPEG-1	440
2.	MPEG-2	444
D.	Otros estándares	446
1.	Estándar DVI	446
2.	El estándar CDI	448
3.	El foto CD	449
4.	El disco láser y el video CD	450

5.	El sistema ADTV	451
a.	IDTV	451
b.	EDTV	455
E.	Televisión de alta definición	462
1.	Definición de HDTV	469
a.	Detalle horizontal y vertical	469
b.	Relación de aspecto	472
c.	Distancia de visualización	473
d.	Percepción de profundidad	475
e.	Defectos de barrido entrelazado	476
f.	Base visual del ancho de banda de video	479
g.	Nitidez de las imágenes de TV y cinematográficas	481
2.	El mercado para HDTV	482
a.	HDTV y la industria cinematográfica	484
b.	Requerimientos de canal de HDTV	486
c.	El problema de la compatibilidad	487
3.	Los cinco sobrevivientes	488
a.	El sistema HDTV de 1125 líneas	490
b.	Sistema ACTV	518
c.	Sistema DBS	526
d.	Sistema Philips HDS-NA	529

e.	Sistema HDTV Zenith de espectro compatible	533
f.	La alianza de televisión americana	535
g.	Sistema Zenith HDTV completamente digital	546
h.	Televisión digital avanzada	553
i.	Sistema europeo de HDTV	557
4.	Generación y procesamiento de señal de imagen	563
a.	Requerimiento de la circuitería	563
b.	Transductores de imagen	569
c.	Procesamiento de señal	576
5.	Producción y distribución de la señal de imagen	580
a.	Producción de estudio	580
b.	Conversión de estudio a HDTV	581
c.	Fibra óptica	587
d.	Construcción del sistema de comunicación entre estudio y sitio de generación de programa con fibra óptica	590
6.	Monitores	591
a.	Desarrollo del formato	595
b.	Monitores de CRT	597
c.	Monitores de proyección con válvula de luz	606
d.	Monitores de panel plano	609

7.	Producción de programa	612
a.	Origen de la cinta cinematográfica	612
b.	Sistemas de transferencia, película a cinta	614
c.	Origen de videocinta	616
d.	Sistema HDTV de videocinta	619
e.	VCR digital HDTV	623
8.	Sistema de audio para HDTV	628
a.	Componente aural de realismo visual	628
b.	Procesamiento digital del sonido de televisión	629
9.	Sistema Kodak Keycode	631
10.	Decisiones a corto plazo	634
11.	Vista al futuro	636
V.	EL SISTEMA HDTV EN GUATEMALA	641
A.	Decisiones iniciales para la introducción del sistema HDTV en Guatemala	641
B.	Consideraciones de Mercado	651
1.	El producto en el mercado	651
a.	Producto principal	651
b.	Productos sustitutivos o similares	651
c.	Productos complementarios	652
2.	El área del mercado	653
a.	Población e ingreso	653

b. Factores limitativos de la comercialización que restringen el área de mercado	699
3. Comportamiento de la demanda	701
a. Supuestos relativos a la evolución histórica de la demanda	701
b. Supuestos relativos a la proyección de la demanda futura	703
4. Comportamiento de la oferta	703
5. Determinación del precio del producto	708
a. Servicio CATV HDTV	708
b. El receptor	710
c. Servicio RTV HDTV	710
6. La comercialización	712
a. Medios de distribución	712
b. Almacenamiento	713
c. Presentación al cliente	714
d. Sistema de crédito al usuario	715
e. Publicidad	716
f. Asistencia técnica al usuario	716
C. Consideraciones técnicas	718
1. Tamaño	718
a. Capacidad financiera	718
b. Problemas institucionales	719

	c. Capacidad administrativa	673
2.	Proceso de servicio	674
	a. Descripción del servicio CATV HDTV	674
	b. Descripción del servicio RTV HDTV	677
	c. Descripción del medio de distribución	683
	d. El receptor	691
VI.	CONCLUSIONES	698
VII.	RECOMENDACIONES	703
VIII.	GLOSARIO	705
IX.	BIBLIOGRAFIA	715

LISTA DE TABLAS Y FIGURAS

Tabla		Páginas
1.1	Comparación entre unidades IRE y porcentaje RF para señal video compuesta	45
2.1	Velocidades de muestreo de los Sistemas convencionales	247
2.2	Parámetros de la norma 4:2:2	287
2.3	Almacenamiento digital de datos de video (palabras de 8 bits, frecuencia de muestreo de luminancia 3.5 MHz y de crominancia de 6.5 MHz	289
3.1	Ejemplo de reducción de fuente	306
4.1	Características temporales de los Sistemas de televisión	480
4.2	Versiones de los estándares de 1125 líneas	492
 Figura		
1.1	Respuesta espectral de conos y bastones	7
1.2	Concentración de conos y bastones en la fovea	7
1.3	Sistema de transmisión de televisión B/N	22
1.4	Espectro de frecuencia de televisión	25
1.5	El Iconoscopio	29
1.6	El Orticon	32
1.7	El Vidicon	35

1.8	Sincronismo para cada campo vertical	38
1.9	Sincronismo de señal video compuesto	41
1.10	Circuito selector para inserción de impulsos de ecualización	48
1.11	Inserción de impulsos de sincronismo vertical	49
1.12	Formación de la señal video compuesta	50
1.13	Diplexor para televisión	51
1.14	Diagrama de bloques del receptor de televisión B/N	47
1.15	Curva de respuesta F1	54
1.16	Detección y amplificación de video	61
1.17	Circuito de AGC manipulado	62
1.18	Etapas separadora de sincronismo	63
1.19	Forma de señal trapecial	60
1.20	Circuitos de salida de barrido	67
1.21	Cañón electrónico	71
1.22	Transmisor de TV color	75
1.23	Número de lúmenes de cada uno de los componentes monocromáticos requeridos para igualar a 1 W de flujo radiante monocromático	81
1.24	Curvas de mezcla de colores CIE	82
1.25	Diagrama cromático	84
1.26	Curva de lugar del espectro en Sistema NTSC	90
1.27	Respuesta espectral real de una cámara TVC	94

1.28	Vista lateral de la parte frontal del Plumbicón	95
1.29	Separador de espejo dicróico	100
1.30	Separador de prisma	101
1.31	Diagrama de bloques de los circuitos correctores de sombreado estático	103
1.32	a) y b) Curvas de gamma de cámara y de corrector de gamma	104
1.33	Transferencia de carga de fotosensor a registro vertical (V)	107
1.34	Método de transferencia vertical de carga	108
1.35	Transferencia vertical para lectura de campo par	109
1.36	Transferencia de registro V para lectura de campo impar	110
1.37	Transferencia horizontal de carga	112
1.38	Patrón espectral de entrelazado de frecuencia	118
1.39	Señal de ráfaga	120
1.40	Receptor de TV color	123
1.41	Respuesta espectral de FI del RTVC	125
1.42	Respuesta espectral del crestador de color	129
1.43	Respuesta total de la señal C	129
1.44	Respuesta espectral del circuito de doble sintonía	130
1.45	Diagrama de bloques de la sección de entrada de croma	131
1.46	Diagrama vectorial de las señales diferencia de color	134

1.47	Diagrama vectorial del Sistema RGB y XYZ	135
1.48	Detector de fase	144
1.49	Tipo PLL de Sistema AFPC	145
1.50	Tipo de oscilador a cristal de Sistema AFPC	146
1.51	Diagrama de bloques de sección de barrido vertical	149
1.52	Sistema de barrido horizontal	151
1.53	Diagrama de bloques de fuente conmutada de RTVC	153
1.54	Circuito limitador de MAT	155
1.55	Diagrama CDC	167
2.1	Diagrama de bloques de un Sistema digital de comunicaciones	172
2.2	Relación geométrica entre imágenes continuas y su arreglo de muestras	188
2.3	Relación de escalas entre señal de video muestreada y frecuencia espacial	208
2.4	Método de generación de señal para muestreo en cuadratura	209
2.5	Método de reconstrucción de señal con componentes en cuadratura	210
2.6	Error de discretización y restauración	214
2.7	Espectro de la imagen reconstruida	225
2.8	Densidad espectral de potencia y efecto de alias	226
2.9a	Volúmenes de Nyquist para señal Y para barrido progresivo	242

2.9b	Volúmenes de Nyquist para señal Y para barrido entrelazado	242
2.10	Intervalos de muestreo en los ejes de imagen vertical y tiempo de campo para barrido progresivo	244
2.11	Intervalos de muestreo en los ejes de imagen vertical y tiempo de campo para barrido entrelazado	245
2.12a	Velocidades de muestreo para barrido progresivo	246
2.12b	Velocidades de muestreo para barrido entrelazado	246
2.13a	Volumen de Nyquist del espacio de señal NTSC. Localización de la sub-portadora de crominancia	248
2.13b	Volumen de Nyquist del espacio de señal NTSC. Sección transversal que muestra las componentes de frecuencia de campo y línea	248
2.14	Modelo de cuantificación de imagen de color	273
3.1	Modelo de codificador y decodificador de fuente	300
3.2	Ilustración de RAC	311
3.3	Diagrama de bloques de compresor y descompresor del Sistema predictor	314
3.4	Modelo de codificación predictiva con pérdida	317
3.5	Configuración de pixel para predicción intracuadro	330
3.6	Sistema de codificación de transformada	341
3.7	Diagrama de bloques del AMNVC	386

3.8	Ejemplo de una función de división de nivel de gris	389
3.9	Máscara de 3*3 pixeles	405
3.10	Codificador para código cíclico (n,k)	427
3.11	Calculador de síndrome	427
4.1	Filtro de peine con un retardo de 2H	457
4.2	Codificador de prefiltro tipo Faroudja	459
4.3	Comparación entre las relaciones de aspecto de las imágenes de televisión y cinematográficas	471
4.4	Nitidez comparativa de los Sistemas de proyección cinematográficas y de los de televisión cuando las imágenes son vistas a una distancia de cinco veces la altura de la imagen	482
4.5	Transmisión a luminancia constante del Sistema MUSE-E	503
4.6	Familia de los Sistemas MUSE	506
4.7	Transmisor ACTV-I	520
4.8	Receptor ACTV-I	523
4.9	Codificador para el Sistema Digicipher	538
4.10	Formato de paquete Digicipher	541
4.11	Codificador ATVA-II (CC-Digicipher)	542
4.12	Decodificador ATVA-II (CC-Digicipher)	544
4.13	Formato de paquete para CC-Digicipher	546
4.14	Codificador video AT&T	549
4.15	Decodificador Zenith-AT&T	553
4.16	Sistema ADTV de 6 MHz en bloques	555

4.17	Elementos y caminos de transmisión del Sistema EUREKA-95 HD-MAC	561
4.18	Cañón de diodo	570
4.19	Diagrama de bloques del Sistema digital de mejoramiento de imagen HDC-300	578
4.20	Filtro digital no recursivo	579
4.21	Filtro digital recursivo	579
4.22	Areas no oscurecidas en los monitores convencionales y en el de HDTV	597
4.23	Codificador y decodificador del Sistema de codificación de pirámide	627
4.24	Codificador y decodificador de subbanda	627
5.1	Diagrama de bloques de una estación CATV HDTV	676
5.2	Diagrama de bloques del Sistema RTV HDTV	679
5.3	Diagrama de bloques de transmisor STD HDTV	680
5.4	Diagrama de bloques de receptor STD HDTV	681
5.5	Diagrama de bloques de transmisor MSD HDTV	681
5.6	Diagrama de bloques de receptor MSD HDTV	682
5.7	Diagrama de bloques de transmisor y receptor MMSD HSTV	682
5.8	Diagrama de bloques de un equipo completo de entretenimiento casero	693

I. INTRODUCCION

Si en los Estados Unidos, aún, no han adoptado un sistema unico HDTV, es prudente que en Guatemala exista algún trabajo que provea la información suficiente para comprender este nuevo sistema de televisión y que advierta posibles problemas y posibles soluciones respecto de los mismos para que cuando en los Estados Unidos aparezca la conversión total de todas las estaciones de televisión radiada, de cable y via satélite hacia el nuevo sistema de televisión HDTV, no se quede Guatemala con su escasa producción nacional y con posibles receptores obsoletos. Lo anterior da origen al título del presente trabajo, pues, el considerar un hecho, como la aceptación de un nuevo sistema de televisión en los Estados Unidos, Europa y Japón, indica que se requiere meditar sobre posibles acciones y consecuencias de las mismas que repercutirán en lo que es la televisión en Guatemala antes que el problema llegue hasta nosotros o, lo que es lo mismo: "más vale prevenir que lamentar", aunque sea a largo plazo.

II. VIDEO ANALOGICO

A. Origen del video.

1. El ojo. El aparato visual, claramente, percibe aquello en que se concentra en ese momento. Además, no sólo es capaz de eliminar lo irrelevante e identificar lo desconocido, sino que, también, puede trabajar con información limitada o extrapolarla. Tal es la razón del principio "etcétera", es decir que a partir de unos miembros de una serie y un esbozo del resto, se da por sentada la existencia del todo.

a. Fisiología ocular. En 1.625 se probó que el ojo es un aparato que sirve para captar imágenes. La luz que entra al ojo debe ser graduada y enfocada para tener una imagen clara y completa.

En la parte delantera del ojo está la córnea, un tejido transparente que sale del blanco opaco del ojo y que es parte del sistema de enfoque. Esta se curva y sobresale, ligeramente, en la esclerótica, el blanco del ojo, produciendo la primera y principal refracción de la luz. La córnea reduce la velocidad de ésta en un 25 % y la desvía, considerablemente, hacia el centro.

Cuando los rayos de luz entran en la córnea y emergen del

otro lado, han sido considerablemente, desviados hacia el centro: ahora, más juntos, llegan al humor acuoso, un líquido que ocupa el espacio que hay detrás de la córnea. Este líquido es incoloro y está ajustado, ópticamente, a la córnea, es decir, ambos desvían la luz, aproximadamente, en la misma proporción.

En seguida está el iris, en forma de rosquilla, con su agujero que es la pupila, casi al nivel de la córnea. El iris gradúa la luz que entra en el ojo, aumentando o disminuyendo el diámetro de la pupila. Este no es más que un diafragma hecho, principalmente, de músculos circulares y radiados que, al contraerse y dilatarse, reducen o aumentan el tamaño de la pupila.

Existen tres factores que afectan el tamaño de la pupila. El primero es la cantidad de luz; el segundo, es el enfoque de un objeto, es decir que mientras más lejos, más grande es la pupila y, mientras más cerca, menor el tamaño de la misma. El tercero es de carácter psicológico, pues, el tamaño de la pupila depende de la intensidad de la reacción emotiva del individuo, por ejemplo: mentir o ver una chica en traje de baño (lo que agranda la pupila) o saber que un ser querido ha fallecido (lo que la empequeñece).

El cristalino es una minúscula estructura transparente colocada detrás del iris, la cual sirve para refractar la luz. Esta consta de 2.200 láminas delgadas, unas sobre

otras, que le confieren una elevada flexibilidad.

El acomodamiento del cristalino se logra gracias a un conjunto de músculos que lo rodean y, que, al contraerse o distenderse, hacen variar su forma.

Una vez que la luz ha sido debidamente enfocada por el cristalino, los rayos pasan por el humor vitreo, esa sustancia clara y gelatinosa que llena cerca de dos terceras partes del volumen del ojo. Así como el humor acuoso está ópticamente ajustado a la córnea, el humor vitreo lo está al cristalino y mantiene los rayos de luz en el curso fijado por este último.

Además de la córnea, el humor acuoso, el cristalino y el humor vitreo están los tres grupos de músculos que mueven el globo ocular hacia arriba, abajo y hacia los lados. El ojo siempre está moviéndose a pesar de estar "fijo" en un punto, sus movimientos son hacia afuera del punto, alrededor de él y hacia él, lo que provoca que la imagen se esté moviendo y genere cierta pérdida de la resolución de la misma, hay que considerar que si el ojo permaneciera fijo en el mismo punto, la imagen desaparecería debido a la saturación de los receptores luminicos. Pero es el cerebro el que se encarga de procesar la información con lo cual la imagen no es afectada por este movimiento.

La luz que penetra en el ojo permanece, esencialmente, igual, aunque su ruta se altere con el fin de que llegue a la

retina en el punto focal adecuado. La retina ofrece el aspecto de una red color rosa, tiene cerca de 0.5 mm y es una cubierta hecha de capas múltiples que cubre totalmente la superficie interna del ojo, con excepción del frente, donde entra la luz.

Los fotorreceptores se encuentran en la capa inferior de la retina. Existen dos clases: conos de forma bulbosa y bastones de forma alargada y recta; ambos están mezclados en la retina. En el eje óptico existe un hoyuelo pequeñito, llamado fovea, que sólo contiene conos. Los conos son excitados con luz brillante, visión fotópica, y permiten visualizar los colores, mientras que los bastones sólo reaccionan a la luminosidad de los objetos y en bajos niveles de luz que permiten la visión, visión escotópica.

Se calcula que hay unos 125 millones de bastones y unos 6.5 millones de conos. Estas son células exclusivamente del ojo, pues, no se encuentran en ninguna otra parte del cuerpo. En la figura 1.1 aparece la respuesta espectral de conos y bastones y en la figura 1.2 aparece la concentración de ambos en el ojo partiendo de la fovea con 0°.

Respuesta espectral de receptores luminicos del ojo

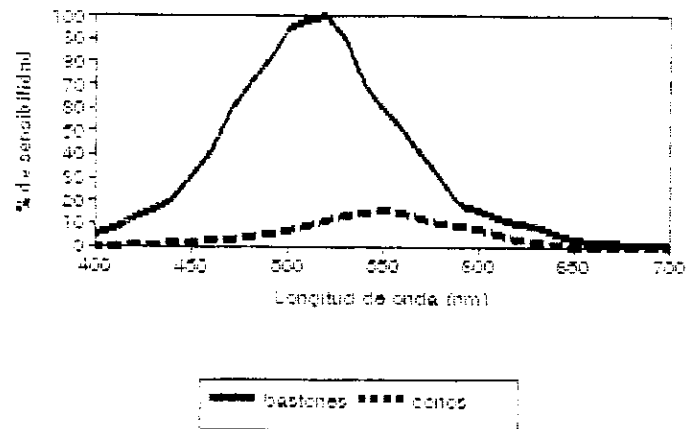


Figura 1.1 Respuesta espectral de conos y bastones.

Distribucion de conos y bastones en el ojo

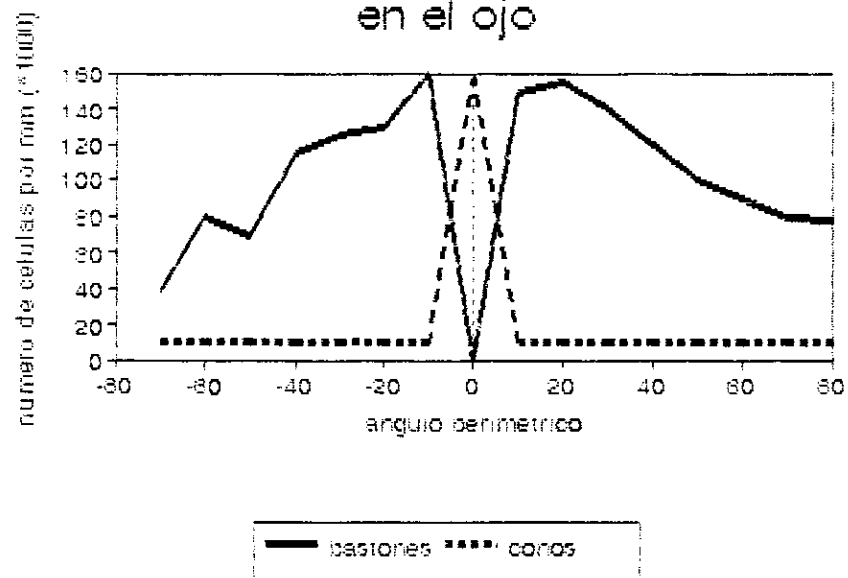


Figura 1.2. Concentración de conos y bastones en la fovea.

b. Química de la visión. Los conos poseen pigmento cromosensor conocido como yodopsina y hay tres tipos de conos: uno es más sensible al rojo, otro, al azul y, otro al verde. Además, los bastones poseen un pigmento fotosensor conocido como rodopsina, que está formada por retinal, ligado a una opsina (proteína). La energía luminosa transforma la rodopsina (en la forma cis-retineno) en lumirrodopsina (en la forma trans-retineno) compuesto inestable que se descompone primero en metarrodopsina y, luego, en trans-retineno libre y opsina. Es este proceso de isomerización de cis-retineno a trans-retineno el que da origen al mensaje que va a las células bipolares.

El trans-retineno libre se convierte en trans-vitamina A y, luego, es reíomerizado para la forma cis y reoxidado a cis-retineno para combinarse con la opsina y formar la rodopsina y ser útil de nuevo para el proceso de captación luminica.

Si el ojo recibe una emisión de 10^{-6} s de duración, percibe una imagen que dura cerca de una décima de segundo. En este lapso la retina queda excitada, seguramente porque es el tiempo durante el cual la lumirrodopsina persiste en los bastones.

c. Canal nervioso. Las fibras nerviosas de la retina que llevan el mensaje visual constituyen una red de intercomunicación extremadamente compleja, que se extiende por toda la cara anterior de la retina. Una capa de esta, que se halla entre los fotorreceptores y las líneas de transmisión, está formada por células bipolares, que captan las señales eléctricas de los fotorreceptores. En la fóvea cada cono está ligado a una sola célula bipolar, mientras que fuera de esta, cada célula bipolar puede estar unida a varios conos y a varios bastones. La capa delantera contiene las células ganglionares, que reciben las señales de las bipolares y transmiten los mensajes al cerebro. En la fóvea, la relación es uno a uno, pero, fuera de ésta puede estar conectada a varias células bipolares. Todas estas fibras nerviosas se juntan en un punto de la retina y salen por detrás para convertirse en el nervio óptico; es en ese lugar en donde hay un punto ciego, pues, no hay células fotorreceptoras.

Al salir de los ojos, los dos paquetes de nervios se juntan en el quiasma óptico. Al llegar allí, cada paquete se divide en dos. En este punto se forman dos nuevos paquetes de nervios en sustitución de los anteriores. Estos nuevos paquetes están formados por una parte de los axones del nervio izquierdo y una parte de los del nervio derecho. Estos nuevos nervios van a los cuerpos geniculados que están

formados por láminas organizadas para recibir señales de un sólo ojo.

A partir de estos cuerpos geniculados tras sinapsis con otras células, salen fibras nerviosas hacia la corteza visual en la parte posterior del cerebro. Es en la cuarta capa cerebral donde van a terminar estas fibras y, las capas circundantes, envían mensajes a otras partes de la corteza cerebral. La mayor parte de corteza visual sirve para la fovea. Cada célula reacciona a diferentes juegos de señales enviadas por la retina.

d. Mecanismo cromático. El ser humano posee "memoria cromática" la cual le permite ver las cosas conocidas con los mismos colores que bajo la luz blanca, independientemente de las circunstancias de iluminación en las que se encuentra en algunas ocasiones. Esto es debido a indicios que proceden de la memoria o a relaciones con la naturaleza de la iluminación y los objetos circundantes.

Existen dos teorías contradictorias, pero, sensiblemente ciertas para la visión cromática, al igual que ocurrió con la teoría ondulatoria y la corpuscular para la luz. Estas teorías son: la de Young-Helmholtz y la de Hering. La primera da a conocer que en los conos existen pigmentos de tres tipos sensibles a cierta porción del espectro visible: uno es principalmente sensible en el sector rojo del

espectro, otro es sensible en el verde y el tercero en el azul. La segunda elige cuatro colores fundamentales y los coloca por pares antagónicos: rojo-verde y amarillo-azul. Si bien ambas teorías explican sólo ciertos fenómenos, en 1.964 dos grupos de norteamericanos, uno dirigido por Edward MacNichol y William Marks y el otro por George Wald y Pierce Brown, argumentan, tras años de estudio, que la visión cromática es un proceso que ocurre en dos etapas y que concuerda con la teoría de Young-Helmholtz en lo que respecta a los cromorreceptores, y, con la teoría de Hering en lo que se refiere al nervio óptico y etapas posteriores. Es, posiblemente, en las células ganglionares donde se procesan los mensajes de tres receptores distintos RGB: rojo-verde-azul. En este nivel se dan los clasificadores azul-amarillo, rojo-verde y blanco-negro. Estos clasificadores envían la información por el nervio óptico.

e. Psicofísica. La psicofísica es una rama de las ciencias ópticas y trata de unir el abismo que media entre la física de la luz y el comportamiento de los organismos vivos, definiendo para ello con precisión matemática la relación entre los estímulos materiales (líneas, puntos, ondas, clases de superficies) y lo que el hombre "ve". La mayoría de puntos que trata la psicofísica de la visión pueden clasificarse, de modo general, según unas

cuantas condiciones que son indispensables para la percepción visual. Primero, para que la vista funcione, se necesita, ante todo, un objeto lo bastante grande para ser visto. Segundo, la fuente de luz deberá tener intensidad suficiente para producir alguna reacción; intensidad que variará según las condiciones de cada prueba. Tercero, el estímulo deberá durar lo bastante para asegurar que se produzca la reacción y, cuarto, el objeto deberá ser lo bastante distinto de aquello que lo rodea para ser reconocido por lo que es.

1) Agudeza visual. El problema de la agudeza o diferenciación, no es meramente cuestión de si algo puede o no ser visto: la agudeza es, también, la capacidad para discernir los más sutiles detalles de un objeto o escena. Una medida de la agudeza es la angular. Se dice que una persona es normal si puede discernir los detalles de un objeto que crea un ángulo de un minuto de arco.

La agudeza abarca uno o más de cuatro esfuerzos: descubrimiento (determinar si el objeto está allí) reconocimiento (capacidad para nombrar el objeto o estipular algo acerca de él) resolución (capacidad para separar los elementos de un conjunto, como sería reconocer cuatro puntos y no como una línea recta) y localización (capacidad para percibir pequeñas desviaciones por parte del objeto, como en

el caso de una línea, aparentemente, vertical que se inclina un poco a la izquierda o a la derecha)

2) Curva de visibilidad. Fue en el siglo XIX

cuando Joseph von Fraunhofer, óptico alemán, descubrió que cada color de luz debe alcanzar cierta intensidad antes que pueda verse. Cuando este factor de intensidad mínima se combina con la longitud de onda del color y el resultado se grafica, se obtiene una curva de visibilidad, según la figura 1.1.

En realidad, existen dos clases de curvas de visibilidad debido a que en la retina hay dos clases de receptores y, cada uno, tiene su mayor sensibilidad en una determinada parte del espectro, diferente de la del otro.

3) Sensibilidad. Uno de los problemas de la

psicofísica es el grado de sensibilidad del ojo. Los estudios han revelado que los bastones reaccionan a una luz verde-azul que apenas proporciona al ojo media docena de quanta. El ojo es fantásticamente sensible y cuando esta sensibilidad se relaciona con los torrentes de energía luminosa que año tras año nos llegan del Sol, resulta extraño que no ciegue al hombre la luz que baña al mundo. Una buena razón es que, si bien bastan cinco a seis cuantos para producir una reacción en la retina, se necesita que entren al

ojo de 50 a 150 cuantos. De estos el 90 % se pierde por reflexión o absorción, al pasar por la córnea, el cristalino, los humores acuoso y vítreo y la retina.

Tan importante para el ojo como la intensidad de la luz son su duración y ubicación. Se ha descubierto en algunos experimentos que la intensidad de la luz, la extensión del área retiniana estimulada y la duración del destello, estaban en proporción inversa. Una luz muy intensa que brillase, brevemente, sobre una pequeña porción de la retina tendría el mismo efecto que una luz mas baja que cubriera una porción más amplia durante el mismo período. Sin embargo, hay excepciones a esta relación inversa y se han notado cuando se usan ciertas drogas como la estrictina (la cual incrementa la sensibilidad del ojo a luces de poca intensidad)

Es importante que cuando varios de los receptores conjugan su actividad, logran enviar al nervio una señal cuya intensidad puede ser útil y que sin esta conjugación de reacciones podría no producirse la reacción nerviosa, i.e. sensación de luz. La parte de la retina que es más apta para esta conjugación de reacciones a la luz baja, se halla en el rabillo del ojo, donde más abundan los bastones, lo cual explica por qué es tan sensible nuestra visión periférica.

4) Admisión y rechazo de señales. Con la sensibilidad que proporcionan los dos tipos de receptores del ojo y, gracias a la acción conjunta de los bastones, se ha dificultado comprender la razón de que, (dado el enorme número de cuantos que penetran en él) el ojo no produzca un caos de luces que parpadeen y estallen constantemente. Y resulta más difícil de comprender cuando sabemos que las fibras nerviosas del ojo suelen "dispararse" espontáneamente, sin necesidad de estímulos externos. A decir verdad, existe un constante tiroteo desordenado de esta clase, conocido como ruido de fondo óptico. Aunque ello parezca añadir combustible a la general confusión que reina en el ojo: aparentemente, el sistema visual es capaz de concentrarse en las señales que se elevan por encima de este ruido, distinguiéndose entre el tiroteo desordenado y los estímulos que, verdaderamente, proceden de la luz.

Otra manera que tiene el sistema de elegir y controlar las señales de bajo nivel es negándose a reconocer aquella que no dura determinado mínimo de tiempo. Sin embargo, una luz de muy baja energía permanecerá invisible, a pesar de que la miremos por mucho tiempo. La relación energía-tiempo no cubre periodos prolongados. Una teoría argumenta que la rodopsina se descompone químicamente cuando se pone en contacto con la luz y, llegado a un punto, empieza a restaurarse. El tiempo necesario para que esto se produzca

es de una fracción de segundo y se denomina duración crítica. Más allá de ésta lo que importa es la intensidad.

5) Fluctuación y fusión visual. El que la luz brille de manera constante o intermitente significa también notable diferencia por cuanto a la reacción visual que produce. El estímulo intermitente, parece ser otro factor crítico de la agudeza, pues, la visión es mejor cuando la frecuencia de los detalles es tan baja que se puede distinguir cada uno o tan alta que se produce la fusión entre imágenes.

Con un control adecuado, el centelleo puede utilizarse ventajosamente. Cuando se excita la retina con una imagen centelleante cuya duración es menor que el tiempo de persistencia de la visión, la excitación producida en el ojo dura más que el estímulo de las percepciones claras de la imagen, debido a cierto tipo de inercia retiniana no sólo para activarse, sino para interrumpir el contacto. Esta diferencia suele equivaler a unas pocas centésimas de segundo, aunque puede prolongarse disminuyendo la iluminación.

Ahora bien, vale la pena dar una explicación en este punto de cómo se produce una imagen. Todo objeto es visible debido a que la acción-reacción entre fotones-átomos de la materia provoca la emisión de fotones cuya energía abarca

ciertas porciones del espectro electromagnético, características de los elementos que conforman la materia misma. Esta radiación electromagnética emitida por el objeto excita a los receptores luminicos localizados en la retina (conos y bastones) que son sensibles a ciertas longitudes de onda del espectro electromagnético. Estos fotorreceptores que son unos transductores fisiológicos, tras reacciones electroquímicas, emiten impulsos eléctricos que se propagan por diferencias de potencial a través del nervio óptico hasta llegar al cerebro, donde son " procesados " como una imagen, la cual es una copia " exacta " de los objetos que emiten radiación electromagnética en la región visible del espectro (por esta última se entiende la región del espectro que abarca las longitudes de onda que van de 400 a 700 nanómetros, nm).

De hecho el ojo se comporta como un filtro, pasa bajos que elimina ciertas frecuencias elevadas de la imagen, con lo cual se reduce su verdadera nitidez.

2. Nacimiento y definición de video. Desde que el hombre tuvo conciencia del medio que lo rodeaba intentó, de muchas formas, plasmar para la posteridad o para su satisfacción propia las imágenes que percibía. De este modo surgieron poco a poco las artes plásticas; sin embargo, no importando cuán cercanos a la realidad estuviesen estos

trabajos, el hombre no estaba satisfecho y un día surgió la cámara fotográfica. Esta se basa en la interacción luz-materia, por medio de agentes químicos, para fijar una imagen tridimensional a un medio bidimensional, usando como principio el ojo.

Sin embargo, existía el problema de que la fotografía aún estaba lejos de la realidad, puesto que no había movimiento alguno. Así, un día, nació la idea de tomar fotografías de etapas de movimiento y, luego, hacerlas pasar delante de una fuente de luz a una velocidad tal que un movimiento que debería ser discreto se convertía en continuo, gracias a las características inherentes al ojo humano que son la persistencia de la visión y la fusión: así nació la cinematografía.

Como con este medio no se podía alcanzar a las grandes masas, surgió la idea de usar un tipo de transductor que convirtiera una señal lumínica en una eléctrica, la cual podía ser procesada y transmitida al igual que se hacía básicamente con la radiodifusión.

Desde ese momento surgió lo que se denominaría VIDEO. Para dar una definición congruente hay que recurrir al concepto de AUDIO, el cual es la conversión de un sonido (que no es más que una diferencia de presión que se propaga por un medio, debido a las vibraciones de objetos) a una forma eléctrica por medio de un transductor sensible a estas

diferencias de presión. Entonces, VIDEO podría definirse como: la transformación de una imagen a una forma eléctrica por medio de un transductor sensible a la luz en longitudes de onda, visibles o no.

Este transductor es una cámara de televisión, la cual forma parte, en su origen, del sistema de televisión monocroma, y posteriormente, a color.

Desde el punto de vista comercial, ésta fue la línea temporal en que se desarrollaron los acontecimientos. Sin embargo, desde el punto de vista de primeros trabajos, resulta que a finales del siglo XIX, aún cuando Marconi no había patentado su sistema de transmisión de radiodifusión, en 1,875, George Carey realizaba con éxito la transmisión simultánea de imágenes separadas. Pero es hasta 1,884 cuando el alemán Nipkow patenta un sistema completo de transmisión de imágenes a distancia. Sin embargo, fue hasta 1,941 cuando se tuvo el sistema de televisión comercial acromático (monocromo o B/N).

8. Televisión monocroma o blanco y negro. Como ya se dijo, la invención del sistema de televisión permitía alcanzar a las grandes masas, pues, se requería de un sólo transmisor y de un receptor para cada usuario, para completar el sistema y como la radiodifusión había sido un éxito, era muy probable que el de televisión también lo fuera.

Fue así como comenzaron las estaciones de televisión B/N, debido a que, aún, la tecnología no estaba en el punto de diseñar sistemas que pudieran procesar ese tipo de imagen a color.

1. Transmisor de televisión monocroma. En la figura 1.3 se muestra un diagrama de bloques de un transmisor completo de televisión B/N. El generador de portadora de imagen, es un oscilador controlado a cristal y su frecuencia de señal es multiplicada para obtener la frecuencia asignada de VHF o UHF. A las etapas del multiplicador siguen, generalmente, etapas separadoras de clase C que contribuyen a aislar la etapa del amplificador final modulador respecto del oscilador a cristal, reduciendo así, al mínimo, los efectos de carga sobre el último.

En la etapa final de amplificación clase C se modula en amplitud la portadora usando la información de video compuesto, lo que significa: video, impulsos de borrado y los de sincronismo y ecualización.

Para transmitir el sonido, se usa un transmisor de FM común y corriente, el cual utiliza una portadora a 0.25 MHz por debajo del límite superior del margen de frecuencia, asignado a la estación de transmisión. La máxima desviación de frecuencia en reposo es de 25 kHz con una relación de desviación de 1.67.

A la salida del modulador AM, se coloca un filtro de banda lateral para suprimir, parcialmente, la banda lateral inferior, con el fin de reducir el ancho de banda de transmisión. Para utilizar una sola antena, para transmitir audio y video, se usa una red diolexora, la cual es un circuito puente que usa una antena en dos de sus brazos, para transmitir ambas señales sin que interactúen las mismas.

La parte que procesa la señal de video es como sigue: se utiliza un oscilador maestro de 31.5 kHz para la temporización de los impulsos y circuitos divisores de frecuencia para generar las frecuencias de barrido horizontal (1.570 kHz) y vertical (60 Hz). Estas señales se utilizan luego para insertar o suprimir el borrado, formar los impulsos de sincronismo, de equalización y selección.

La cámara de televisión debe tener aplicadas señales de sincronismo vertical (V) y horizontal (H) para conformar la señal de video compuesta. La salida de la cámara es aplicada a los sistemas mezcladores que se utilizan para seleccionar las cámaras, señales de cinta video, película, etc, según se

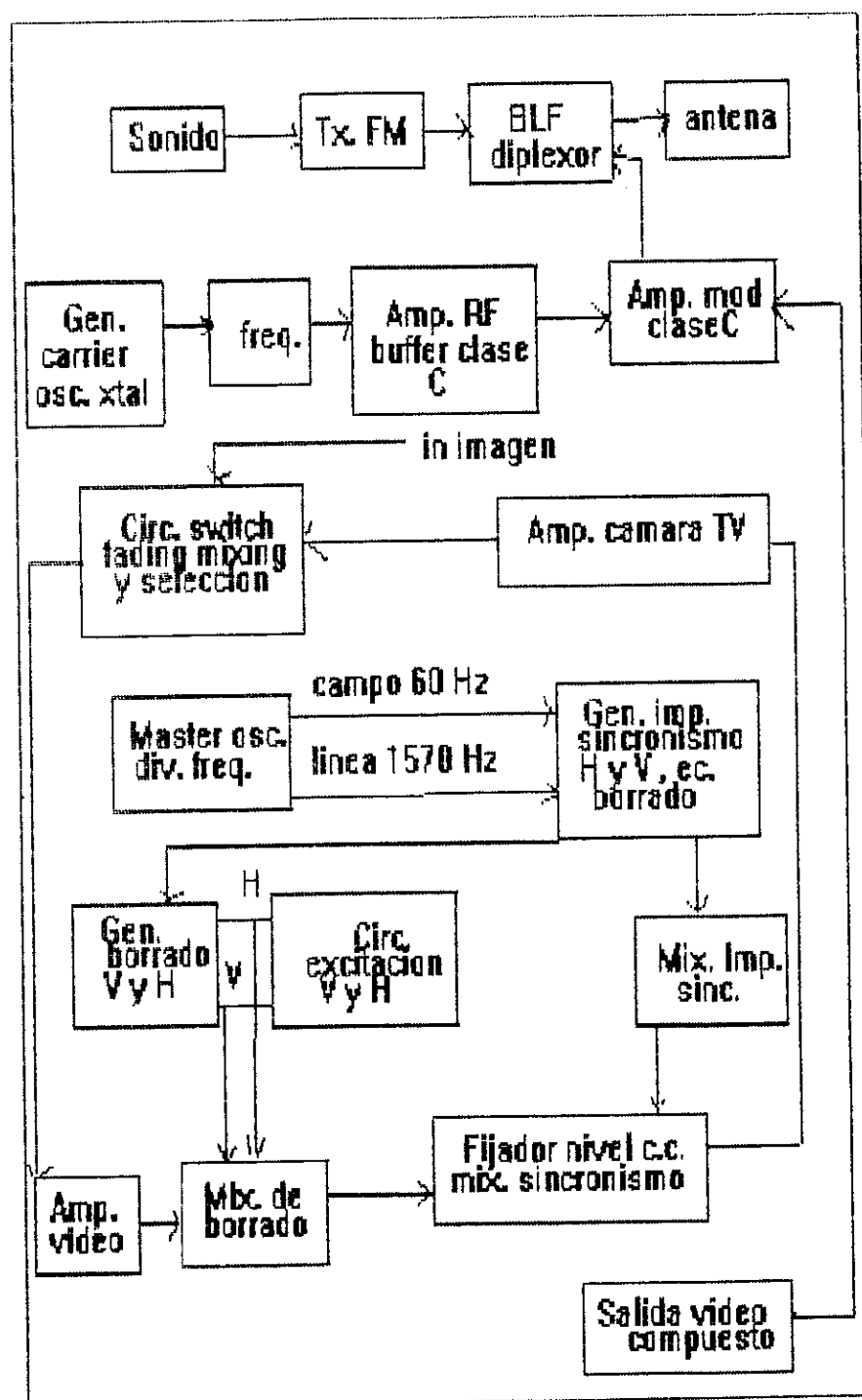


Figura 1.3. Sistema de transmisión de Televisión B/N

requiera en la producción. Posteriormente, la señal es sometida a procesos de mezcla donde se agregan: el sincronismo vertical, el horizontal, los impulsos de borrado y los de ecualización, dando la denominada señal de video compuesta, la cual va al modulador clase C, el que va fue mencionado con anterioridad.

a. Ancho de banda. Los detalles de una escena de televisión producen cambios abruptos de las amplitudes de la señal de video, lo que implica la existencia de frecuencias altas en la señal. Por tanto, para que la reproducción sea buena en el receptor, es muy conveniente un margen amplio de frecuencias de video que se extienda desde 30 Hz hasta 4 MHz. Estos márgenes se deben a las elecciones que se hacen para la viabilidad del sistema. Primero el nivel inferior se debe a la frecuencia de cambio de campo, sin embargo, la señal de video posee una componente de corriente continua (c.c) lo que implica un nivel inferior de frecuencia cero. Segundo, el nivel superior se seleccionó como un compromiso entre el ancho de banda y la calidad de la imagen.

Una película cinematográfica de 35 mm tiene, aproximadamente, unos 500.000 pixeles o elementos de imagen, mientras que la película de 16 mm contiene 125.000 pixeles.

Las grandes áreas de imagen propician la extensión de frecuencia hasta los 100 kHz, mientras que los detalles precisos de la imagen están entre los 0.1 a 4 MHz o más si fuese posible extender el ancho de banda para la transmisión. Sin embargo, con una frecuencia máxima de 4 MHz se tiene 0.25 us, microsegundos, para explorar dos pixeles horizontales adyacentes. Como los detalles de una línea horizontal se exploran en 53.3 us, habrán sido explorados unos 426 pixeles en ese tiempo. Cada exploración de línea puede representar, lo más, un detalle en la dirección vertical.

Ahora bien, el número de líneas exploradas útiles en la representación de detalles verticales dividido por el número total de líneas exploradas visibles es lo que se llama relación de utilización. Esta relación varía entre 0.6 a 0.8. Como el número de líneas verticales visibles es de 483 y con una relación de utilización de 0.7 se tendrá una cantidad de 338 pixeles verticales, dando un total de 144,000 pixeles para toda la imagen, lo cual le da la calidad de una película de 16 mm. Sin embargo, al realizar modulación en amplitud de la banda base, se duplica el ancho de banda con respuesta plana, lo cual es totalmente exagerado. Por esta razón y por obtener una economía de ancho de banda, se suprime una banda lateral parcialmente, ya que los circuitos supresores de corte agudo son difíciles de realizar en la práctica. De aquí que la modulación en amplitud es AM-BLV

(Banda Lateral Vestigial)

El espectro de frecuencia de una estación cualquiera de television aparece en la figura 1.4.

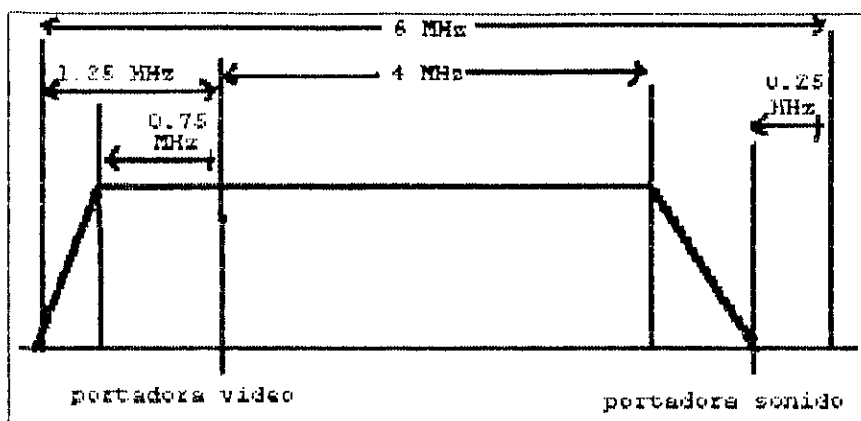


Figura 1.4. Espectro de frecuencia de televisión.

El filtro elimina las frecuencias que están por encima de 1.25 MHz a partir de la frecuencia de la portadora y deja pasar, atenuadas las frecuencias que están entre 0.75 a 1.25 MHz a partir de la portadora de imagen. La portadora de sonido se coloca al final del espectro de video y se deja margen de 0.25 MHz entre ésta y el espectro del otro canal, como seguridad, dando, así, un ancho de banda de 6 MHz para la transmisión de televisión.

b. El tubo de cámara. Como ya se dijo, el sistema de televisión requiere de un transductor luminico, el cual transforma variaciones de luz (incidencia

de quanta luminicos en la materia los cuales provocan desorendimiento de electrones de los átomos ooloeados de selenio) en variaciones de corriente.

Sin embargo, una fotocelda no es suficiente para transformar en ondas eléctricas a toda la información luminosa que oresenta una imagen oor simple que ésta sea. Para entender esto, hay que recordar que la razón de ser de la cámara de televisión, en sus inicios, es copiar al ojo humano en la medida de lo posible.

Para esto se requiere de un conjunto de lentes ajustables que permitan el ingreso de la luz emitida por el objeto a captar y que la conduzcan a una pequeña área de recepción como se realiza en el ojo por medio de la córnea, el humor acuoso, el iris, el cristalino y el humor vítreo, hacia la retina.

Debido a la constitución de la última (por la gran cantidad de conos y bastones que se encuentran allí) se hace evidente que son necesarias muchas fotoceldas para captar con fidelidad la imagen.

1) El Iconoscopio. Este tubo de cámara crea de dos partes importantes: el cañón electrónico, cuya única diferencia con el TRC (tubo de rayos catódicos) es que usa bobinas desviadoras en vez de pantallas desviadoras y el mosaico fotoeléctrico. Este último está, a

su vez, formado por una delgadísima lámina de mica, cuyo espesor es de 50 μ m. pintada en una cara con pintura fotosensible a base de óxido de cesio. La lámina aludida es resquebrajada mediante la acción de un ataque térmico, quedando dividida en millones de fotoceldas elementales por cada centímetro cuadrado (se logran unos 100 millones de dichas celdas). La forma de éstas es aleatoria, debido al resquebrajamiento. En el reverso de la lámina de mica, existe un delgado revestimiento de grafito conectado a un conductor que sale al exterior del tubo; dicha placa está conectada al electrodo de señal.

El tubo de cámara tiene un conjunto de lentes o sistema óptico centrado (SOC) que capta la imagen y la proyecta de tal modo sobre el mosaico fotoeléctrico que por estar éste dividido en millones de microceldas, la imagen quedará, a su vez, dividida en igual número de partes, con lo cual, a mayor concentración de microceldas habrá una mayor definición de la imagen (es decir, mayor nitidez y fidelidad que dicha imagen guarda respecto de la imagen original) ya que la imagen es dividida en un conjunto de puntos cuya área individual abarca una pequeña área del objeto a televisar.

Así, una vez enfocada la imagen (enfocar es el proceso de proyectar la imagen captada sobre el mosaico fotoeléctrico) cada partícula que lo conforma, recibirá una determinada cantidad de luz de acuerdo al lugar que le corresponda en la

imagen original y entregará electrones (debido al efecto fotoeléctrico) los cuales se dirigirán al segundo ánodo al que llegan empleando el acuadag (recubrimiento interno de grafito) como camino, ingresando de ese modo al borne positivo de alta tensión.

De este modo el mosaico fotoeléctrico muestra la imagen que recibió, pero constituida por puntos de mayor o menor carga eléctrica positiva. Sin embargo, como en el reverso de dicho mosaico existe una lámina conductora de grafito, cada microcelda con su correspondiente porción posterior de la lámina de grafito formará un capacitor elemental, cuya carga almacenada estará en proporción a la cantidad de luz percibida.

Ahora bien, todos estos pequeños capacitores tienen una armadura común: la lámina de grafito; por tal motivo, cada vez que uno de ellos se cargue, realizará su posterior descarga a través del mismo conductor: el electrodo de señal conectado a dicha lámina.

En el mosaico fotoeléctrico, la imagen bidimensional debe, de algún modo, transformarse a su equivalente en una dimensión, como ocurre con el audio.

Para ello, el haz de electrones del cañón electrónico barre toda la superficie del mosaico de izquierda a derecha y de arriba hacia abajo. Entonces, cada microcelda, según cuán cargada esté, retendrá más o menos electrones del haz.

impidiendo que éstos retornen por medio del acuñado al ánodo colector.

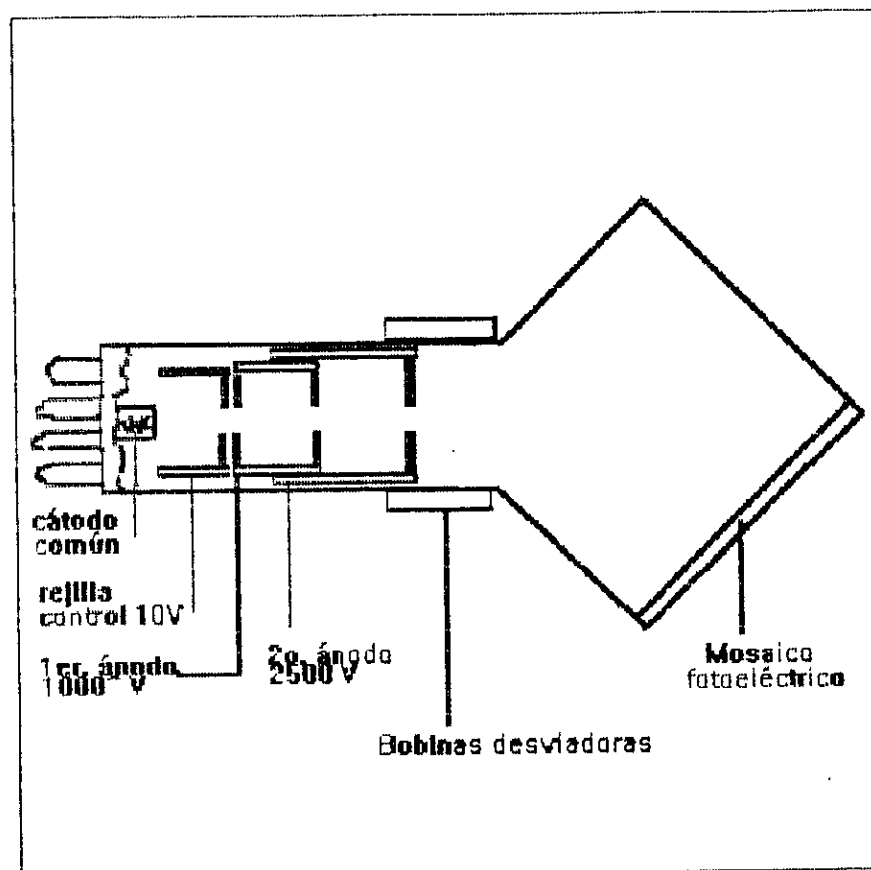


Figura 1.5. El Iconoscopio.

Esta neutralización de la carga de la armadura del mosaico de cada microcelda es transferida a la placa de grafito en donde surge también una corriente de electrones que varía según la carga que posea la microcelda y que viaja como información lineal (video) a través del electrodo de señal para, luego, ser procesada y, posteriormente,

transmitida.

El Iconoscopio ya no se usa actualmente debido a que presenta serias desventajas. La primera es que el haz electrónico proyecta los electrones con elevada energía sobre el mosaico fotoeléctrico, provocando emisión secundaria de electrones, los cuales, tras describir trayectorias parabólicas regresan a la misma superficie recibiendo el electrodo de señal información errónea, la cual se traduce en la aparición de aureolas alrededor de la imagen televisada, fantasmas (una imagen translúcida de bordes definidos superpuesta a la imagen original) o nieve (multitud de puntos blancos)

La segunda desventaja es que tiene poca sensibilidad, lo cual obliga a usar una iluminación exagerada, y, la tercera es, que presenta una dispereja sensibilidad frente a diferentes colores del espectro electromagnético visible.

2) El Orticon. Todas estas desventajas llevaron a la aparición del Orticonoscopio en 1,945. Es un cilindro vitreo de 38 cm de longitud por 5 cm de diámetro que remata en un corto cilindro de 7.5 cm de diámetro denominado cabeza.

Este, está formado por tres secciones: la de imagen (en la cabeza) la exploradora (en el cuerpo) y la multiplicadora (al final del tubo) A diferencia del Iconoscopio, la

superficie fotosensible no está fragmentada, ni es opaca y se sitúa en el frente de la cabeza. A esta película se le llama "fotocátodo". Este emite tantos electrones como luz reciba, hacia el blanco ubicado detrás suyo (ver figura 1.6). Los electrones así disparados contra el blanco lo hacen por medio de una rejilla positiva que se interpone entre el fotocátodo y dicho blanco, que no es más que una malla metálica finísima que tiene unas 1,000 perforaciones por pulgada cuadrada. Los electrones provenientes del fotocátodo lo atraviesan y llegan muy acelerados al blanco (placa de vidrio colocada muy próxima a la rejilla). Sobre el blanco se formará la imagen óptica y los electrones que reboten debido al impacto formarán una nube que será absorbida por el potencial de rejilla. Sin embargo, habrá emisión secundaria por lo que la imagen sobre el blanco estará compuesta por cargas positivas.

Por su parte, el haz de electrones del cañón tiene suficiente energía para alcanzar el blanco en los puntos en que éste tenga cargas positivas, pero, regresarán los electrones de inmediato cuando se encuentren con cargas negativas o zonas neutras. A este haz que regresa se le llama haz de retorno y llevará impresas las variaciones de luz de la imagen; los puntos más oscuros hacen regresar mayor cantidad de electrones.

El haz de retorno atraviesa todo el cuerpo del Orticon e ingresa en la sección multiplicadora donde hay placas

positivas llamadas dínodos, que dispuestas unas tras otras, presentan mayores potenciales a medida que se acercan a la parte posterior del tubo, incrementando, así, el rendimiento de la señal video. El haz de retorno ingresa, entonces, por un electrodo de señal de video.

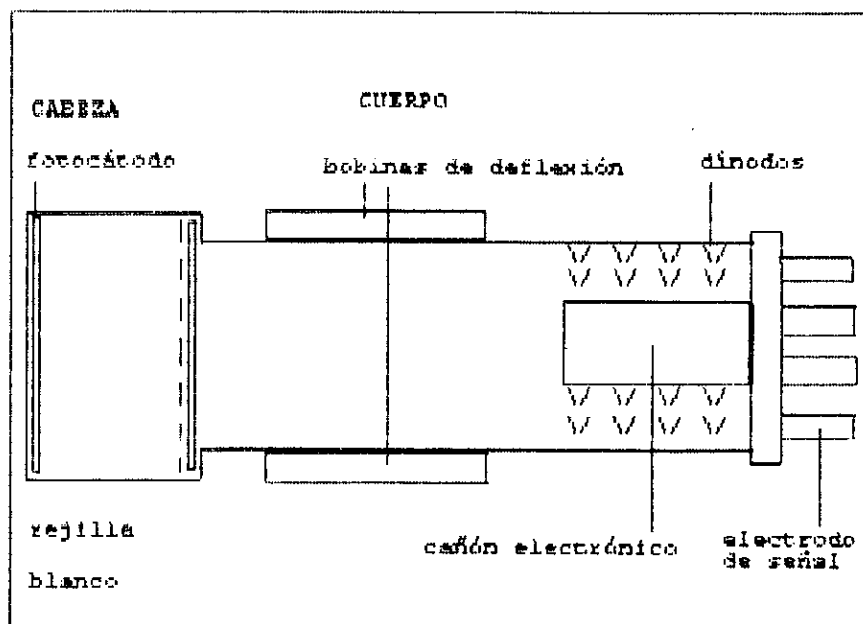


Figura 1.6. El Orticon.

El Orticon presenta las ventajas de ser mucho más sensible que el Iconoscopio; al poseer un SOC de muy breve distancia focal capta con fidelidad los fondos y, por último, las imágenes carecen de aureolas y manchas.

Lamentablemente, este tubo de cámara es relativamente grande y costoso debido a su compleja estructura.

Actualmente, se emplea el Vidicón, prácticamente, en todas las aplicaciones de televisión, incluyendo la de difusión, cámaras portátiles, cámaras de vigilancia y usos industriales.

3) El Vidicón. Los vidicones se fabrican en tres tamaños, según el diámetro de la cara frontal: 30.5 mm, 25.4 mm, 18 mm, todos de 12.7 a 20.3 cm de largo.

La figura 1.7 muestra como está formado este dispositivo. Consiste en una envolvente de vidrio con una placa frontal, ópticamente plana, en el extremo por donde penetra la luz. En el anverso de esta placa hay una capa de óxido de estaño, transparente a la luz pero eléctricamente conductor. Rodeando al tubo hay un anillo metálico, llamado "anillo de blanco", el cual es la conexión eléctrica a esta capa y es el terminal de salida de la señal video.

El reverso de la placa de blanco tiene un recubrimiento de trisulfuro de antimonio que es fotoconductor; su comportamiento es como el de los fotorresistores (rango de 20 MΩ para el negro y 2 MΩ para el blanco).

La imagen es enfocada por una lente óptica incorporada en la placa de blanco del Vidicón. La luz pasa a través de la placa frontal de video y llega a la capa de trisulfuro de antimonio donde se emiten electrones que emigran hasta la

capa de óxido de estaño en la cual se forma la imagen de carga que corresponde a la imagen óptica. El haz de electrones, de baja energía, deposita los electrones suficientes en la placa de blanco para descargar cada punto hasta que el potencial sea nulo. Esta corriente de descarga, tomada en la conexión del anillo de blanco, es la corriente de señal video.

La forma como se genera el haz de electrones es como sigue: en el cátodo se generan los electrones por emisión termoiónica. Este es calentado por un elemento de 6.3 V a 95 mA.

Los electrones del cátodo son atraídos por la rejilla aceleradora G_2 a 300 V. La rejilla de control G_1 es la que controla la densidad espacial electrónica y, por consiguiente, la intensidad de corriente del haz. G_1 está a - 30 V respecto del cátodo que está a tierra.

Los electrones convergen en un haz estrecho, mediante lentes electrostáticas contenidas en el cañón y una bobina externa para el enfoque magnético. Esta última rodea al conjunto de bobinas de deflexión que se encuentran rodeando al tubo. La rejilla de enfoque G_3 a 260 V es menos positiva que G_2 por lo que los electrones son decelerados. Esto hace que ellos converjan en el centro del haz. Cerca de la placa de blanco se encuentra G_4 , una malla de hilo muy fino a 400 V respecto del cátodo. La placa de blanco está a 50 V con

lo cual los electrones son decelerados evitando así la aparición de emisión secundaria desde la misma. Como el campo eléctrico entre la placa de blanco y la malla es ortogonal, los electrones chocan con la placa en una trayectoria perpendicular a la superficie en todos los puntos de la misma, con lo cual el enfoque es más uniforme.

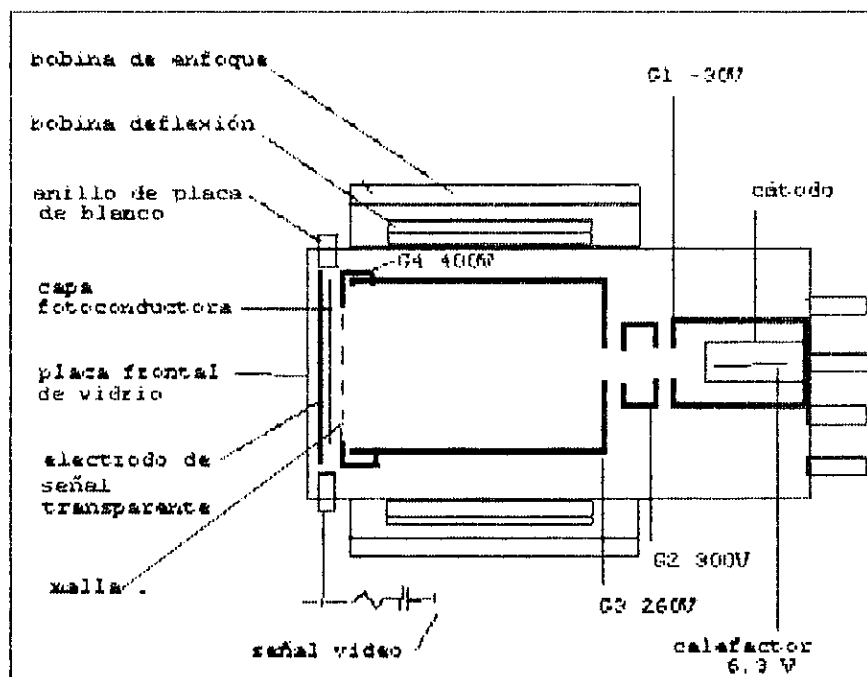


Figura 1.7. El Vidicón

Existen otros tipos de tubos de cámara que tienen respuesta espectral distinta de la del Vidicón.

c. Señales de exploración y sincronismo. Un tubo de televisión tiene varios arrollamientos alrededor del cuello del tubo para la deflexión del haz; están incluidas en ellas las bobinas de barrido vertical y de barrido horizontal y a la combinación se le llama "yugo". Los osciladores de barrido generan las señales de exploración aplicadas al yugo y durante el tiempo en que el oscilador horizontal hace que el haz electrónico barra la cara del tubo, el oscilador vertical hace que baje el haz, gradualmente.

Después de que el haz traza la línea inferior en su desplazamiento horizontal, el oscilador vertical desplaza el haz hasta la parte superior y se repite el proceso de exploración. El conjunto de estas líneas se llama cuadro, el cual tiene una relación de aspecto de 4 a 3, es decir que el ancho es 1.33 veces la altura del cuadro.

El ritmo estándar de exploración es de 525 líneas horizontales (un cuadro) repetido 30 veces por segundo (para el sistema NTSC) En el sistema PAL y SECAM son 625 líneas horizontales repetidas 25 veces por segundo. De aquí que en el sistema NTSC se producen 15,750 líneas, por consiguiente, ésta será la frecuencia de barrido horizontal, tanto en la emisora como en el receptor.

La frecuencia de barrido vertical es de 60 Hz (sistema NTSC) y 50 Hz (sistema PAL y SECAM) para evitar

interferencias de corriente alterna que se traducirían en vibraciones de la imagen o sombras indeseables.

La exploración de líneas horizontales no se hace en orden secuencial, sino que, primero, se exploran las líneas en orden impar. A continuación el haz vuelve a la parte superior de la pantalla y traza las líneas de orden par. A este proceso se le conoce como exploración entrelazada y reduce el parpadeo que de otro modo sería perceptible, lo cual significa que cada cuadro es dividido en dos campos con lo cual hay 60 campos por segundo (o 50 según el sistema) por lo que se supera el umbral físico de persistencia de la visión y se elimina el parpadeo como ya se dijo.

Cuando la pantalla es explorada una vez, es porque se produce un campo, estando, entonces, el cuadro compuesto de dos campos. Un campo comienza en el extremo superior y termina en el centro del extremo inferior; el otro campo empieza en el centro de la línea superior y termina en el extremo derecho de la línea inferior. Esto significa que la temporización del sincronismo para un campo difiere de la del otro debido a las diferencias de donde comienza y finaliza cada campo (ver figura 1.8).

Para mantener una perfecta relación entre el transmisor y el receptor, se requiere que los haces de electrones barran el tubo al mismo tiempo. Esto se logra usando los impulsos de sincronismo que permiten que finalizada cada línea, el haz

del Vidicón y el del tubo de imagen vuelvan al extremo izquierdo de la pantalla para iniciar la lectura de la siguiente línea en forma simultánea. Cuando se termina un cuadro ambos haces regresan a la parte superior para comenzar el siguiente.

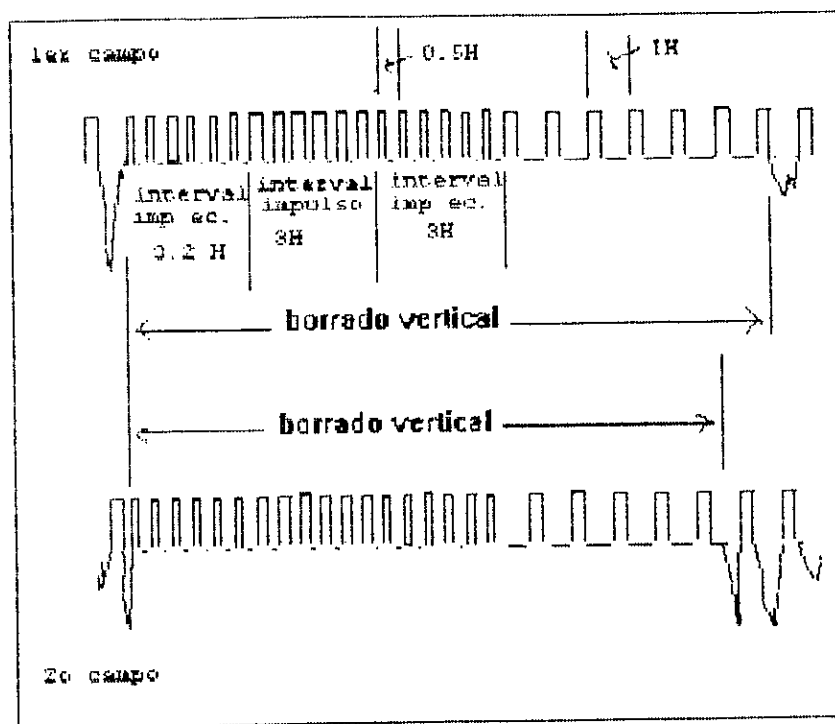


Figura 1.8. Sincronismo para cada campo vertical.

El trazo de retroceso o "retraza" que le permite al haz explorador pasar a la siguiente línea debe ser borrado para que la imagen sea perfecta. Para ello, la señal de video presenta la componente de borrado o impulso de borrado horizontal. Al final de cada línea, la señal video sube al

nivel de negro con lo cual la retraza no se observa en la pantalla. Como la duración de una línea horizontal H es de 63.5 μs y la anchura del impulso de borrado horizontal es de 0.14 H a 0.18 H , el tiempo de borrado horizontal es de 10.2 μs , dejando 53.3 μs de exploración visible. Sobre los impulsos de borrado van los impulsos de sincronismo horizontal de 0.08 H . La parte inmediatamente anterior a éste se llama "umbral anterior" y dura 0.02 H . Después del impulso de sincronismo horizontal viene el "umbral posterior" de 0.06 H de duración. Durante estos umbrales la señal está en el nivel de borrado. Esto hace que aparezcan las barras de borrado a la derecha e izquierda de la imagen, limitando su tamaño.

Al terminar un campo el haz debe subir para comenzar otro, por lo que se requiere de una componente que borre la retraza vertical. La anchura de este impulso es de 0.05 V a 0.08 V siendo V (duración de impulso vertical) igual a $1/60$ s. Durante este impulso se pierde un equivalente de 21 líneas H , de las cuales 4 son suprimidas antes de la retraza, 5 durante ella y 12 en la parte superior.

Mientras transcurre el borrado vertical se debe mantener al oscilador horizontal sincronizado. Para esto se agregan 6 impulsos de ecualización (de 0.5 H cada uno) antes y después del impulso almenado de sincronismo V , de duración 3 H . Después de los impulsos de ecualización vienen impulsos

de sincronismo H. con lo cual el oscilador horizontal nunca deja de recibir impulsos de sincronismo.

Profundizando un poco más en lo que respecta al oscilador maestro y al sistema divisor se tiene que la frecuencia del primero (31.5 kHz) se mantiene constante con precisión al compararla con una señal de 60 Hz, obtenida ya sea de la línea de alimentación c.a. o de un generador controlado a cristal. Esta comparación se logra mediante el uso de un circuito control de reactancia para corregir las discrepancias entre las dos frecuencias muestreadas. Para el sistema divisor se tiene una cadena divisora de frecuencia de 31.5 kHz a 60 Hz (usando divisores de 7, 5, 5 y 3) Esta es la que se utiliza para estabilizar la frecuencia del oscilador maestro y para el borrado vertical. Las señales de sincronismo horizontal y de borrado vertical son conformadas y mezcladas con las señales verticales (sincronismo y borrado) y aplicadas al modulador de video conjuntamente con la información video. Se puede utilizar en algunos sistemas de transmisión circuitos de retardo para desplazar los impulsos de sincronismo sobre los de borrado.

d. Circuitos monoestables y de retardo. Los circuitos monoestables son multivibradores que no poseen frecuencia propia, sino que producen un impulso de salida de duración predeterminada cuando es disparado.

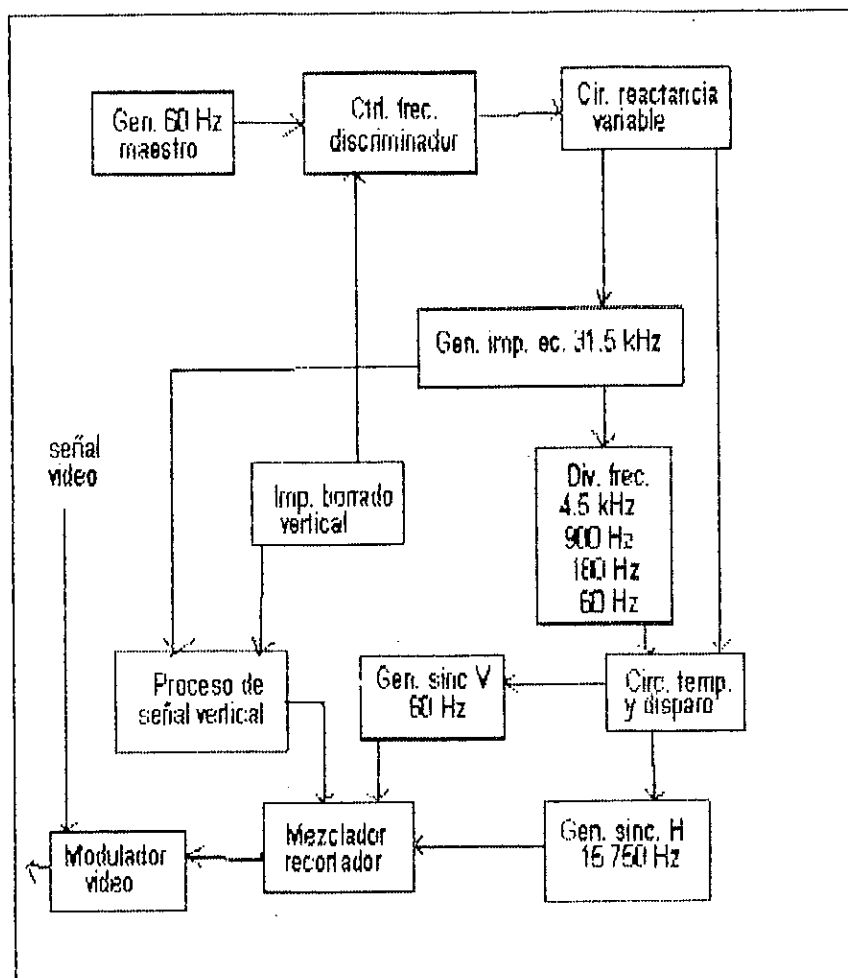


Figura 1.9. Sincronización de señal video compuesta.

Esto puede usarse para generar un retraso de señal en la siguiente forma: el impulso de salida del monoestable es diferenciado, obteniéndose, así, dos impulsos de diferente polaridad separados en el tiempo por una duración igual al ancho del pulso de salida del monoestable. Usando circuitos recortadores se puede suprimir uno de los impulsos y dejar el

que esté desfasado respecto al impulso de disparo.

Otro tipo de circuito de retardo de señal se obtiene al diferenciar un pulso de duración $t_2 - t_1$; los impulsos resultantes pasan por un oscilador de relajación el cual es disparado por el impulso que se da en t_2 .

Otra forma de obtener un retraso es usar una línea de transmisión formada por inductancias serie y condensadores, paralelo, cuyos valores y cantidades indicarán cuanto es que dura el retraso de la señal.

e. Inserción de impulsos de ecualización. Se emplean circuitos de estado sólido que permiten el paso o no de una señal de acuerdo con la duración de ciertos pulsos de excitación.

Según la figura 1.10, se aplica una señal de control de duración igual a 9 H y 60 Hz de frecuencia a un transformador que aplica una señal réplica de la de control a Q_2 y una desfasada 180° a Q_3 . De este modo, en la salida aparecen los impulsos de sincronismo horizontal y cuando se aplica la señal de control, estos impulsos son bloqueados al poner en corte a Q_3 , y, aparecen en la salida los impulsos de ecualización, pues, Q_2 está saturado. Al finalizar la señal de control, Q_2 pasa a corte, impidiendo el paso de los impulsos de ecualización y Q_3 pasa a saturación con lo cual aparecen los impulsos de sincronismo horizontal de nuevo a la

salida.

f. Inserción de los impulsos de sincronismo vertical. Como se sabe, durante el borrado vertical hay después de 6 impulsos de ecualización un impulso de sincronismo vertical almenado, conformado por 6 impulsos. Para la inserción de éste, se usa el sistema de la figura 1.11.

Como se puede ver, normalmente, aparecen en R los impulsos de sincronismo horizontal y los impulsos de ecualización, debido a que Q_1 está siempre excitado por esta señal. Sin embargo, a Q_3 se le aplica una señal de control de duración 3 H y que comienza, exactamente, después de 3 H. De este modo pasan 6 impulsos de ecualización y, luego, se satura Q_3 permitiendo que Q_2 conduzca los 6 impulsos que conforman la sincronía vertical, después de los cuales pasa Q_3 a corte y aparecen los otros impulsos de ecualización.

Debido a la forma como está el circuito, los impulsos verticales sobrepuestos a los de ecualización (teorema de superposición) se suman, por lo que a la salida se usa un recortador de señal para reducir el nivel máximo de excursión de la señal.

g. Señal compuesta. Para agregar la señal de imagen y el borrado, tanto vertical como horizontal, se

usa una configuración de totem transistorizada como se ve en la figura 1.12. Normalmente, Q_2 , Q_3 y Q_4 están en conducción: con la aparición del pedestal de borrado vertical Q_3 se corta y en R_5 sólo aparecen los impulsos de sincronismo vertical, los impulsos de ecualización y los de sincronismo H, todos sobrepuestos al pedestal de borrado vertical. La señal de video en ese momento es anulada de la salida debido a que Q_3 está en corte. Lo mismo sucede con la señal de borrado horizontal. Cuando este aparece, Q_4 pasa a corte, la señal video desaparece de la salida y en R_5 aparece sobrepuesto al pulso de borrado horizontal, el impulso de sincronismo horizontal. Siempre que no hay señal de borrado ya sea horizontal o vertical, la señal de video aparece en R_5 . Así es como se forma la señal de video compuesta.

En esta señal, las amplitudes relativas se indican en unidades IRE (organismo antecesor de IEEE). Estas unidades corresponden a amplitudes relativas de la señal de radio frecuencia de imagen modulada en amplitud. En la tabla 1.1 se dan las relaciones entre ambas.

Como ya se dijo, la señal video compuesta modula en amplitud una portadora de alta frecuencia. Para economizar espectro se utiliza el tipo de modulación AM-BLV, con lo cual se elimina, en gran parte, una banda lateral por medio de filtros. De acuerdo con la FCC esta señal es designada como A5C. La tolerancia de desviación de portadora video es de

1 kHz. La señal de audio y video compuesta pasan al diplexor de imagen y sonido para ser transmitidas.

Tabla 1.1

Comparación entre unidades IRE y porcentaje de RF para señal video compuesta.

Nivel	Nivel video	Nivel portadora	
	unidades IRE	RF	%
Pico sincronismo	- 40	100.0	
Borrado	0	75.0	
Ajuste de negro	10	67.5	
Blanco de pico	100	2.5	
No usado	120	0.0	

h. Diplexor de imagen-sonido. Este sistema usa un circuito puente balanceado para eliminar cualquier interacción entre las portadoras de video y audio. La salida de un filtro BLV es aplicada al primario de un transformador formado por L_3 y L_4 . L_3 se alimenta con un cable coaxial con lo cual hay un desbalance en la línea. L_4 con toma central convierte a la línea en balanceada.

El puente, en sí, se forma con dos cables coaxiales en

dos de sus brazos y en los otros dos están los radiadores de la antena (ver figura 1.13).

La portadora de audio es aplicada en XX' , la de video aparece en YY' . Como el puente está equilibrado no aparece señal de audio en YY' , pues, están al mismo potencial. Lo mismo sucede con la portadora de video, pues XX' están al mismo potencial y no se ve afectada la señal de audio. De este modo, ambas señales están presentes en los radiadores de la antena y no interactúan entre sí.

2. Receptor de televisión B/N. El dispositivo de recepción aparece en la figura 1.14 como diagrama de bloques. Tanto las portadoras moduladas de video y audio seleccionadas entran a la sección del sintonizador VHF o UHF según el canal seleccionado, por medio de la antena. La etapa mezcladora heterodina ambas señales portadoras de video y audio con la producida por el oscilador local para dar una FI de 45.75 MHz. Los amplificadores FI video están sintonizados para la resonancia con la FI y rechazan las frecuencias portadoras originales, así como las de frecuencia suma.

En el detector video se demodula la señal para obtener la señal de imagen FI. Además, se realiza el heterodinaje con la señal de audio FI obteniendo siempre una señal de diferencias de 4.5 MHz. Los circuitos FI audio están

sintonizados a esta frecuencia con lo cual la señal FM audio puede ser separada de la de video y procesada como una señal de radio FM.

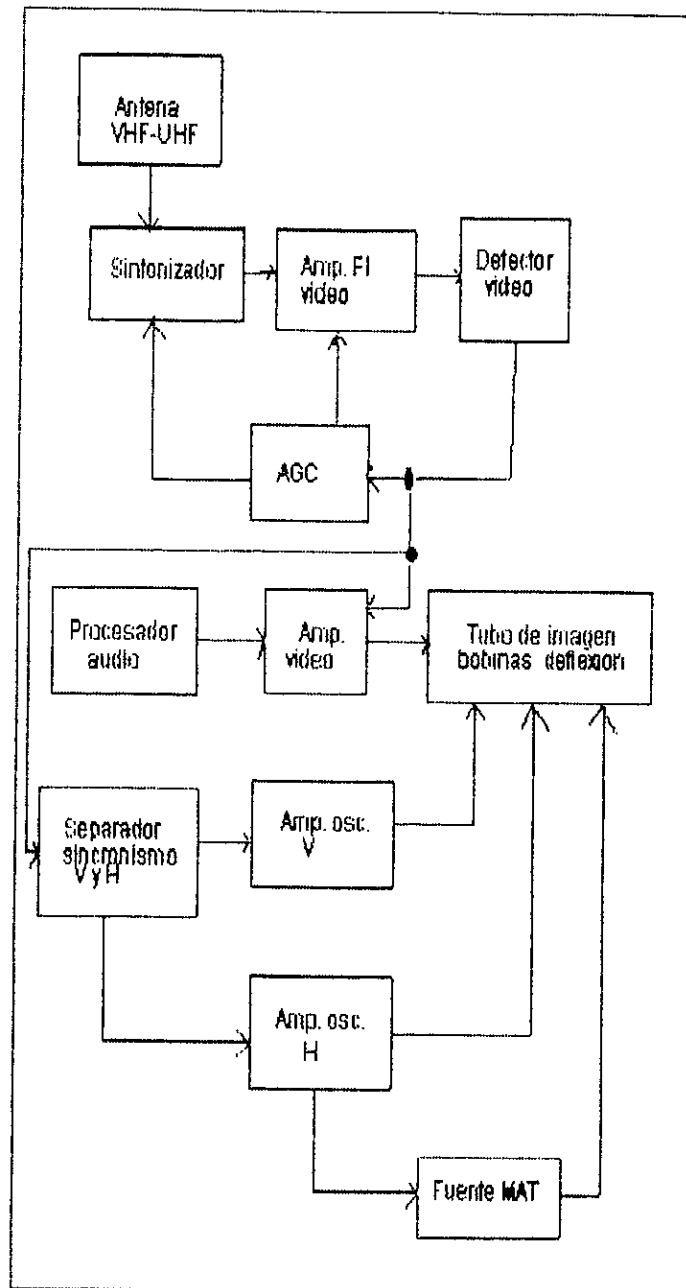
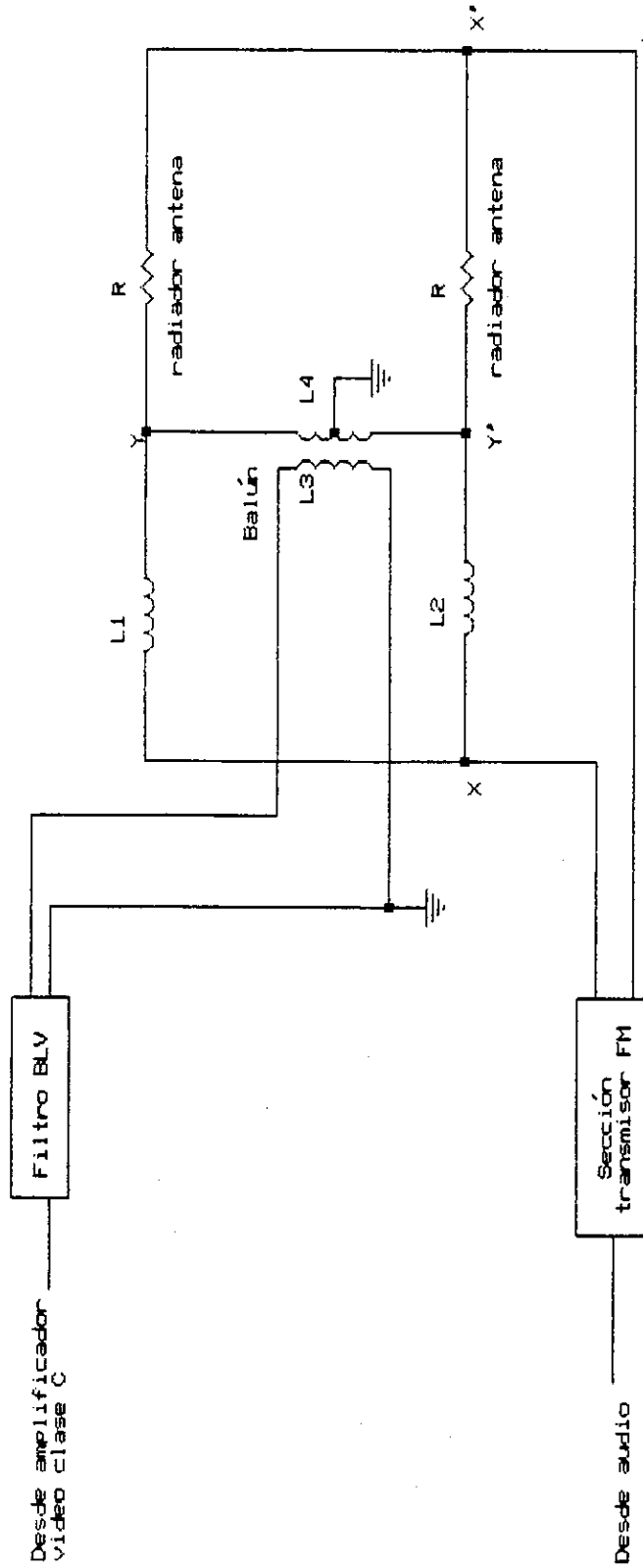


Figura 1.14. Diagrama de bloques del receptor TV B/N.



Title		Diplexor TV	
Size		Document Number	
A		Figura 1.13	
Date:		June 21, 1994	
		Sheet	
		of	

REV

Las señales del detector video son aplicadas tanto al sistema de control automático de ganancia (AGC) como a los circuitos de separación de sincronismo. El AGC se encarga de mantener constante la amplitud de la señal video compuesta para garantizar una imagen estable. Esto se logra variando la ganancia de las etapas de amplificación de radiofrecuencia y de frecuencia intermedia. El separador de sincronismo elimina la señal de video y solamente deja pasar los impulsos de sincronismo vertical y horizontal. De este modo se elimina la posibilidad de activar al oscilador horizontal con ruido que se introduce durante la señal de video. Los impulsos de sincronismo son aplicados a los generadores de barrido, uno de 60 Hz, para la exploración vertical y el otro de 15.75 KHz, para el barrido horizontal. Las corrientes diente de sierra de barrido, son generadas por las etapas amplificadoras.

Se utiliza una fuente de alimentación de baja tensión para la polarización de los transistores y, por medio de la señal de excitación para la deflexión horizontal se refuerza la tensión de esta fuente y se genera una muy alta tensión (MAT) necesaria para el tubo de imagen.

a. Curva de respuesta FI. La sección de entrada es el sintonizador RF o preselector, el cual acepta todas las señales de antena en las frecuencias de todos los

canales, las que son amplificadas para excitar al mezclador (en el caso de VHF). El sintonizador RF es un amplificador de radiofrecuencia sintonizado (TRFA). Sus circuitos sintonizados son cambiados cada vez que se selecciona un nuevo canal. Su ganancia depende de la polarización negativa AGC.

La etapa del mezclador es alimentada por la señal RF del preselector y por una CW (onda continua) del oscilador local cuya frecuencia de batido siempre está en 45.75 MHz por encima de la de RF del canal seleccionado. Es aquí en donde se heterodinan ambas señales.

En el caso de UHF no se usa amplificador RF y el mezclador es un diodo para alta frecuencia. El oscilador local utiliza un transistor para UHF y su frecuencia de batido siempre está por encima de la frecuencia del canal seleccionado en 45.75 MHz. La salida del mezclador UHF pasa al preselector VHF y al mezclador VHF, los cuales están sintonizados a la banda de paso FI. Hay que hacer notar que el oscilador local VHF está inhibido.

La señal que sale de cada mezclador es FI y pasa por una serie de filtros antes de entrar a las etapas amplificadoras FI, pero, su espectro ya adquirió la forma de la curva de respuesta FI (ver figura 1.15)

Como se recordará del espectro de banda base del transmisor y de la disposición del ancho de banda después de

modulación y filtrado, en el receptor, la ubicación de las portadoras de video y audio ha sido invertida. Esto se debe al proceso de mezcla, en donde la frecuencia de entrada se resta de la del oscilador.

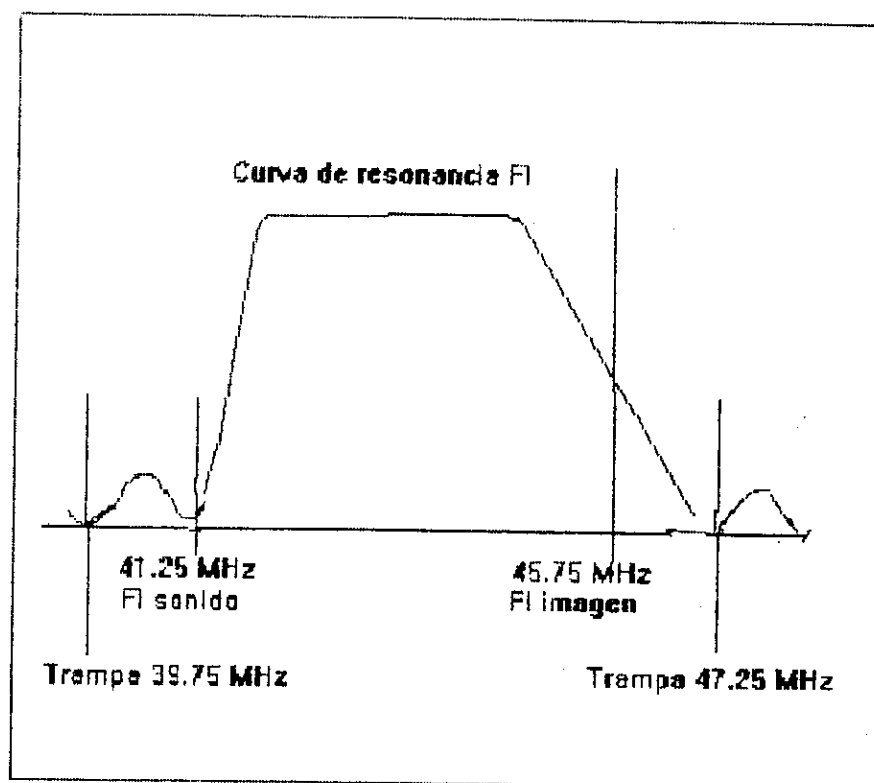


Figura 1.15. Curva de respuesta FI.

De este modo la frecuencia portadora de imagen es trasladada a una FI fija de 45.75 MHz, mientras que la portadora de audio es trasladada a 41.25 MHz.

La razón por la cual se elige la FI video en 45.75 MHz es porque este valor está, aproximadamente, en el punto medio de

la pendiente situada en la región superior del espectro de la curva de respuesta FI. Esto hace que la ganancia anormal, que de otro modo se produciría en esta sección a causa de la porción residual de la banda lateral superior, no sea tan grande. Como en la señal RF de imagen son transmitidas dobles bandas laterales de las frecuencias de modulación video más bajas (de hasta 0.75 MHz) se refuerzan las señales de 0.75 MHz alrededor de la portadora de imagen al sumarse, con lo cual la respuesta de FI deja de ser plana, razón por la cual esto debe suprimirse.

Los valles en el espectro de la curva de respuesta son causados por los filtros destinados a eliminar las interferencias de canal adyacente en la imagen, debido a la portadora de audio del canal inferior y a la de video del canal superior; por otra parte se atenúa la portadora de audio de canal asociado. Estos filtros son circuitos LC serie, sintonizados, cada uno, para presentar la menor impedancia posible a las señales a cuya frecuencia están sintonizados, por lo cual, las envían a tierra.

b. Detección en televisión B/N. La señal FI video,

después de atravesar tres amplificadores FI de ganancia total de 10.000, pasa por un detector AM que demodula la señal de imagen. Como se puede ver en la figura 1.16, esta señal es heterodinada con la FI de audio para

obtener en el colector una señal de frecuencia diferencia, invertida, de 4.5 MHz, la cual es la nueva portadora de audio para los circuitos detectores de FM. En el emisor del mezclador se obtiene la señal AM de imagen ya detectada.

Es en este punto donde hay un filtro de 4.5 MHz para evitar que la señal de audio pase a los circuitos de video. Por otra parte, después del detector video se coloca un filtro de 44 MHz de frecuencia central para eliminar la señal FI.

Parte de la señal video es enviada a los circuitos de separación de sincronismo y otra parte es aplicada al sistema AGC. La ventaja de usar un seguidor de emisor es que provee una buena adaptación de impedancias. Puesto que posee una alta impedancia de entrada, el detector video trabaja con una carga elevada y como posee una baja impedancia de salida provee a los circuitos AGC y separador de sincronismo de una fuente de baja impedancia. La señal video pasa a un amplificador video cuya función primordial es proveer la tensión suficiente para excitar al tubo de imagen desde el corte, para el borrado, hasta, prácticamente, la tensión nula entre rejilla y cátodo para el blanco máximo o de pico. En valores pico-pico, esta excursión máxima puede variar desde 30 V hasta 200 V. Con una señal de 1 V del detector video, la ganancia necesaria de tensión en el amplificador video es de 30 a 200.

El nivel de brillo más adecuado para el usuario se establece por el control de brillo, el cual es un resistor variable que deslaza el punto de operación del tubo de imagen.

El control de contraste es otro resistor variable que regula la amplitud de las señales video: aumentando el contraste se oscurece el fondo de la imagen. Este nivel de ganancia video se mantiene en la posición determinada por el usuario por medio del sistema AGC.

c. Control automático de ganancia (AGC). El mejor circuito de AGC es el que se llama AGC manipulada, pues, provee de una alta relación S/N y tiene rápida reacción a los cambios súbitos.

El circuito aparece en la figura 1.17; Q_1 y Q_2 están en corte y cuando la señal de video compuesta entra a Q_1 se requiere que ésta sobrepase cierto nivel para que Q_1 conduzca, sin embargo, Q_2 sigue en corte y no habrá señal a la salida de Q_1 . Cuando llega un impulso que proviene de la salida horizontal (con retraso) Q_2 se satura y permite que funcione Q_1 , con lo cual aparece señal en la salida.

Cuando Q_1 está en activa y Q_2 saturado, se desarrolla una tensión negativa de polarización AGC y R_1 y C_1 filtran los impulsos. Cuando aumenta la amplitud de la señal video, aumenta la corriente de colector de Q_1 y, por consiguiente,

se incrementa la tensión negativa de AGC, cambiando la polarización negativa en las etapas amplificadora RF-FI, reduciendo, así, la ganancia de estas y evitando la sobrecarga. En caso de que la señal se reduzca, la tensión negativa de AGC baja y se incrementa la ganancia de las etapas RF-FI compensando la debilidad de la señal recibida.

d. Separación de sincronismo. Las señales de sincronismo, necesarias para la sincronización de los osciladores verticales y horizontales, son extraídas de la señal de video y los niveles de bloqueo, por lo que no existe interferencia de señales en video las cuales perturben la sincronización de los circuitos de barrido.

Como se ve en la figura 1.18, el transistor separador de sincronismo tiene aplicada polarización inversa y está en corte. Solamente las puntas de sincronismo ponen al transistor en saturación, pasando los impulsos a las redes correspondientes para la sincronización de los osciladores de relajación vertical y horizontal.

1) Integrador de sincronismo vertical. La separación entre los impulsos de sincronismo vertical y horizontal se realiza gracias a la diferencia de duración de éstos. El filtrado se efectúa con un circuito RC pasa-bajos. Se utilizan los impulsos de sincronismo V

integrado para disparar al oscilador de deflexión vertical. Con una constante de tiempo de 50 μ s, para cada sección, los capacitores no se pueden cargar mucho por los impulsos de sincronismo horizontal y de ecualización. Sin embargo, es con el pulso de sincronismo vertical como los capacitores se cargan y sólo con la finalización del mismo es que se descargan completamente, quedando, así, listos para el siguiente impulso vertical.

2) Sistema de deflexión vertical. El oscilador de deflexión es un multivibrador astable. El oscilador termina antes de su período el estado de corte, mediante el impulso vertical integrado. Esto implica que en funcionamiento libre, el oscilador tendrá una frecuencia menor de los 60 Hz.

La señal del oscilador pasa a una red conformadora de onda que produce una rampa lineal para la tensión diente de sierra por medio de un condensador. Por otra parte, se agrega un impulso a la señal diente de sierra, en el momento de la retraza para asegurarse que el amplificador de deflexión vertical esté en corte. A la combinación de ambas señales se les conoce como onda trapezoidal.

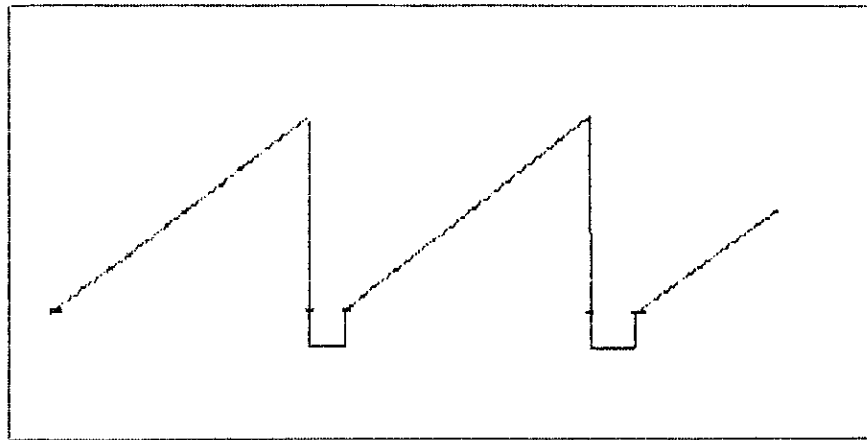
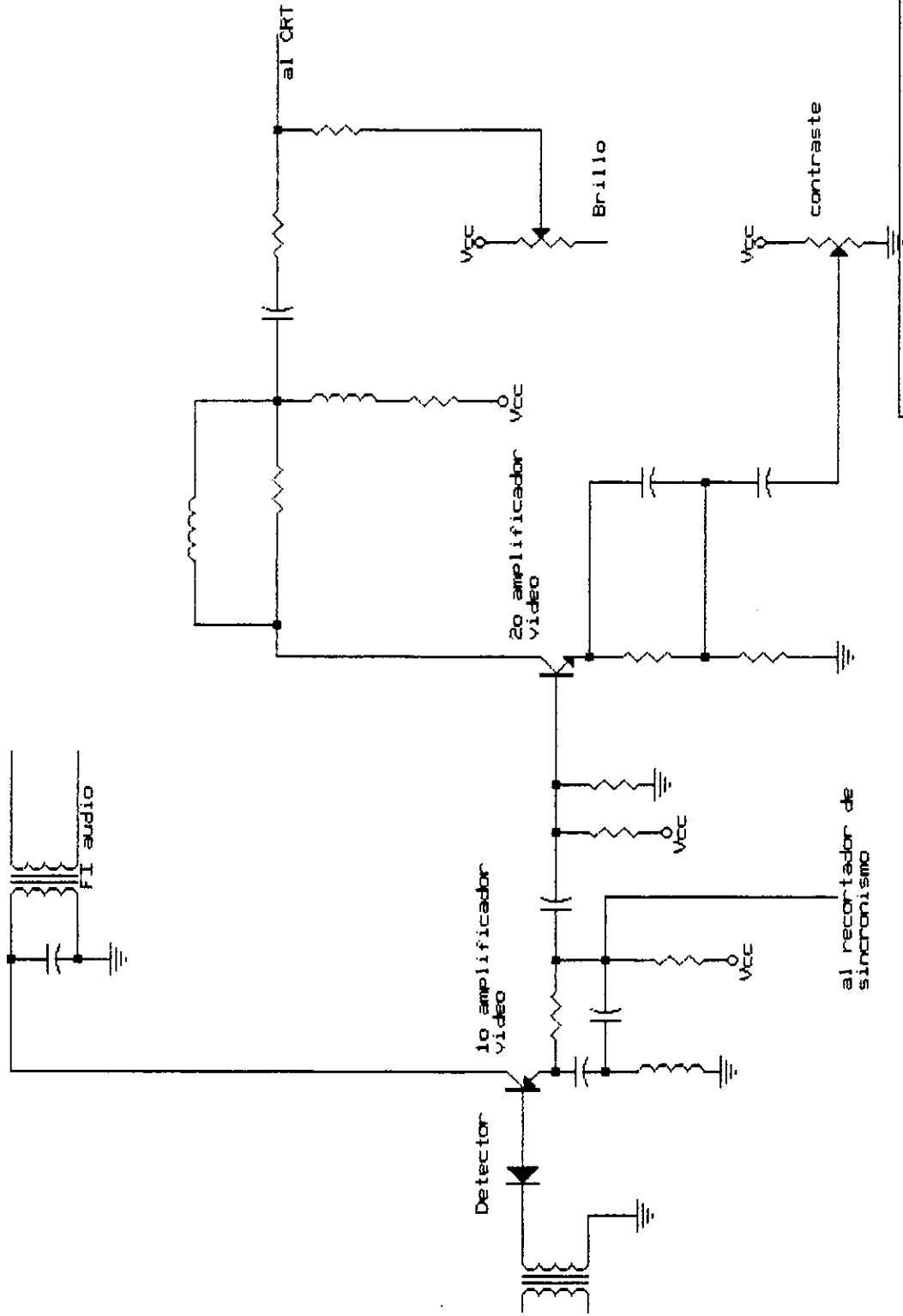
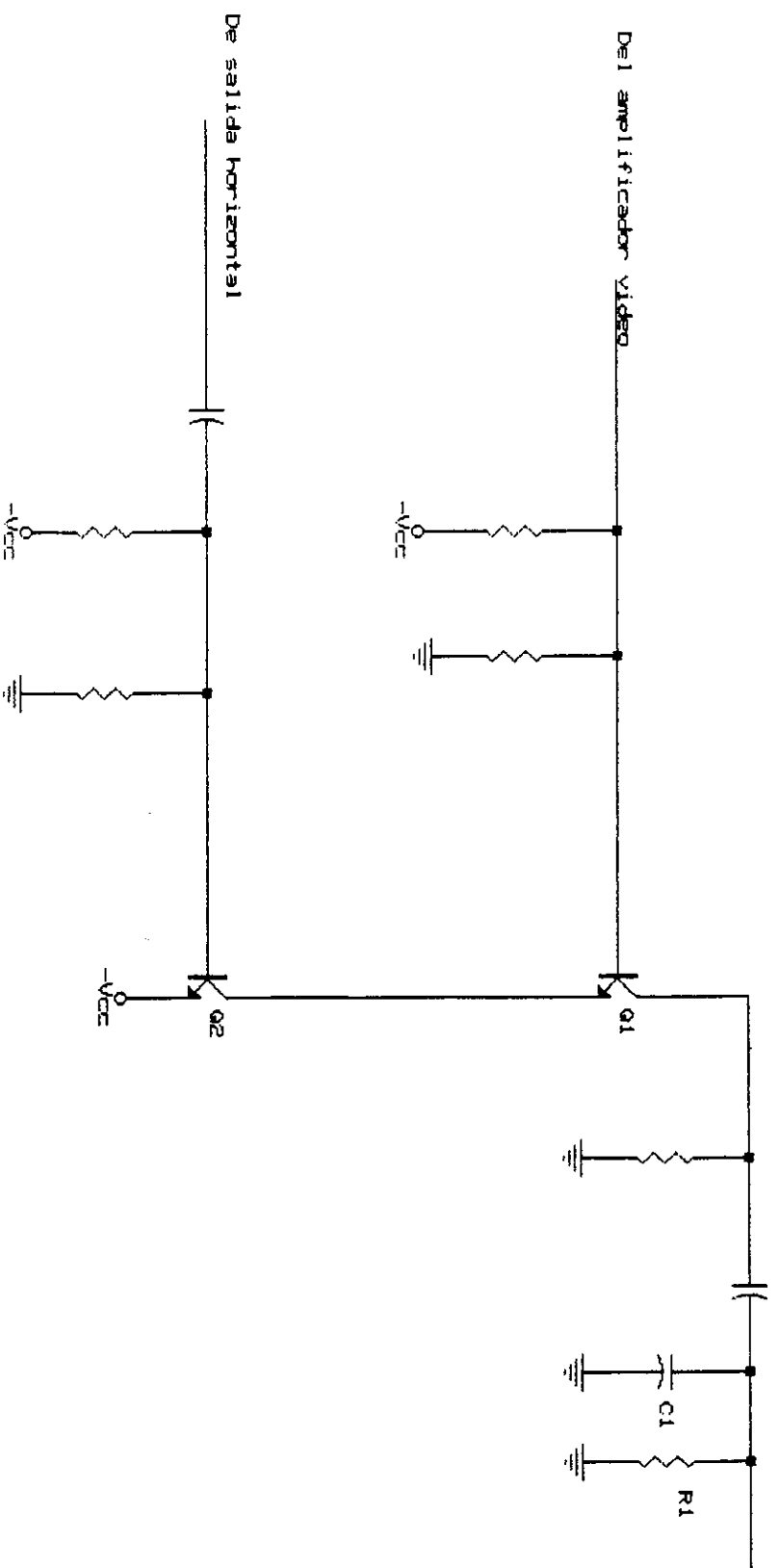


Figura 1.19. Forma de una señal trapezoidal

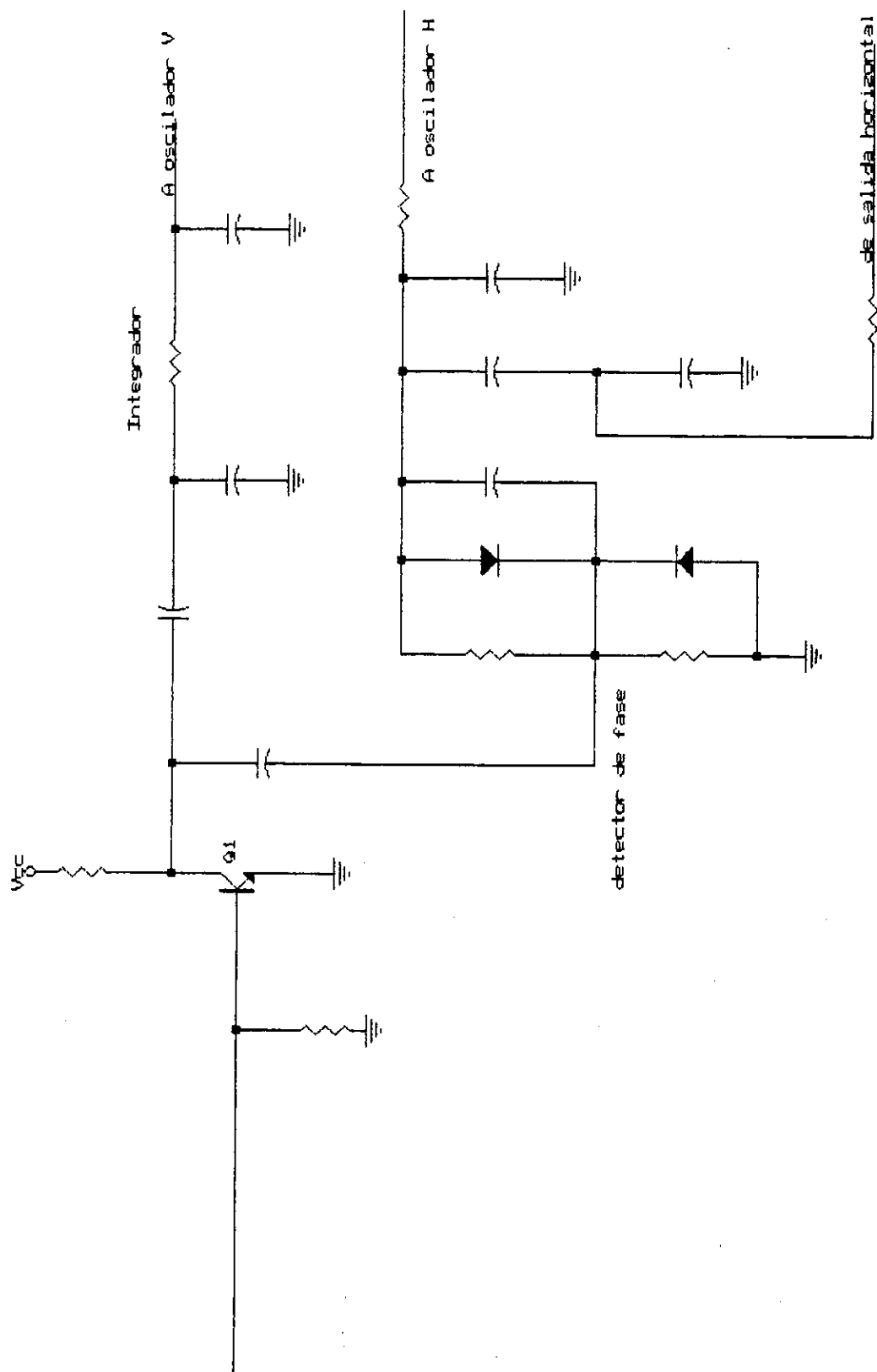
Existen tres controles en estas etapas: el de sincronismo V , el de dimensión V y el de linealidad. El primero permite variar externamente la frecuencia de funcionamiento libre del oscilador V para enganchar éste a la misma frecuencia del sincronismo V y evitar que la imagen se desplace verticalmente. El segundo varía la amplitud de la salida del amplificador vertical y permite llenar la pantalla de abajo arriba con las líneas de exploración. El tercero varía la linealidad de la onda diente de sierra. Este se usa para eliminar la aglomeración o excesiva separación de las líneas de exploración en las partes superior e inferior de la pantalla.



Title		Detección y amplificación de video
Size	Document Number	REV
A	Figura 1.16	
Date:	June 21, 1994	Sheet of



Title		Circuito AGC manipulado	
Size Document Number		Figura 1.17	
A		REV	
Date:		June 21, 1994 Sheet	
		of	



Title

Etapas separadora de sincronismo

Size Document Number

A Figura 1.18

REV

Date: June 21, 1994 Sheet of

3) Sistema horizontal de deflexión. Al mismo tiempo que se aplican los impulsos de sincronismo a la red de sincronización del oscilador vertical, pasan éstos a la red de sincronización del oscilador horizontal que, a su entrada, tiene un sistema de control detector de fase. Cuando el oscilador horizontal se desvía de la frecuencia deseada, la fase de la señal invertida retroalimentada al detector de fase ya no coincide con la de los impulsos de sincronismo que llegan, y, el puente se desequilibra. Entonces aparece una tensión a la salida que es aplicada a la entrada del oscilador horizontal para la corrección de la desviación de frecuencia. Este sistema es realmente un bucle de enganche de fase (PLL) que se llama control automático de frecuencia horizontal (AHFC).

La salida del oscilador es un impulso rectangular que se reconfigura en el excitador para proveer la entrada de impulso necesaria para la etapa de salida.

Las salidas de las redes de sincronización vertical y horizontal van a los sistemas de salida de barrido.

e. Sistema de salida de barrido. En la figura 1.20 se puede ver que en la salida vertical no hay transformadores de acoplo entre el transistor de salida y las bobinas de deflexión. Las bobinas de barrido, de baja impedancia, están adaptadas a la baja impedancia de la salida

del transistor, debido a la reactancia inductiva de las bobinas de deflexión de 60 Hz que es pequeña en comparación con la resistencia efectiva, que es pequeña en sí. Esta etapa de salida es un amplificador de potencia que actúa como fuente de corriente para proveer una salida lineal en las bobinas de deflexión durante la traza vertical, al ritmo de la exploración de campo.

De este modo, el amplificador se usa como uno clase A durante (y solamente) la exploración activa y está en corte durante la retraza.

El sistema de salida horizontal es siempre más complejo que el vertical puesto que está incorporada en los circuitos, además de la toma de los impulsos para su aplicación al sistema AHFC y al AGC, la generación de la alta tensión.

La salida del excitador es una serie de impulsos cuya anchura es crítica. Estos impulsos pasan a una etapa transistorizada que provee la corriente de exploración horizontal directamente a la bobina de deflexión. La razón de esto es que la reactancia inductiva de las bobinas es grande, debido a la frecuencia de los impulsos, por lo que se puede asumir que son inductancias puras. Por tal motivo, como se requiere de una corriente tipo rampa, se utiliza la ley de Faraday para formarla a partir de un voltaje tipo pulso (recuérdese que la corriente será la integral del voltaje multiplicada, por una constante)

Las señales de barrido son acopladas a las bobinas de barrido horizontal por el condensador C_3 (ver figura 1.20) La señal diente de sierra que aquí aparece es también rectificada y filtrada por el condensador C_4 , para aplicarla al electrodo de enfoque del tubo de imagen. Un diodo amortiguador elimina las tensiones transitorias que resultan por la excitación de los campos de las bobinas de deflexión horizontal en la porción descendente de la señal de barrido diente de sierra. A causa de que el diodo amortiguador funciona como rectificador, generalmente, se utiliza la corriente unidireccional resultante, así obtenida, para reforzar (boost) la baja tensión con lo cual se obtiene una tensión entre 50 a 200 V.

Como el secundario de este transformador posee varias tomas, se obtienen voltajes c.d. para la alimentación de los diferentes circuitos, tales como: la alimentación de G_2 del tubo de imagen, la del amplificador video, la de los otros transistores y el voltaje de polarización negativa para alimentación de algunas etapas, según el diseño.

f. Tubo de imagen. Como esta tensión es muy elevada para hacer la conexión en las patillas del zócalo del tubo, la conexión del ultor se hace en una cavidad de la envolvente de vidrio, llamada "botón de ánodo".

La conexión del ánodo se establece a través de la envolvente de vidrio haciendo contacto con un revestimiento conductor que hay dentro de ella y que llega hasta el cuello del tubo. Este revestimiento es un material de grafito llamado Aquadag. Toda la superficie interior del tubo que hay delante del cañón electrónico, incluyendo el revestimiento de fósforo, está al potencial de la alta tensión aplicada. Como el potencial positivo rodea completamente al haz electrónico, los electrones no son atraídos hacia las paredes laterales del tubo.

La cavidad del ultor en la envolvente del tubo de imagen tiene un diámetro de 6.4 mm. El conductor que conecta la alta tensión está mantenido en la cavidad por una abrazadera de resorte. Una caperuza de caucho del tipo de succión de 25.4 mm de diámetro cubre la cavidad como protección contra el contacto con la alta tensión.

La superficie externa del tubo de imagen está recubierta con Aquadag y este revestimiento está conectado a la masa del chasis. Alrededor de la conexión del ultor hay una pequeña corona circular sin revestimiento externo.

La envolvente de vidrio con su recubrimiento externo e

interno funciona como un capacitor (de 2 nF para un tubo de 25 pulgadas de diagonal). El principio es como el de la botella de Leyden. Esta capacidad anódica actúa como filtro de la fuente de alimentación de alta tensión que tiene una ondulación de 15,750 Hz.

El tubo de imagen es, de hecho, un cañón electrónico. Puesto que es un tubo al vacío, trabaja según emisión termoeléctrica. Para esto necesita de un elemento calefactor que trabaja con 6.3 V y una corriente de 600 mA.

El cátodo, un pequeño disco de óxido metálico colocado en el centro de un tubo estrecho que cubre al calefactor, está aislado eléctricamente de éste. Los electrones emitidos, tienden a separarse debido a fuerzas eléctricas de repulsión; sin embargo, por medio de una lente electrónica se puede hacer que el conjunto de electrones converja en un punto específico, conocido como "punto de cruce". Esto se logra por medio de la rejilla de control G_1 y la rejilla de pantalla G_2 (ver figura 1.21).

La diferencia de potencial de G_1 respecto del cátodo es de - 50 V. Las líneas de campo provocan que la trayectoria de los electrones sea convergente hacia el eje central. Puesto que G_2 tiene un potencial de 400 V, los electrones son acelerados, con lo cual los que son emitidos fuera del eje central tendrán trayectorias curvas que convergen en el punto de cruce que es de un diámetro mucho menor que la superficie

del cátodo. Seguido a G_2 está una lente Einzel, formada por tres rejillas. La de enfoque (G_3) es la más grande y está a 200 V. Se encuentra entre dos rejillas pequeñas que forman G_4 , la cual está conectada al ultor y, por consiguiente, al Aquadag. Como G_3 tiene un potencial menor que G_4 , los electrones entran, después de pasar por G_4 , en un campo decelerador que hace que ellos converjan en el eje central. Esta lente de Einzel es la segunda lente electrónica.

Después del sistema de enfoque electrostático se encuentra el sistema de deflexión magnética. Se usan dos pares de bobinas montadas alrededor del cuello del tubo y en forma de silla de montar, por lo que, se le llama yugo: éste tiene, alrededor, un anillo formado por dos segmentos de ferrita, los cuales completan el camino externo de las líneas de flujo magnético con el fin de reducir la reluctancia total.

Detrás del yugo de deflexión se encuentra un par de imanes permanentes para ajustar el centrado; en la parte anterior de la armazón del yugo se colocan unos imanes pequeños permanentes para anular la distorsión de cojín (distorsión de la imagen en los bordes de la misma en forma de cojín).

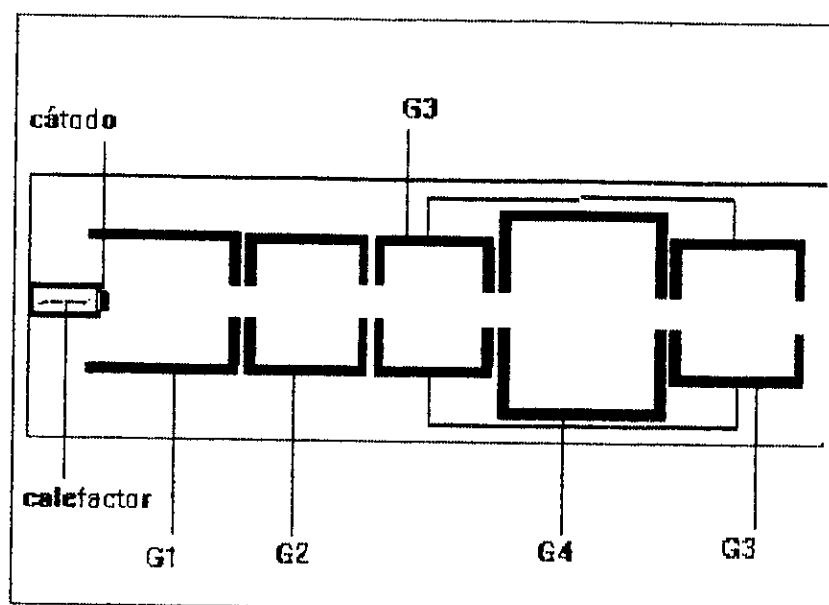


Figura 1.21. Cañón electrónico.

La pantalla del tubo de imagen está recubierta, uniformemente, con fósforo blanco P_4 que es una combinación de sulfuro de zinc y sulfuro de cadmio o silicato de zinc. Este fósforo es realmente una combinación de amarillo y azul ya que ningún fósforo puede producir blanco. Cuando el haz electrónico colisiona con los átomos de fósforo, los electrones de éstos cambian de nivel cuántico. Cuando éstos regresan a su nivel, la diferencia de energía es emitida en forma de cuantos luminicos cuya longitud de onda solamente dependerá de la diferencia de energía entre los niveles cuánticos. Esto hace que la pantalla esté luminiscente durante la excitación del haz, para, luego, pasar a un estado de fosforescencia cuya persistencia media debe ser menor de

1/30 s con el fin de aumentar el brillo medio y reducir el parpadeo.

Además, por medio de evaporación de aluminio puro, en una cámara al vacío, se deposita por condensación una capa de aluminio sobre la capa de fósforo. La placa frontal del tubo se une herméticamente a este último por medio de un material cerámico llamado cemento fritado. La capa de aluminio es transparente a los electrones pero refleja la luz de la pantalla, con lo cual se incrementa el brillo de la imagen. Por otra parte, sirve de trampa para los iones que son producidos, inevitablemente, en el cátodo y dan origen, cuando no son eliminados, a la mancha iónica, ya que no son desviados como los electrones y se juntan en el centro de la pantalla. Además, el revestimiento de aluminio captura electrones secundarios emitidos por la pantalla de fósforo cuando es excitado por el haz, permitiendo, así, que la pantalla se pueda cargar al potencial del ánodo. Entonces, la pantalla de fósforo tiene realmente el potencial anódico positivo y atrae a los electrones del haz.

Con todo esto se tiene una descripción completa de lo que es el sistema de televisión monocroma o B/N. Sin embargo, desde que fue llevado a la realidad el sistema acromático de imagen, los inventores mantuvieron el sueño de transmitir, electrónicamente, imágenes en color.

C. Televisión a color (TVC).

Tan intenso era ésto que, en 1,904, en Alemania se patentó un sistema de transmisión a distancia de imágenes a color. Sin embargo, fue hasta 1,928 cuando comenzaron verdaderos experimentos para televisión en color. J.L. Baird y H.E. Ives proponen y prueban un sistema de transmisión secuencial de televisión en color. Este empleaba el método mecánico del disco de Nipkow, el cual tenía tres espirales de 30 aberturas cada una. Cada espiral exploraba un color primario (RGB). Este método, a pesar de ser sencillo, tenía el inconveniente de necesitar un incremento en la velocidad de exploración de la imagen para evitar un pequeño parpadeo en el receptor y necesitar una mayor anchura de canal. Por esta razón este método resultaba incompatible con los receptores de televisión B/N.

Fue al año siguiente cuando se dió el primer paso hacia lo que es la televisión actual en color, gracias a los trabajos de F. Gray que se fundamentaban en la transmisión simultánea de las señales correspondientes a los valores fundamentales, y por tanto era compatible con los receptores acromáticos.

En los años 1,930-1,950 siguieron haciendo experimentos de transmisión policroma, pero fue hasta 1,951 cuando la FCC dió su primera autorización para televisión a color en los Estados Unidos de Norteamérica. La Radio Corporation of

America (RCA) que venía trabajando desde hacia tiempo en este medio de comunicación, proponía mejoras y sentaba bases para un sistema de televisión a color compatible con el que ya existía para televisión B/N. Estas se convirtieron en inspiración del Comité de ingenieros designados por la FCC y cuyo nombre es NTSC (National Television System Committee) en 1,953.

1. Sistema TV color de transmisión. De acuerdo con este comité, el transmisor deberá radiar dos tipos de señales video: una, que llevará la información de luminancia que es la que se utiliza en los receptores acromáticos y la otra que llevará la información de color o crominancia.

Estas señales se obtienen del siguiente modo: la cámara de televisión posee tres tubos de cámara, uno para rojo, uno para verde y otro para azul. Los tres tubos reciben la luz reflejada por los objetos. Cada tubo tiene un filtro óptico distinto y las señales RGB pasan a una unidad de matriz activa-pasiva donde se forman la señal Y (de luminancia) y las señales Q e I (que conforman la señal C de crominancia). Las tres señales (YIQ) pasan a filtros pasabajos para delimitar su ancho de banda. Las señales Q e I son alimentadas a moduladores equilibrados cuyas subportadoras moduladas estarán desfasadas 90° , adelantando la señal I a la Q.

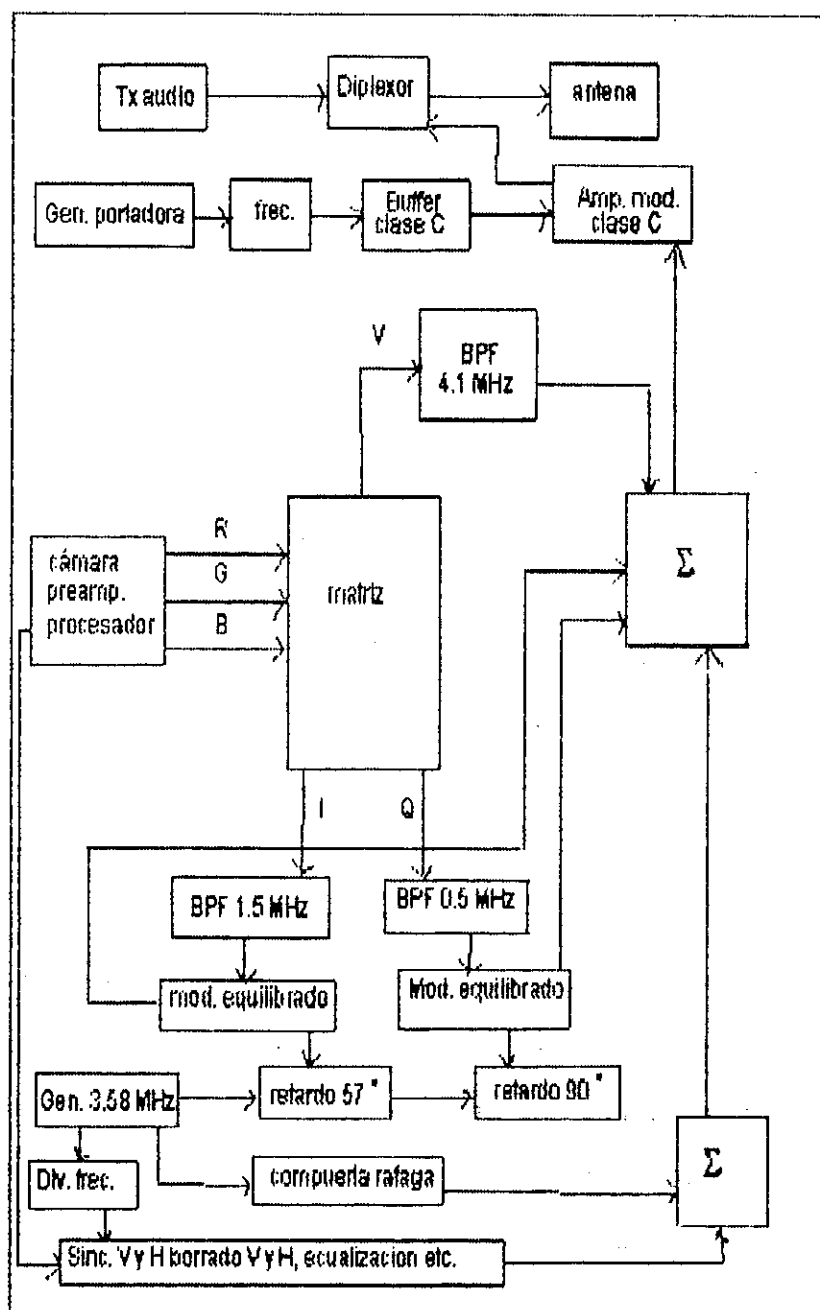


Figura 1.22. Transmisor de TV color.

Al impulso de borrado horizontal se agrega un disparo de ráfaga (señal senoidal de 3.579545 MHz cuya frecuencia de

oscilación es la misma que la de la subportadora modulada de las señales Q e I) desfasada 57° respecto de la señal I.

Las señales YIQ son combinadas junto con los impulsos de borrado y sincronismo H y V, además de la ráfaga. Después pasa a modular en amplitud una portadora de imagen, seguido de lo cual se diplexa con la señal de audio para ser transmitidas (ver figura 1.22)

Como ya se dijo, es en la cámara de televisión en donde reside el elemento principal del sistema de televisión.

a. La cámara de televisión. Esta se basa en la visión humana, sin el estudio de la cual sería imposible el sistema de televisión a color.

1) Visión cromática. Este es un proceso extremadamente complicado que conecta los estímulos del ojo, de la luz reflejada por un objeto, con la sensación consciente experimentada por una persona al observar este objeto; esta sensación se da en el cerebro.

Se percibe el color de los objetos, como una sensación consciente, debido a tres atributos. El primero y el único que poseen tanto los tintes acromáticos como los cromáticos es el brillo, que se puede ver como la iluminación física de los mismos.

El segundo atributo, el que permite la distinción

entre el rojo, el verde, el azul, etc. es llamado matiz y corresponde, para los colores puros, más directamente a la longitud de onda. El tercero permite distinguir entre colores fuertes y pálidos del mismo matiz y se llama saturación o croma y se puede considerar como su grado de dilución con el blanco.

Estos conceptos psicológicos sirven para darle nombre a estas sensaciones visuales, pero los conceptos puramente físicos se concentran en la potencia radiante y la distribución espectral como estímulo para la sensación de color, lo cual es el objeto de la colorimetría.

a) Colorimetría. Esta ciencia está basada en las relaciones entre estímulos físicos y los aspectos perceptivos de estos mismos.

Como el mecanismo de la visión humana no es utilizable para medición, se puede usar el mismo como un instrumento detector de cero. De este modo cualquier estímulo de color puede ser descrito al encontrar un segundo estímulo conocido que sea su equivalente.

1. Axiomas de equivalencia de color.

H. Grassman ha establecido ocho axiomas que definen la equivalencia de color tricromático:

- cualquier color puede tener su equivalente al mezclar no más de tres fuentes de luz de colores distintos;
- una equivalencia de color en un nivel lumínico se mantiene en un amplio margen de niveles;
- los componentes de una mezcla de luces de colores no pueden ser distinguidos por el ojo humano;
- la luminiscencia de una mezcla de colores es igual a la suma de la luminiscencia de sus componentes;
- ley de adición: Si el color [M] equivale al color [N] y el color [P] equivale al color [Q] entonces, el color [M] mezclado con el color [P] equivale al color [N] mezclado con el color [Q] o puesto, simbólicamente:

$$\begin{array}{lcl}
 [M] \triangle [N] & \Rightarrow & [M] \triangle [P] \triangle [N] \triangle [Q] \\
 [P] \triangle [Q] & &
 \end{array}$$

- ley de sustracción:

$$\begin{array}{c}
 [M] \triangle [P] \triangle [N] \triangle [P] \\
 \Rightarrow [M] \triangle [N] \\
 [P] \triangle [Q]
 \end{array}$$

(1.2)

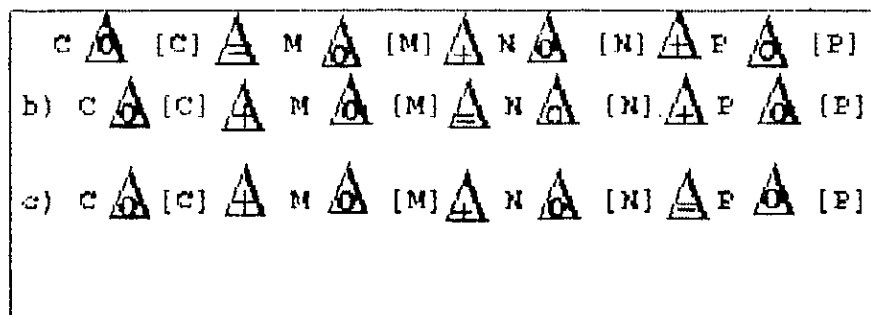
- ley transitiva:

$$\begin{array}{c}
 [M] \triangle [N] \\
 \Rightarrow [M] \triangle [P] \\
 [N] \triangle [P]
 \end{array}$$

(1.3)

- equivalencia de colores:

a\ C unidades de color [C] equivalen a la mezcla de M unidades de color [M] más N unidades de color [N] más P unidades de [P] o de otro modo:



(1.4)

Como las intensidades de las fuentes de luz incoherentes se suman linealmente, la distribución espectral de energía de una mezcla de colores es igual a la suma de las distribuciones espectrales de energía de sus componentes. Como una consecuencia de este hecho y de los axiomas, la distribución espectral de energía $C(\lambda)$ puede remplazarse por su equivalente de color, según la relación:

$$C(\lambda) = \sum_{j=1}^3 A_j(C) P_j(\lambda) \quad (1.5)$$

donde los tres colores primarios son P_j y los $A_j(C)$ son las cantidades necesarias de cada color primario y λ es la longitud de onda del color.

ii. Diagrama cromático. En un sistema sustractivo de color se utilizan, como primarios, los colores rojo, azul y amarillo. Este sistema por puro error es el que se utiliza en artes gráficas y cuyos colores primarios reales son los colores cian,

magenta y amarillo. Los colores obtenidos en este sistema se pueden lograr también en el sistema aditivo de colores cuyos primarios son rojo, verde y azul. Ambos sistemas son conocidos como sistemas de estímulo triple, en particular, el sistema aditivo de colores es el que se utiliza en televisión.

Gracias a que se puede calcular el estímulo equivalente de un observador a partir de sus especificaciones de estímulo triple de los colores espectrales, es decir, del color de la luz que comprende sólo una pequeña porción de longitudes de onda, se pueden diseñar curvas que dan especificaciones espectrales de estímulo triple para cualquier observador y que reciben el nombre de curvas de mezcla de colores.

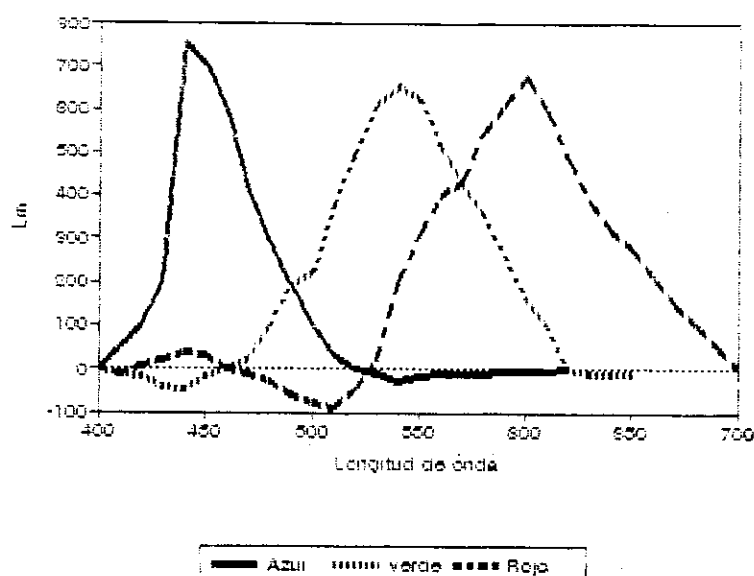


Figura 1.23. Número de lúmenes de cada uno de los tres componentes monocromáticos requeridos para igualar 1 W de flujo radiante monocromático.

Sin embargo, estas curvas muestran la necesidad de valores negativos de flujo luminoso para algunas longitudes de onda, ver figura 1.23. Para evitar esto, en 1931 la Commission Internationale de l'Eclairage (CIE) estandarizó unas curvas de mezcla de colores, basadas en primarios ficticios, que permiten eliminar los valores negativos. En la figura 1.24 se presentan estas curvas de la CIE, los valores de estímulo triple dan la cantidad unitaria de potencia radiante para cada longitud de onda.

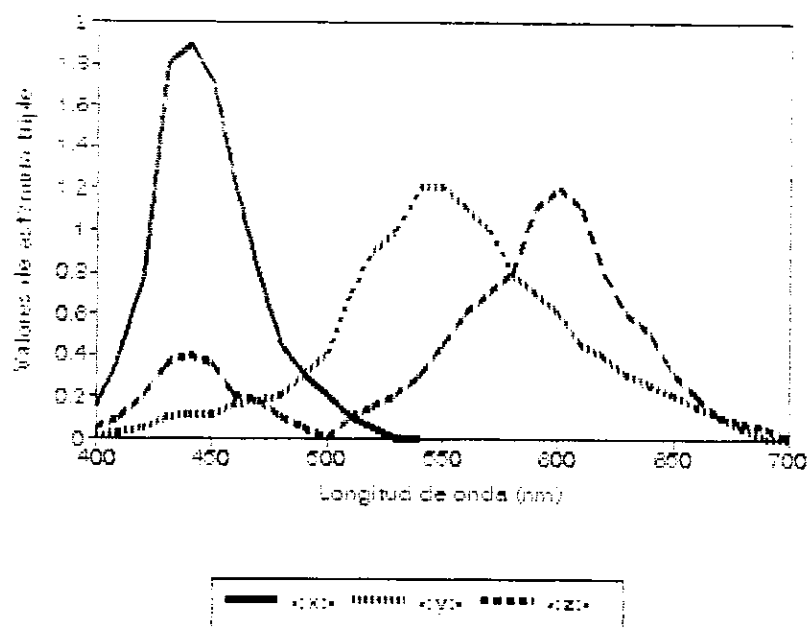


Figura 1.24. Curvas de mezcla de colores CIE.

Con una luz de referencia blanca [W] se puede conocer la cantidad de cada color primario que se necesita para tener el

equivalente de color. Esas cantidades son $A_1(W)$, $A_2(W)$, $A_3(W)$. Ahora se buscan los valores que se requieren de los primarios para tener el equivalente de una luz de color [C]. Estos son $A_1(C)$, $A_2(C)$, $A_3(C)$. Los valores de estímulo triple serán, según los casos presentados en el axioma ocho de Grassman:

$$- \quad T_j = \frac{A_j(C)}{A_j(W)} \quad \text{para } j = 1, 2, 3 \quad (1.6)$$

- los valores están expresados, según el inciso anterior, pero, el primario que se debe mezclar con el color C tiene coeficiente negativo y los otros son positivos;
- los valores están expresados, según el primer inciso, pero, ahora, son dos los que tienen los coeficientes negativos;

De esto se puede deducir que la elección más práctica es tener un conjunto de primarios que, si bien no existen, en la realidad pueden formar todos los colores existentes, dando así, valores de estímulo triple, positivos.

Para representar, gráficamente, los valores de estímulo triple para cualquier longitud de onda en un plano, se normalizan estos valores manteniendo la condición básica que $(x+y+z=1)$ y recibiendo el nombre de coeficientes tricromáticos. La representación de x versus y , da el llamado: diagrama cromático, que es presentado en la figura 1.25. La curva recibe el nombre de "curva del lugar del

espectro" y los puntos de la misma representan el cromatismo de un color, independientemente, de su luminancia. Los primarios del CIE están en las coordenadas (0,1) para el verde, (0,0) para el azul y (1,0) para el rojo. Los valores de los estímulos triples están calculados por una sumatoria de paso 10 nm y acotados por 400 y 700 nanómetros según la fórmula:

$$T_j = \sum_{400 \text{ nm}}^{700 \text{ nm}} t_j(\delta) f(\delta) \quad j = 1, 2, 3 \quad (1.7)$$

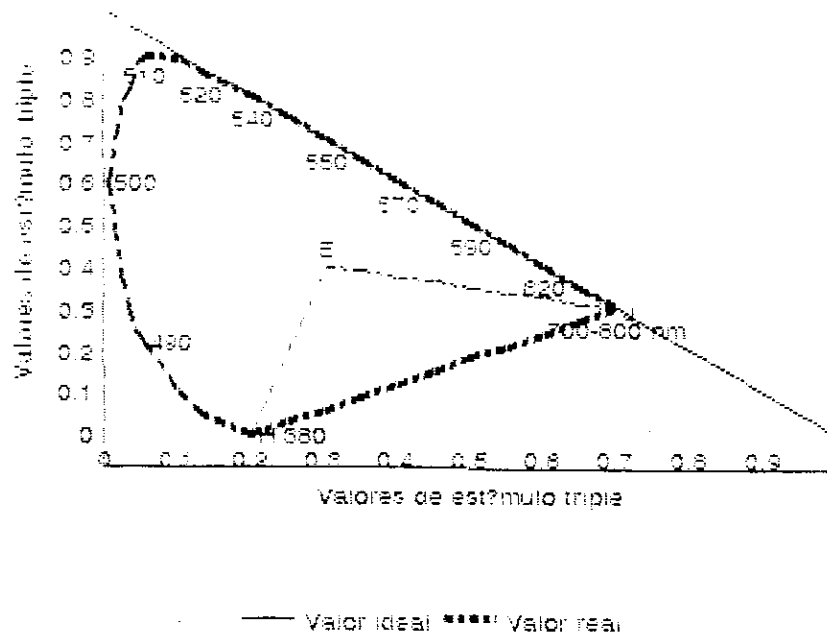


Figura 1.25. Diagrama cromático.

A partir de estos valores de estímulo triple se obtienen los coeficientes tricromáticos. Hay que hacer notar que $f(\delta)$

es la distribución espectral de energía de la luz bajo estudio. El punto E en el diagrama cromático representa la cromaticidad de la luz blanca por una fuente radiando una cantidad igual de energía en todo el espectro.

En este diagrama, los colores de todas las líneas espectrales forman una herradura con números que indican la longitud de onda en nanómetros. Toda la región central del diagrama, incluyendo la curva central donde figuran los cuerpos negros entre 2,000 K y 8,000 K son reconocidos como blanco, según las condiciones del observador.

El matiz de un color está relacionado con su longitud de onda dominante, pero, depende, al igual que la saturación de la elección del blanco. En cuanto se ha elegido cuáles son las coordenadas del blanco en el diagrama, el matiz de cualquier color se puede expresar como la dirección de la recta que une al punto y al blanco elegido, es decir que será la longitud de onda que está en el lugar del espectro y que interseca esta recta. A partir de esto se puede definir como longitud de onda dominante a la luz monocromática que debe ser mezclada con una cantidad de luz acromática para casar con el cromatismo de la muestra. La saturación o pureza se expresa como la proporción de la componente espectral pura a partir del punto acromático elegido.

En el caso de los valores no espectrales, tales como los púrpuras que se encuentran dentro del triángulo HEJ, el

cromatismo se especifica como la longitud de onda complementaria que se obtiene al extender la recta que une el punto acromático con el punto muestreado y es extendida hasta el lugar del espectro. El punto de intersección es la longitud de onda complementaria.

La saturación será la distancia desde el punto acromático hasta el punto de muestra.

Otra propiedad de una superficie coloreada es el factor de reflexión de la misma. Si este aumentase o disminuyese para cada longitud de onda dominante, la pureza permanecería invariable, pero, el brillo de la superficie (con iluminación constante) sería diferente. Por ello, al hablar del color de un objeto se debe especificar la longitud de onda dominante, la pureza y el coeficiente de reflexión, todo con referencia al iluminador E.

Cualquier color es una mezcla aditiva de colores del espectro. De aquí se deduce que cualquier color real debe encontrarse dentro de la región delimitada por la curva de lugar del espectro. Esta región se denomina "lugar de los colores".

Se puede comprender que no hay un conjunto de tres colores primarios, tales, que el triángulo del cual forman los vértices, incluya todos los colores reales, pero, que puede obtenerse la escala más amplia de colores si los componentes son los colores del espectro rojo, verde y azul.

b) Visión cromática de área pequeña. Los datos acumulados en la década de 1,950 revelaban que el sistema de visión para objetos pequeños es mucho más simple que para los objetos grandes.

Se ha comprobado que para objetos pequeños, el diagrama cromático se reduce a una recta que pasa por el punto acromático. Esto se traduce del siguiente modo: al hablar de colores RGB. En primer lugar, los azules se vuelven indistinguibles de los grises del mismo brillo y, en segundo lugar, los amarillos no se distinguen de los grises. Los colores, café, se confunden en matiz con los carmesí y los azules con los verdes, pero los rojos permanecen separados de los verde-azules. En su conjunto, los colores con azul pierden ese matiz, pero los que carecen de azul ganan ese matiz. En conjunto los colores pierden saturación. En tercer lugar, según decrecen las dimensiones de los objetos, los rojos se mezclan con los grises del mismo brillo, y, los azules y verdes no se distinguen de los grises.

La mayor parte de gente con visión normal ve los objetos pequeños como algunos ciegos acromáticos los ven. Para objetos muy pequeños desaparece todo color y sólo se percibe la brillantez del mismo.

c) Resolución visual. De esto se ha hablado con anterioridad. Una medida de

definición es la sensación de nitidez al observar una imagen. Los conos de la fovea centralis están espaciados entre ellos de una milésima de pulgada; un par sostiene cerca de $2/3$ de minuto de arco en la pupila. Se pierde la distinción entre el rojo y el verde-azul cuando los objetos aislados sostienen en el ojo un ángulo comparable o, a lo sumo, un poco más grande que el que separa ambos conos. La pérdida de azul y amarillo ocurre para espacios más grandes (posiblemente de 30 conos). En una imagen 4:3 vista a una distancia de 6 veces su altura, el ojo utiliza unos 500 mil conos.

d) Sistemas de coordenadas de color. Como se sabe, no existe un único sistema de primarios para equivaler a un color. Si se conocen los valores de estímulo triple de un color en un conjunto de primarios, sólo se necesita una transformación de sistemas para tener los valores respectivos para otro conjunto de primarios. Esta transformación es una matriz cuadrada de 3×3 cuyos elementos varían según se desee pasar de un sistema a otro. Entre los sistemas de coordenadas de color están los siguientes. El $R_G B_G$ desarrollado en 1.931 por la CIE en donde a partir de estudios experimentales de numerosos observadores se desarrollaron curvas de valores de estímulo triple para un observador ideal. Por supuesto existen valores negativos de estímulo triple, lo cual hace que la curva de

lugar del espectro se encuentre en los cuadrantes I, II y IV de un plano cartesiano. El sistema $R_nG_nB_n$ para los receptores NTSC que aparece en la figura 1.26 deja una buena parte de la curva de lugar del espectro en regiones negativas. Por supuesto, los puntos que se encuentran dentro de la región acotada por el lugar del espectro y el triángulo de NTSC no pueden ser representados en la realidad.

Otro sistema es el $R_nG_nB_n$ para el receptor de la SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers) que no es más que una modernización del NTSC. El YIQ, sistema de transmisión de NTSC en donde el valor de Y de estímulo triple es la luminancia de un color y los otros dos valores de estímulo triple son el matiz y la saturación de la imagen. La razón de este sistema es que la señal Y se puede usar en los receptores monocromos y que el ancho de banda de las señales Q e I puede ser reducido para que toda la información pueda estar dentro del ancho de banda del sistema acromático. La agudeza visual del ojo para discernir los detalles finos (agudeza visual) es mayor para la luz blanca. De aquí que la señal Y debe portar los detalles más finos y bordes nítidos de la escena.

El sistema YUV de diferencia de color, utilizado por los sistemas de transmisión PAL y SECAM define el valor Y de estímulo triple como la luminancia y los valores U y V como diferencia de valores de estímulo triple:

$$U = 0.493 (B_n - Y)$$

$$V = 0.877 (R_n - Y) \quad (1.9)$$

Curva de lugar del espectro en sistema NTSC

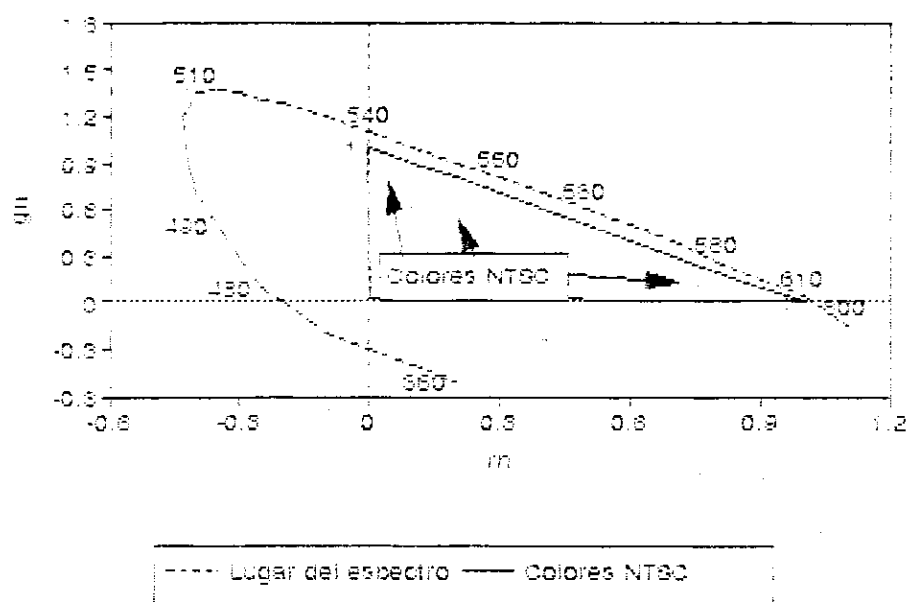


Figura 1.26. Curva de lugar del espectro en sistema NTSC

Este sistema fue anterior al YIQ, pero, como requería de un mayor ancho de banda para una misma calidad de imagen, fue abandonado y superado por el YIQ. Como en los sistemas anteriores se requería de valores negativos de estímulo triple, la CIE creó un sistema de coordenadas de color en donde los valores de estímulo triple fueron positivos. Este sistema conocido como XYZ es el que se ha descrito anteriormente.

Después de este, en 1,960 la CIE adoptó el sistema UVW de coordenadas de color de escala cromática uniforme, en el que en una buena aproximación, cambios iguales en las coordenadas cromáticas resultaban en cambios iguales perceptibles en el matiz y la saturación de un color.

En 1,964 la CIE adoptó el sistema $U^*V^*W^*$ que es una extensión y mejoramiento lineal del sistema anterior. En 1,976 estos sistemas se convirtieron en obsoletos y dieron paso a dos mejores sistemas que son el $L^*a^*b^*$ y el $L^*u^*v^*$, este último se convirtió en el estándar de la CIE en ese año. Un sistema un poco más cuantitativo para la representación de lo que es la intensidad; el matiz y la saturación de un color es el IHS que es utilizado dentro de la comunidad de procesamiento de imagen. Sin embargo, el sistema abierto y los otros poseen una alta correlación entre los valores de estímulo triple. Cuando se desea desarrollar una cuantificación eficiente, codificación y técnicas de procesamiento de imágenes en color se desea trabajar con componentes no correlacionadas. Una condición para la existencia de este sistema es el poder conocer los momentos de segundo orden de los valores $R_n G_n B_n$ de los estímulos triple, de tal modo que se puede derivar un sistema ortogonal de coordenadas en donde las componentes no estén correlacionadas, por medio de una transformación Karhunen-Loève de los valores de estímulo triple $R_n G_n B_n$.

e) Métrica del color. A partir de los valores de estímulo triple se puede formar un sólido que corresponda a un espacio Euclidiano. Entonces, la métrica en este espacio estaría dada por:

$$\Delta^2(C_1, C_2) = (\Delta T_1)^2 + (\Delta T_2)^2 + (\Delta T_3)^2 \quad (1.10)$$

En donde el color $[C_1]$, especificado por los valores de estímulo triple T_1 , T_2 y T_3 , estará separado por una distancia incremental $\Delta(C_1, C_2)$ de un color $[C_2]$, con valores de estímulo triple $T_1 + \Delta T_1$, $T_2 + \Delta T_2$, $T_3 + \Delta T_3$. Si esta diferencia de color fuera válida como medida, entonces, la ecuación $\Delta^2(C_1, C_2) = 1$ debería representar una esfera de radio unitario de una diferencia de color apenas perceptible en cualquier eje T_1 , T_2 y T_3 . Este no es el caso en la realidad, pues, se han hecho experimentos en donde el individuo ha demostrado una mayor sensibilidad a los cambios unitarios en el valor de estímulo triple verde.

De acuerdo con los resultados de estos experimentos, se considera que el sólido descrito por los valores de estímulo triple corresponde a un espacio Riemanniano, en donde la métrica está dada por:

$$\Delta^2(C_1, C_2) = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 g_{ij}(\Delta T_i)(\Delta T_j) \quad (1.11)$$

donde las g_{ij} son funciones de T_1 , T_2 y T_3 . El sólido representa un elipsoide para un cambio unitario.

Como en un espacio de Riemann, se utilizan geodésicas

como la distancia mínima entre dos puntos, se requiere de un mapeo de un espacio de Riemann a uno de Euclides para obtener una métrica mucho más fácil de calcular, mientras que la medida de diferencia cromática se conserva. Este mapeo se ha logrado mediante transformaciones no lineales en el conjunto de los complejos. Sin embargo, los cálculos son demasiado complicados y lo más cercano a ésta, se ha logrado con el sistema de coordenadas de color $L^*u^*v^*$, razón por la cual la CIE lo ha adoptado como nuevo sistema de coordenadas cromáticas.

2) Tubo de cámara. Por medio del análisis colorimétrico se pueden encontrar las características espectrales ideales de lo que es el tubo de cámara. a pesar de que el espacio cromático sea de Riemann y que implica comportamiento distinto, según los cambios de los valores de estímulo triple. En la figura 1.27 aparece dicho comportamiento, según la longitud de onda.

El tubo de cámara ya no es el tipo Vidicón, sino que, al incorporarse color en televisión, apareció en 1,965 el Plumbicón y más tarde el Saticón. Esta generación está siendo reemplazada por nuevas tecnologías utilizando, primero, materiales amorfos como el Newvicón y, luego, el CCD y el MOS.

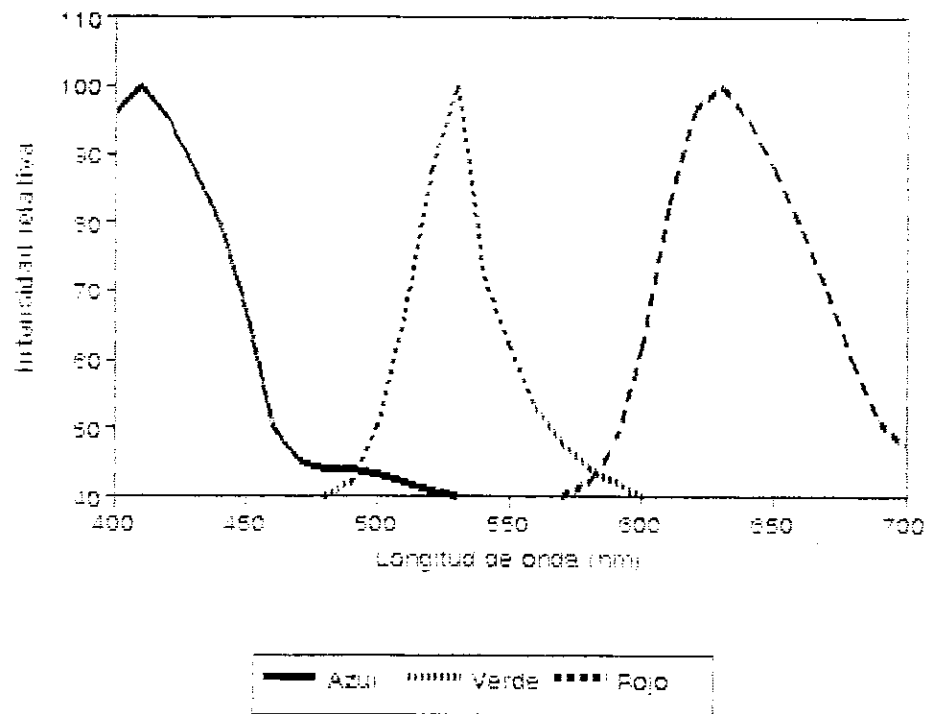


Figura 1.27. Respuesta espectral real de una cámara TVC

a) El Plumbicón. Es una marca de fábrica de N.V. Philips y es análogo al Vidicón con la excepción de la parte frontal del tubo.

La placa frontal se compone de una película conductora transparente de óxido de estaño en la cara por donde penetra la luz. Sobre esta película hay depositada una capa de óxido de plomo que ha sido dopada con impurezas formando, por medio de este proceso, una unión PIN. La capa P es la más cercana al cañón electrónico.

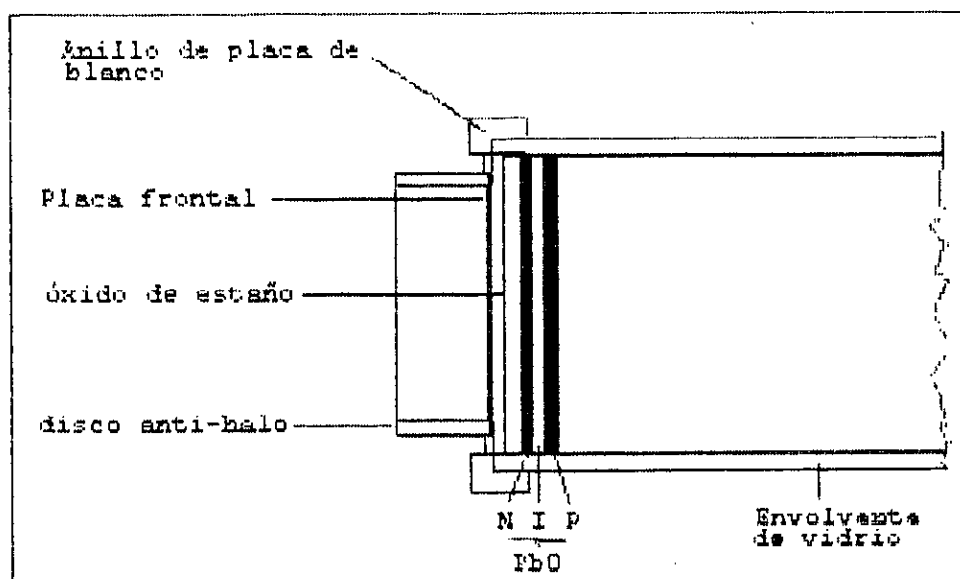


Figura 1.28. Vista lateral de la parte frontal del Plumbicón

El gradiente de tensión del campo creado en la capa intrínseca es muy elevado, por lo que, todos los portadores de carga, desprendidos, debido a la absorción de la luz, son barridos transversalmente en la placa de blanco para establecer la figura de carga de imagen frente al cañón. El retardo de imagen, que no es más que debido a la duración de la migración de los electrones libres como portadores de carga en la placa de imagen y que era problema en el Vidicón, no existe en este tubo.

La corriente oscura, que es la corriente resultante en la salida a pesar de no incidir cuanto lumínico alguno en el tubo y que es análoga a la corriente de fuga de los

semiconductores y a la corriente de ruido en el ojo humano, es extremadamente baja y no es prácticamente afectada por la temperatura. La sensibilidad espectral es similar a la de la visión humana.

Delante de la placa frontal está el disco anti-halo que elimina la fulguración alrededor de la imagen óptica, debido al reflejo de la luz color naranja en la placa de blanco desde la placa frontal. Este reflejo es por el color naranja de la placa de blanco ocasionado por el material de la misma.

Este disco anti-halo es un disco de vidrio con revestimiento negro sobre su circunferencia. La luz reflejada por la placa de blanco es absorbida por las paredes del disco, ver figura 1.28.

b) El Saticón. Este nombre es una marca de fábrica de Hitachi Ltd. Las tres primeras letras son iniciales de los materiales utilizados para la placa de blanco: Selenio, Arsénico y Telurio. El selenio posee propiedades fotoeléctricas, pero, tiene inestabilidad química, por lo cual se utiliza el arsénico como agente de dopado con lo cual se produce una estabilidad a largo plazo (varios años) y evita la cristalización. Además, la placa de blanco ha sido dopada con telurio en una estrecha banda próxima a la placa frontal para aumentar la sensibilidad al rojo profundo. Cerca de la placa frontal se

recubre la placa de blanco con dióxido de estaño. Para suprimir la emisión de electrones secundarios se aplica una delgada capa de trisulfuro de antimonio a la placa de blanco del lado del cañón.

Los Satícones tienen la ventaja frente al Plumbicón de reflejar poca luz, gracias al material casi negro de la placa de blanco, con lo cual se reduce la fulguración y mejora la resolución. El retardo es desdeñable al igual que la corriente oscura.

Para reducir el retardo de imagen, se puede mantener constante una mínima iluminación para la polarización en la placa de blanco, con lo cual se reduce la fulguración y mejora la resolución. El retardo es desdeñable al igual que la corriente oscura. Esto asegura que haya suficiente corriente de señal para permitir una carga y descarga rápida de la capacidad de la capa. El nivel estacionario puede ser sustraído en el circuito procesador de señal, por lo que se obtiene la plena excursión de señal entre el negro y el máximo blanco. Este nivel lumínico mínimo se logra utilizando un anillo de LED alrededor de la placa de tubo de cámara.

c) El Newvicón. Este nombre es una marca de

Matsushita Electric. La placa de blanco está construida con una capa amorfa de selenio-zinc revestida por trisulfuro de antimonio. Sus ventajas son su

sensibilidad extremadamente elevada y una respuesta espectral que se extiende hasta las largas longitudes de onda correspondientes al infrarrojo.

3) Control del haz. En la cámara se encuentran los medios para controlar la intensidad de la corriente del haz, el enfoque y la deflexión en el tubo de cámara. La corriente de exploración lineal para la deflexión uniforme es provista por generadores de diente de sierra de corriente, para las exploraciones verticales y horizontales. Estos son activados por una fuente principal de sincronismo llamada "generador de sincronismo".

4) Preamplificador. La corriente de señal del tubo es extremadamente pequeña, de algunas décimas de microamperio. Por lo tanto, la salida del tubo de cámara debe ir a un preamplificador de alta ganancia y bajo ruido, completamente apantallado para impedir la captación de interferencias eléctricas. El preamplificador está situado todo lo cerca posible del terminal de salida del tubo de cámara.

El haz electrónico explorador es suprimido durante los intervalos de retraza de las líneas horizontales y de las retrazas verticales. Esta supresión durante la retraza es

necesaria para que el haz pueda retornar a su posición de partida sin que sea visible. El nivel de borrado establece una referencia para el nivel de negro.

5) Separación óptica del color. De acuerdo con los resultados de colorimetría se requiere de tres colores para formar los demás. Para esto, la cámara de color consiste en tres tubos de cámara, uno para cada color primario en el sistema de rojo, verde y azul. Un separador óptico, detrás de la lente de captura, descompone la luz que llega en sus valores de primarios $R_n G_n B_n$.

Existen dos tipos de separadores ópticos: el de espejos dicróicos y el de prisma.

a) Espejos dicróicos. Este tipo de separador óptico permite el paso de algunas longitudes de onda y refleja otras. El primer espejo refleja la luz azul pero deja pasar el resto. La luz es totalmente reflejada desde el espejo plateado hasta una lente de relevo que forma una imagen de las componentes azules de la imagen original en la placa de imagen del tubo de cámara azul en la parte inferior de la figura 1.29.

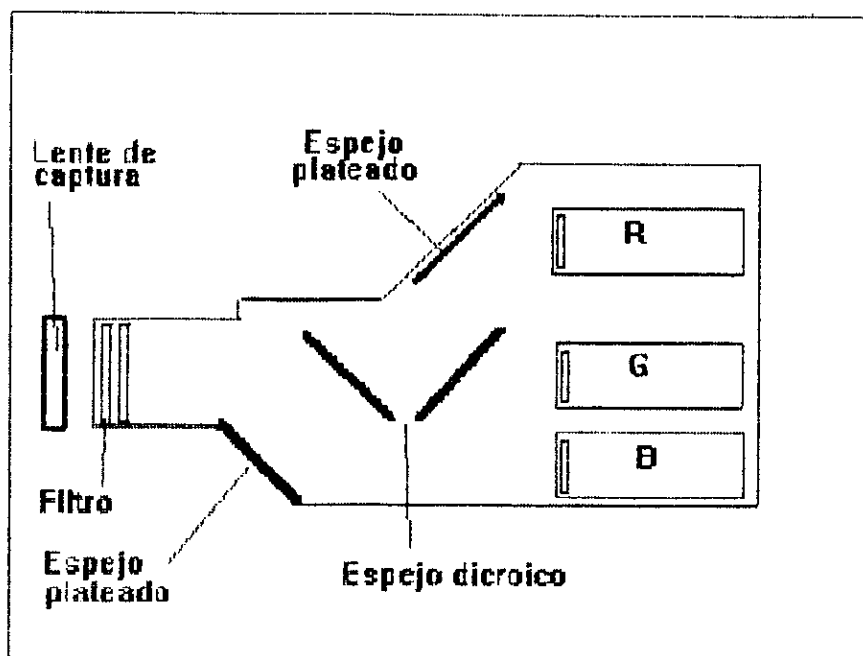


Figura 1.29. Separador de espejo dicróico.

La luz que pasa a través del primer espejo dicróico incide luego en un segundo espejo. Aquí es reflejada la componente roja y, el resto, pasa a través del espejo, es decir, la componente verde.

Esta cámara tiene la ventaja de tener todos los tubos cautores paralelos, lo cual le permite obviar la influencia del campo magnético terrestre, pues, afecta del mismo modo a los tres tubos.

b) Prisma. El separador óptico está formado por tres prismas. La cara interna de los mismos está recubierta de un material cuyo grosor es lo que

determina qué longitudes de onda pasan y cuáles no. Al no haber elemento intermedio entre el vidrio y el aire dentro del sistema de prismas, se aminoran las pérdidas luminicas. Los tubos de captación de este sistema no son paralelos, sino que, están agrupados alrededor del prisma con inclinaciones dadas por los ángulos de salida de los colores primarios como se ve en la figura 1.30. Sin embargo, esta disposición le confiere al sistema una gran sensibilidad a los campos magnéticos, incluido el terrestre.

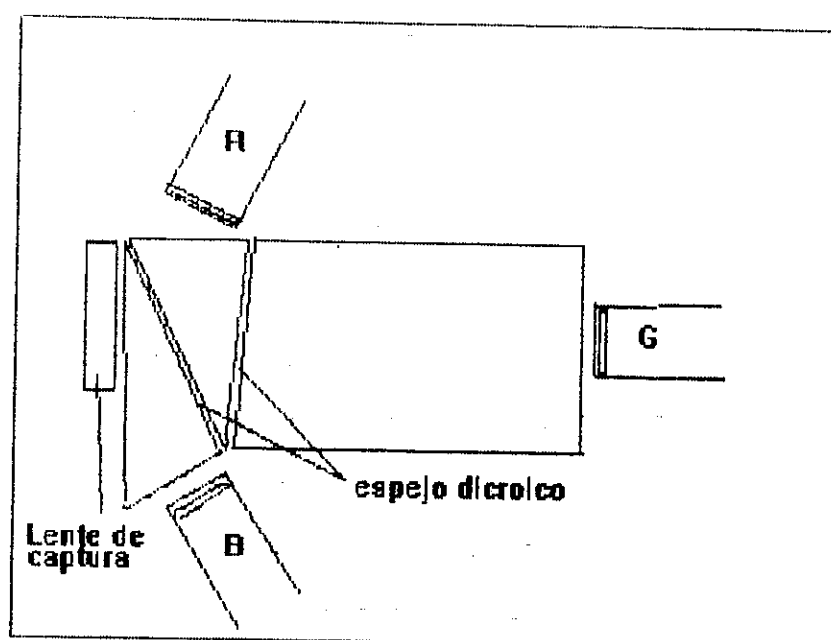


Figura 1.30. Separador de prisma.

- 6) Procesador de señal. La salida del preamplificador pasa al procesador de señal

que corrige las sombras indeseables en la imagen y provee la relación de contraste deseada. El sombreado se produce porque las características de la placa de imagen fotosensible no son perfectamente uniformes en toda su superficie.

La luz procedente de las partes superior e inferior de la imagen, pasa a través de los espejos con inclinaciones ligeramente diferentes, por lo que se altera algo la acción del espejo. El resultado es un sombreado verde-magenta desde las partes superior e inferior de la imagen. Este efecto es cancelado por medio de la variación de la ganancia del canal verde en la frecuencia de exploración vertical. Esta forma de corrección es lo que se llama "sombreado dinámico de color".

Otra causa del sombreado es la corriente oscura no uniforme en cada tubo de captación. El sombreado desde la derecha hasta la izquierda en el tubo captador aparece como una parábola en la forma de corriente oscura.

Para corregir el sombreado se añaden formas de onda diente de sierra y parabólica a la señal video en el procesador de señal. Estas formas de onda son generadas por interacción de las formas de onda de exploración. Su salida pasa por inversores de fase para obtener señales de diferente polaridad.

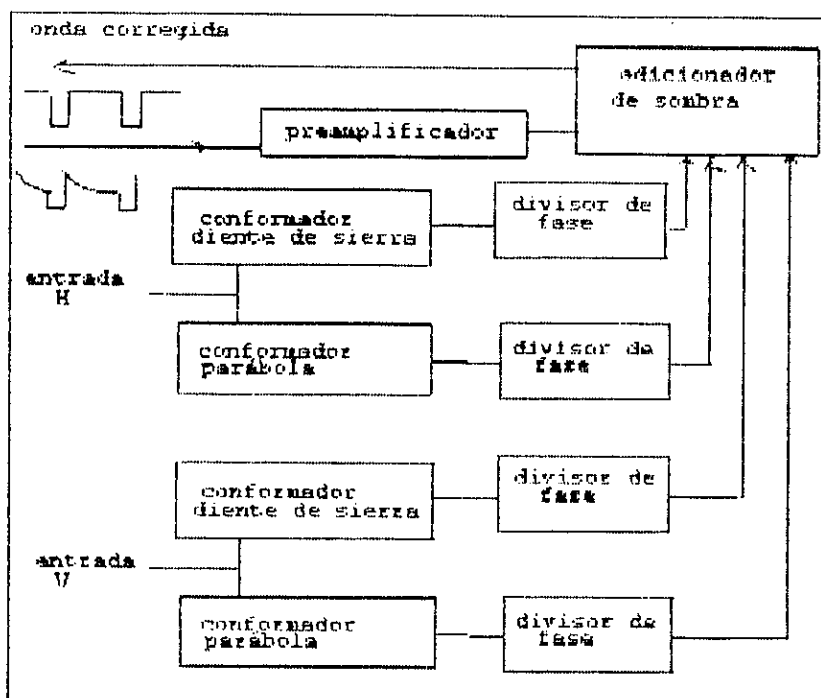


Figura 1.31. Diagrama de bloques de los circuitos correctores de sombreado estático.

Estas señales, tanto las diente de sierra H y V y las parabólicas H y V son aplicadas al adaptador de sombra en donde se elimina las irregularidades de la señal (ver diagrama de bloques figura 1.31) Esto corresponde al sombreado estático de color.

El equilibrio de blanco corresponde a niveles iguales de salida de los canales RGB, y se logra ajustando la ganancia de los canales RB a la del canal G.

En la cámara de televisión se deben registrar o sobreponer las imágenes de video de los tres canales. Esto significa que el tamaño y el centrado, así como la linealidad

de la deflexión, deben ser idénticas para los tres canales. El canal G es el que se toma como referencia para registrar los otros canales como éste.

Es necesario obtener la relación de contraste que se desee, lo que se llama corrección de gama, para compensar el hecho de que la característica funcional del cañón electrónico del tubo de imagen, la corriente del haz y la salida resultante de luz no varían uniformemente con la tensión de excitación video. El efecto total es comprimir las partes negras y extender las blancas.

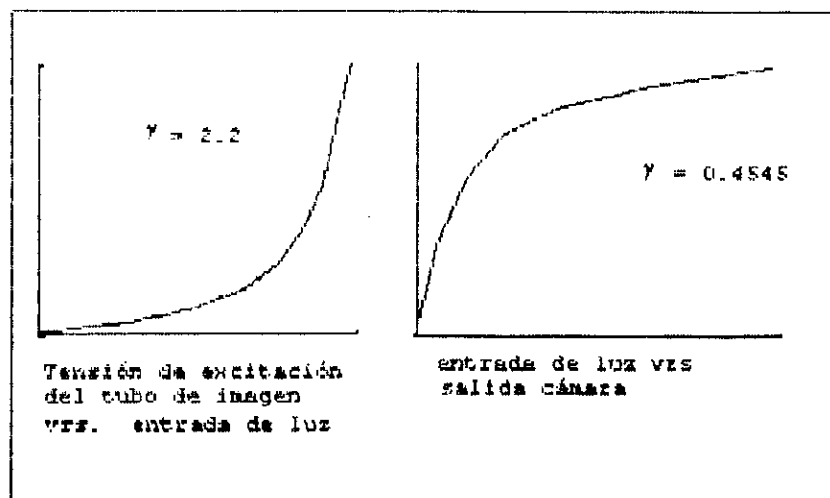


Figura 32a y 32b. Curvas de gamma de cámara y de corrector de gamma.

La gamma del tubo de imagen es de 2.2 a 3.5. Por lo tanto, la gamma necesaria para la corrección es el valor

inverso, es decir, de 0.45454 a 0.2857. Las curvas son de la familia exponencial (ver figura 1.32).

El valor numérico de gamma es igual a la máxima pendiente de la curva. Una curva con gamma menor que la unidad está encorvada hacia abajo (concavidad hacia abajo) Con gamma mayor que la unidad la curva abre hacia arriba y con gamma unitaria se obtiene una recta.

7) Cámara CCD. Cuando se describían los tipos de tubo de cámara se mencionó, entre ellos, el CCD y el MOS. En realidad ambos epítetos no describen el tipo de cámara sino que son dos nuevas tecnologías, basadas, ambas, en las propiedades fotoconductoras de los semiconductores. Ya en el Plumbicón se utilizaba una unión PIN y en el Newvicón se usaban sólidos amorfos para la placa del tubo, visualizándose nuevas tecnologías que permitieran la reducción del tamaño de la cámara de televisión.

El resultado de esto es la aparición de las tecnologías MOS en 1,966 por la RCA y en 1,977 el CCD por la Bell Laboratories. La tecnología MOS ha tenido mucho éxito para remplazar el tubo de cámara en forma indirecta. La tecnología CCD es la que se ha impuesto en el mercado y poco a poco ha ido reemplazando al ya veterano tubo de cámara.

a) Fotosensor y registro vertical. Un CCD (Coupled Charged Device) es un dispositivo semiconductor de almacenamiento de carga que está formado por condensadores MOS dispuestos en forma regular. Cuando la luz toca la superficie semiconductor genera una carga eléctrica proporcional a la iluminación, exactamente, en los puntos fotosensores. Esta carga se almacena en un pozo de potencial formado al aplicarle un voltaje positivo de 10 V c.c. entre electrodo y sustrato para un sólo condensador MOS. A un lado del fotosensor se encuentra el ROG (Compuerta de lectura) que separa al fotosensor del registro vertical. Toda carga almacenada en el fotosensor debe pasar al registro vertical con lo cual el potencial del ROG también decrece, permitiendo que los electrones pasen del registro fotosensor al ROG y de éste al registro V. Hecha esta operación, el registro V regresa a un potencial de 10 V c.c., potencial de almacenamiento donde el ROG vuelve a separar las dos zonas. Esta operación se logra mediante una señal de tres valores (ver fig. 1.33).

Después de esta corta explicación se describe el movimiento de registro vertical para lectura de cada campo. En el campo par, las fases V_1 y V_3 de cada registro tienen su respectiva carga, sin embargo, los registros V_4 por medio de su potencial aplicado, crean una barrera de potencial infranqueable, mientras que los registros V_2 están a un

potencial de separación de registros. Esto se hace al cargar todos los registros verticales con los electrones contenidos en el pozo de potencial del fotosensor.

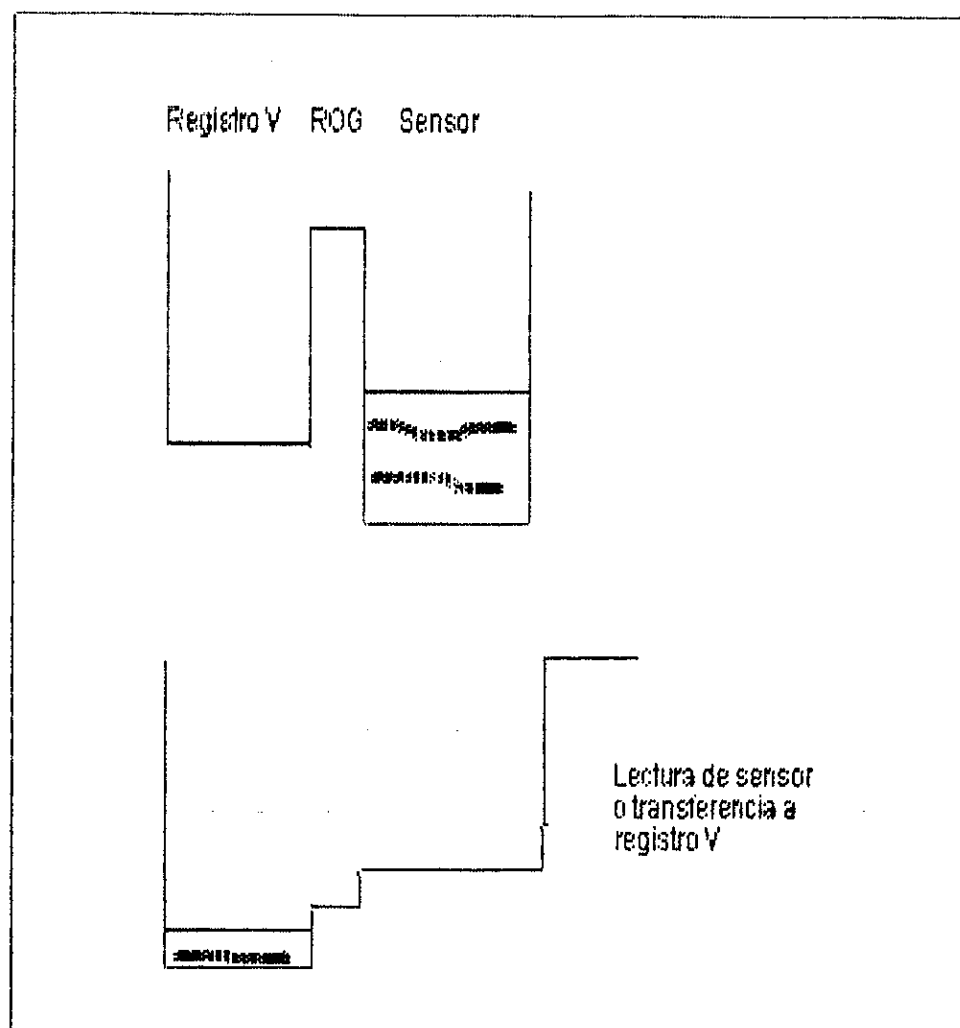


Figura 1.33. Transferencia de carga de fotosensor a registro vertical (V)

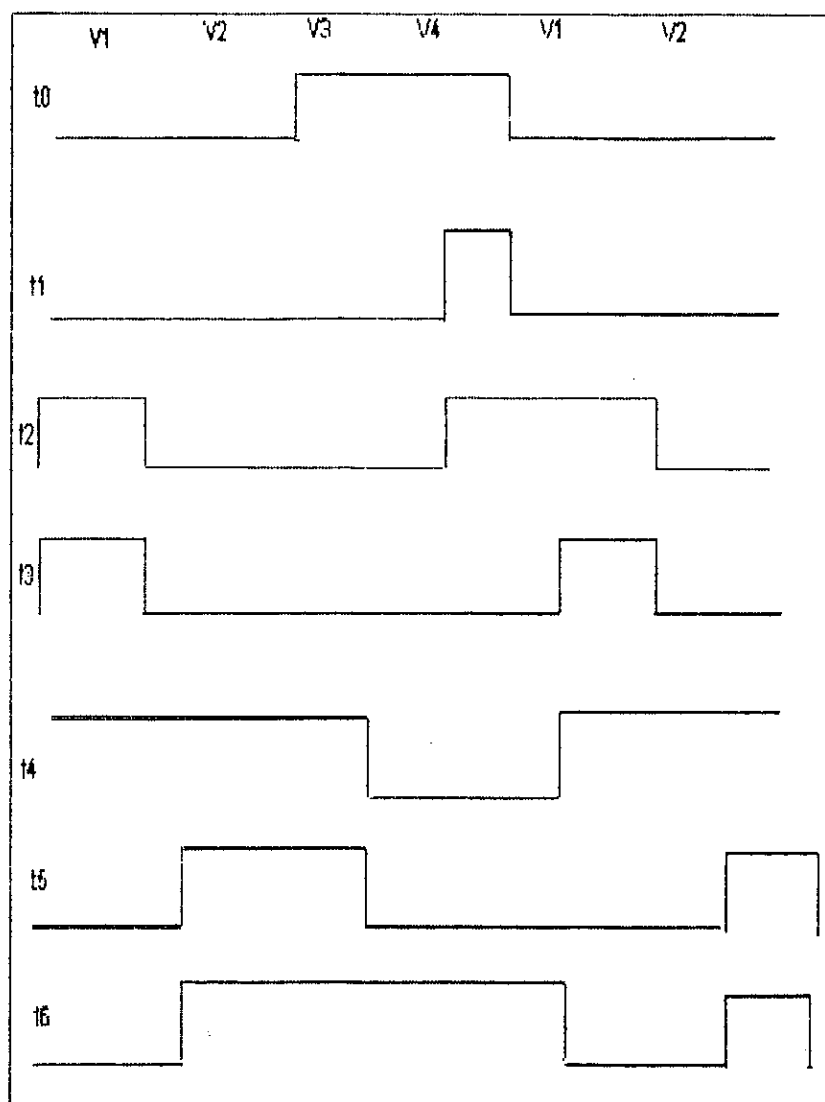


Figura 1.34. Método de transferencia vertical de carga.

Hecho esto, empieza el proceso de traslación de la carga. El potencial de V_2 se reduce para permitir el paso y mezcla de la carga contenida en los registros V_1 y V_3 , abarcando las tres fases para, luego, reducirse a dos fases. El potencial de V_4 se ha reducido al de separación y el de V_1 ha crecido

hasta el nivel de separación. Los siguientes pasos son como los descritos en la figura 1.34 hasta llegar al registro horizontal, mientras que en la figura 1.35 se presentan los primeros movimientos de carga.

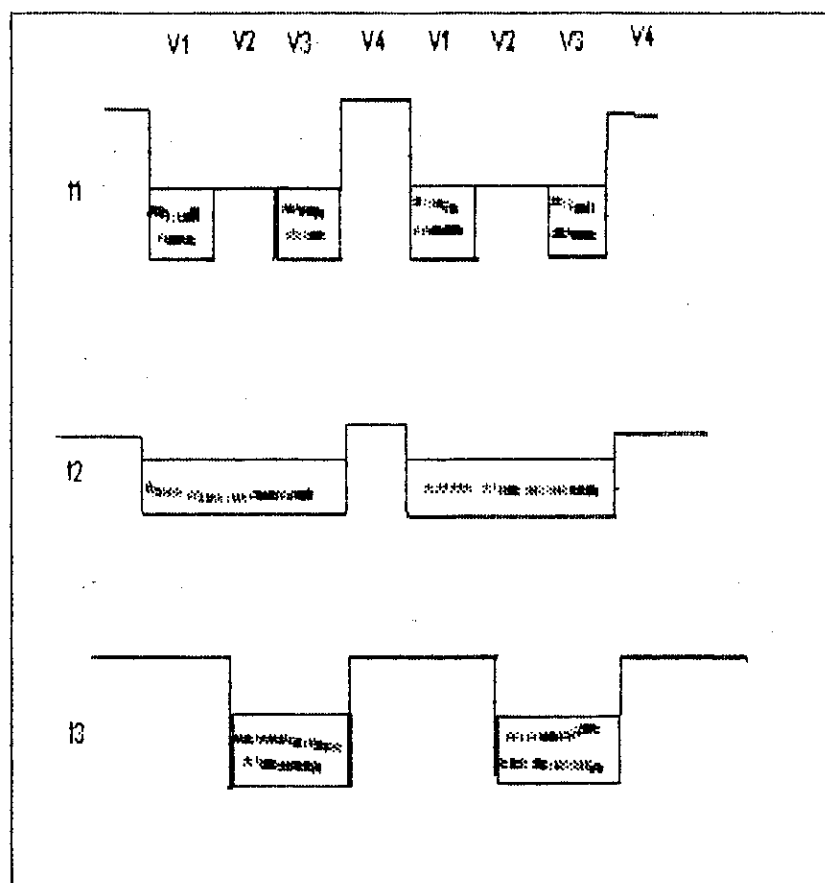


Figura 1.35. Transferencia vertical para lectura de campo par.

Para la lectura del campo impar, la carga se ha transferido a los registros V1 y V3, pero, el potencial infranqueable lo tiene ahora V2 y V4 está a un potencial de separación. Entonces, el potencial de V4 se reduce para

permitir la mezcla de carga de los registros V_3 y V_4 ; así, comenzar el proceso de transferencia de carga hasta el registro horizontal (ver figura 1.36).

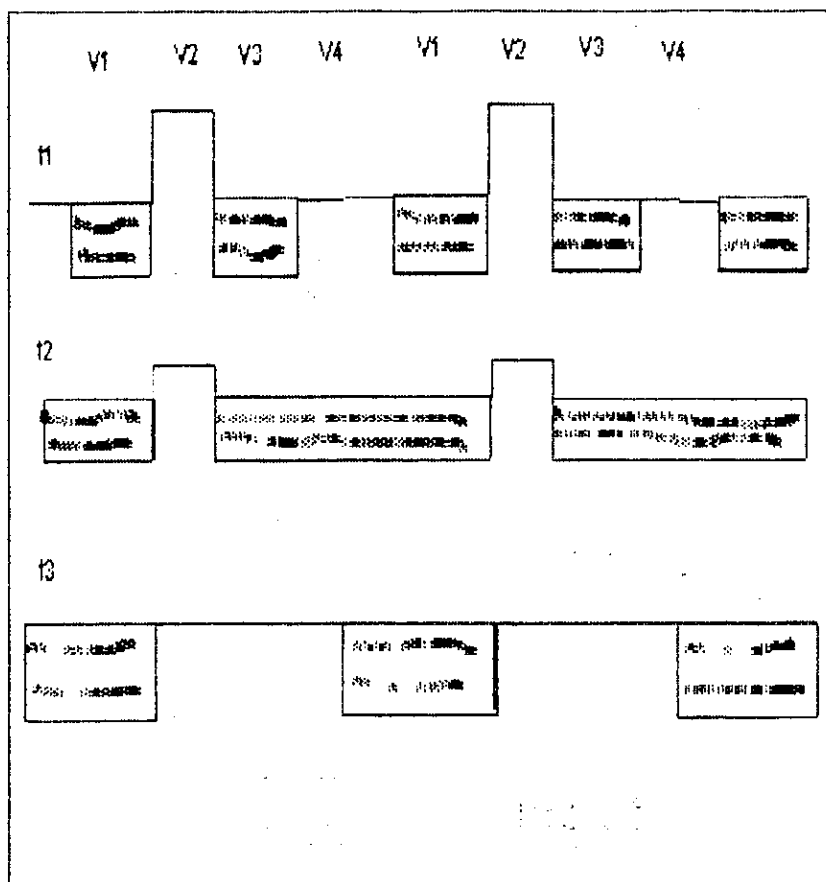


Figura 1.36. Transferencia de registro V para lectura de campo impar.

c) Transferencia de registro V a registro H . El registro que está en contacto con la fase H , del registro horizontal es V_4 . Cuando la carga está en los últimos registros V_2 y V_3 , el potencial de V_4 está en el nivel de separación. Durante el

período de borrado horizontal, el potencial de H_1 está en el estado de almacenamiento de carga y este potencial es menor que el que se da para la misma función con los registros verticales. Al mismo tiempo, el potencial de V_4 se reduce para permitir la transferencia de carga de los registros V_2 y V_3 , pero, como H_1 está a un potencial menor, la carga pasa a éste, conforme ella se traslada por el consecutivo cambio de potencial de V_2 , V_3 y V_4 . De este modo la carga pasa a los registros H_1 . La separación de cada registro H_1 se da, gracias al potencial de los registros H_2 que evitan la mezcla de la carga.

d) Transferencia horizontal. Esta se hace en dos pasos, de un registro H_1 a otro. La carga almacenada en los H_1 pasa a los H_2 por medio de una variación de potencial que favorece este movimiento para, luego, pasar al siguiente H_1 por medio del mismo método. El último H_1 envía su carga a través de la compuerta de salida horizontal a la zona de difusión que es como un capacitor, situado en la compuerta de un FET que se encuentra en configuración de seguidor de fuente, de donde se toma la señal de salida. Este procedimiento de salida se realiza línea horizontal tras línea horizontal, primero, el campo par y, luego, el campo impar para completar, así, un cuadro y comenzar el procedimiento de nuevo.

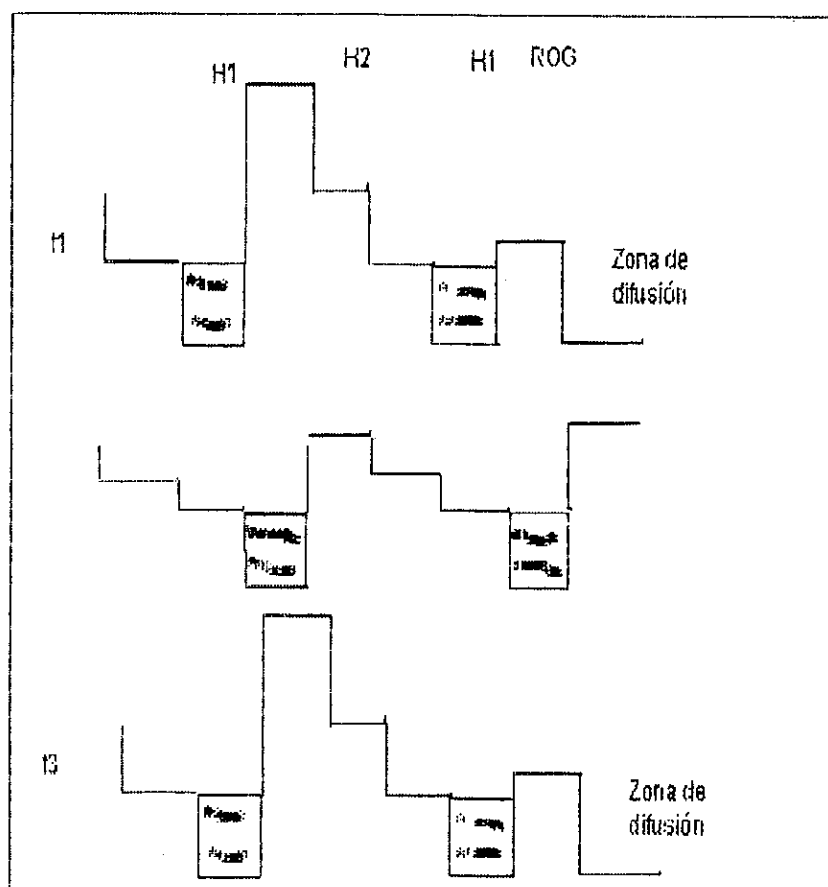


Figura 1.37. Transferencia horizontal de carga.

La cámara CCD posee muchas ventajas sobre las de tubo de captación y son: mayor tiempo de vida útil, no hay tiempo de retardo, no se puede quemar por recibir luz muy intensa como sucede con los tubos de cámara, no tiene distorsiones geométricas, es robusta, no requiere precalentamiento, no es influida por los campos magnéticos y su consumo de energía es muy bajo. El hecho de no ser influida por el campo magnético terrestre, permite que se utilice el método de separación

óptica de color con prisma, en donde en cada lugar de salida de los colores se coloca el chip CCD.

e) Estructura de transferencia de interlínea. Los primeros CCD eran dispositivos de transferencia de interlínea en los que las columnas de pixeles fotosensitivos eran alternadas con columnas de compuertas de muestreo. Las compuertas, a su vez, alimentan registros que almacenan las cargas de los pixeles individuales. Los registros de almacenamiento vertical son muestreados por una línea a la vez en un patrón de barrido horizontal y vertical para proporcionar la salida video.

f) Estructura de transferencia de campo.

Esta estructura difiere del sistema anterior en que al final de cada exposición de campo, la carga entera es transferida por los registros de corrimiento vertical a los registros de almacenamiento. Esta acción permite que no se muestree el siguiente campo. Durante este tiempo, los paquetes de carga en el registro de almacenamiento son transferidos fila por fila al registro de salida. Cuando todas las filas son leídas, se encuentra listo para recibir la siguiente transferencia del registro de imagen y el ciclo entero se repite para un segundo campo para

proporcionar un cuadro completo de video.

g) Sistema 2 CCD y 1 CCD. El sistema de imagen 2 CCD utiliza un prisma espectral cubierto de múltiples capas dicroicas que descomponen la luz incidental en las componentes V y R+B. La separación de estas últimas las realiza un filtro de franja R/B, obteniéndose, en la salida, las componentes RGB a procesar. La cámara 1 CCD utiliza un filtro de mosaico para separar las componentes: verde, amarillo, cian y magenta. Estas señales son procesadas por matriciado para obtener las señales RGB.

b. Codificación de la información de imagen. Como una de las consecuencias de compatibilidad de sistemas, se requiere de dos tipos de señales para hacer la transmisión de la información de imagen. Estas son: la relacionada con el color que, junto con la del tipo anterior, constituyen la información que da la imagen a color. La información que sale de la cámara, concierne a las señales RGB y para obtener la información de luminosidad se requiere cierto procesamiento de éstas, lo que llevaría a suponer la transmisión de cuatro señales. Esto consumiría mucho ancho de banda, por lo que se puede reducir el uso del mismo al eliminar de la información de color la concerniente a la

luminosidad, con lo cual se reduce la redundancia y el ancho de banda de color necesario. Sin embargo, todavía hay cuatro señales a transmitir. Para reducir esta cantidad se hace notar que una de las señales de color corresponde a una combinación de las otras dos, con lo cual el número de señales se convierte en tres: la de luminancia, conocida como señal Y, y, las de color conocidas como señales B-Y y R-Y. La relación entre esas señales y las RGB está dada por la matriz:

$$\begin{bmatrix} Y \\ B - Y \\ R - Y \\ G - Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.59 & 0.11 \\ -0.3 & -0.59 & 0.89 \\ 0.7 & -0.59 & -0.11 \\ 0.3 & 0.41 & -0.11 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}$$

(1.13)

Además:

$$G - Y = -0.186 (B - Y) - 0.508 (R - Y) \quad (1.14)$$

Como se ha dicho, los detalles finos de imagen corresponden en el ámbito de frecuencia, a valores altos y cómo la visión cromática tiende a la acromática cuando los objetos son demasiado pequeños, entonces, se requerirá que la

señal Y tenga un ancho de banda lo más grande posible, lo que equivale a 4 MHz. Ahora bien, las señales de color deben tener un ancho de banda de 1 a 1.5 MHz, sin embargo, esto resulta en mucho uso de ancho de banda, por lo que se busca otro sistema de coordenadas que permita llevar la misma cantidad de información sin consumir mucho ancho de banda. Este es el sistema de coordenadas YIQ, cuyos valores están relacionados con el sistema NTSC, RGB según la matriz:

$$\begin{bmatrix} Y \\ I \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.6 & 0.11 \\ 0.6 & -0.28 & -0.32 \\ 0.21 & -0.52 & 0.31 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_n \\ G_n \\ B_n \end{bmatrix}$$

(1.15)

c. Frecuencia subportadora de color. Las señales Q e I modulan en amplitud una subportadora de crominancia. Esta debe estar entre 2 a 4 MHz para no interferir con la señal Y, ni con la portadora de audio. La elección final fue de 3.58 MHz, lo cual permite señales de banda lateral doble de 0.5 MHz. La frecuencia de la subportadora de croma se elige de la siguiente forma: siendo la frecuencia de portadora de sonido de 4.5 MHz, se debe encontrar un número entero que sea un divisor de ésta y cuyo resultado sea un valor lo más cercano posible a la frecuencia de barrido horizontal f_h para transmisor monocromático. De

tal modo se encuentra que la portadora de sonido es el 286 armónico de f_H para color cuyo valor sera de 59.94 Hz.

Estas diferencias respecto del transmisor B/N no afectan para nada al receptor acromático, pues, la diferencia entre valores es pequeña, con lo cual los osciladores se engancharán fácilmente y el sistema de recepción estará sincronizado.

Como la exploración de la imagen es entrelazada, la información de imagen para las frecuencias video que son múltiplos impares de $f_H/2$ tienden a cancelar su efecto en la pantalla del tubo de imagen. La cancelación es resultado de que estas frecuencias tienen polaridades opuestas de tensión de la información de imagen en las líneas pares e impares de exploración.

La técnica de entrelazado entre las componentes armónicas pares e impares de dos señales diferentes para reducir la interferencia entre ellas se llama entrelazado de frecuencia (ver figura 1.38).

La técnica anterior es la utilizada para transmitir la señal C sin que interfiera con la señal Y y la de sonido. Se elige un valor de armónico de $f_H/2$ igual a 455, dando una frecuencia de 3.579545 MHz.

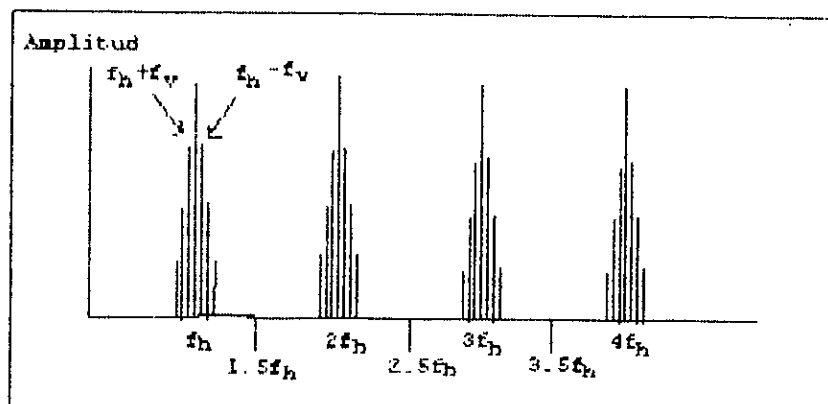


Figura 1.38. Patrón espectral de entrelazado de frecuencia.

d. Señal croma. Las señales Q e I pasan por filtros pasa bajos; la señal I pasa por un filtro de 1.5 MHz de ancho de banda mientras que la señal Q pasa por uno de 0.5 MHz.

Cada señal pasa a un modulador equilibrado para someter la señal a un proceso de modulación AM-SC con la subportadora de color de 3.58 MHz. Para evitar confusión espectral se utiliza modulación de cuadratura de las señales Q e I. La señal I está adelantada en fase a la señal Q. De acuerdo con el proceso de modulación, la señal Q modulada tendrá un ancho de banda de 1 MHz. Sin embargo, la señal I tendrá el triple de ancho, lo cual ocasionará la interacción con la señal de sonido. Por tal razón, pasará por un filtro pasa banda, haciendo que el proceso de modulación para esta señal sea AM-ELV-SC, dejando el espectro para la señal I con 1.48 MHz por debajo de la portadora y 0.5 MHz por arriba de la misma.

Para lograr ese desfase requerido por el proceso de

modulación, se provoca un retraso de la señal del generador de subportadora de color de 57° . De este modo se obtiene la subportadora de la señal I y, luego, tras otro desfase, pero, ahora, de 90° , se obtiene la subportadora de la señal Q. Las señales resultantes se suman y, así, se obtiene la señal C.

e. Sistemas de sincronismo. Este sistema es igual al utilizado en los transmisores acromáticos con la pequeña diferencia de que el valor de frecuencia vertical es de 59.94 Hz y no de 60 Hz y la de barrido horizontal es de 15,734.264 Hz en vez de 15,750 Hz. La única diferencia visible es que durante el impulso de borrado horizontal siempre se agrega una señal senoidal de 8 a 11 ciclos de la subportadora de croma en el umbral posterior del impulso de sincronismo H. A esta señal se le llama ráfaga y tiene la amplitud del impulso de sincronismo, pero su valor medio es el de borrado (ver figura 1.39).

Como la detección de la señal de croma es coherente y no se desea desperdiciar la potencia en la transmisión de una portadora piloto de croma, se envía esta ráfaga para sincronizar al generador de 3.58 MHz en el receptor.

La fase de la señal de ráfaga está adelantada en 57° respecto de la señal I.

f. Señal video compuesta. Cuando se emplean filtros para reducir el ancho de banda de una señal, se introduce cierto retraso en la misma. Hay que recordar que las señales Q e I son filtradas pero, también, lo es la señal Y. Esta última tiene un filtro pasa-bajos de 4.1 MHz de ancho de banda.

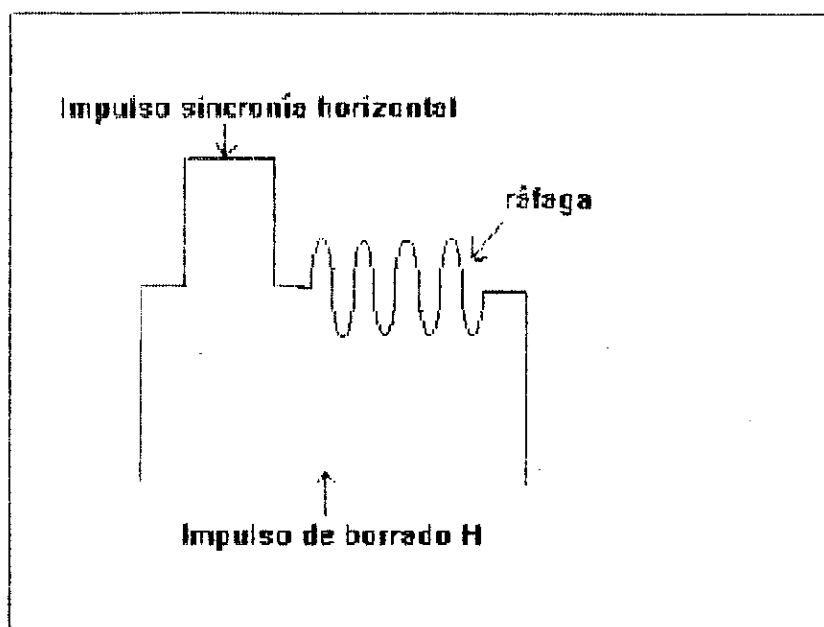


Figura 1.39. Señal de ráfaga.

Conforme crece el ancho de banda de la señal YIQ, decrece el retardo de la misma. Por tal motivo se utilizan secciones de líneas de transmisión antes de los moduladores para retardar las señales más adelantadas y que tengan el mismo retardo que la señal más atrasada.

A continuación las señales YIQ se suman junto con las

señales de sincronismo, ecualización, borrado y ráfaga para formar la señal de video compuesta, al igual que se hace en el receptor acromático.

Teniendo ya la señal de video compuesta, se procede a la modulación de la portadora video como se hace en el transmisor B/N para, luego, pasar al diplexor donde son transmitidas: la señal de imagen a color y la de sonido.

9. Niveles IRE de señal video color. Los niveles IRE para señal acromática se mantienen para la señal color. A esto se agrega el nivel de la señal de ráfaga que varía en 20 unidades y la señal de croma cuya amplitud depende de los valores de las señales Q e I. Con esto se obtiene una excursión máxima del 34 % para señales saturadas, sobre el nivel máximo de blanco. Sin embargo, en la realidad nunca ocurren señales de colores saturados al 100 % con lo cual la señal de color a lo más alcanza las 100 unidades IRE.

2. El receptor de TV color. La principal diferencia entre los receptores acromáticos y los de color, aparte del tubo de imagen, es la existencia de la sección de croma en el receptor cromático. Como se puede ver en la figura 1.40, la etapa sintonizadora es igual que la de TV B/N. La señal entra al amplificador FI en cascada cuya característica espectral es especial. A la salida de éstos

se separa la señal de sonido de la imagen donde la primera pasa a sus circuitos detectores FM para convertirse en señal de sonido, mientras que la señal de imagen es filtrada para evitar que interfiera la componente de sonido y, luego, es detectada la envolvente, obteniendo, así, la señal video compuesta.

Este detector de video suministra la señal video colorplexada al amplificador separador (buffer). La señal C pasa a los circuitos de color por medio de filtros pasa banda. En esta señal es seleccionada y amplificada la señal de ráfaga, con la cual se sincroniza el oscilador local de 3.58 MHz que sirve para desmodular la señal C en sus componentes Q e I. Estas pasan a circuitos matriciales donde se procesan junto con la señal Y para obtener las señales RGB que son aplicadas al tubo de imagen.

Los circuitos de separación de sincronismo y de barrido son los utilizados en los receptores acromáticos, con la única diferencia de que ahora en el RTVC se usan tres cañones electrónicos para el tubo de imagen en vez de uno como era en el receptor acromático.

a. Características especiales de los circuitos FI.

Hay que tener en cuenta que en el RTVC se incluyen las frecuencias de banda lateral de croma en el espectro de FI. El valor de FI para la subportadora de croma es de 42.17 MHz. Con un ancho de banda de 0.5 MHz a cada lado, la banda lateral (superior en la transmisión, inferior en la recepción) en el extremo bajo, llega hasta 41.67 MHz, valor que se aproxima mucho a 41.25 MHz de la FI de audio.

Como no se puede extender la banda de paso FI uniformemente hasta 41.67 MHz a causa de que se agudizaría mucho la curva de respuesta, engendrando variaciones de fase alineales que provocarían, a su vez, matices incorrectos en las áreas pequeñas de la imagen y en los bordes verticales, se produce una caída gradual en la respuesta de amplitud, con la subportadora FI de color de 42.17 MHz en el 50 % de respuesta, como muestra la figura 1.41.

Aquí se puede ver que la portadora FI de imagen y la subportadora de color tienen una ganancia relativa del 50 % en la curva de respuesta.

Debido a la reducida respuesta de FI, la señal subportadora de color del detector video tiene, aproximadamente, la mitad de su amplitud normal en la señal video compuesta colorplexada. Por otra parte, las frecuencias de banda lateral de 0.5 MHz, próximas al sonido

asociado, reciben menos amplificación, mientras que las frecuencias de banda lateral superior tienen una respuesta de más de 50 %.

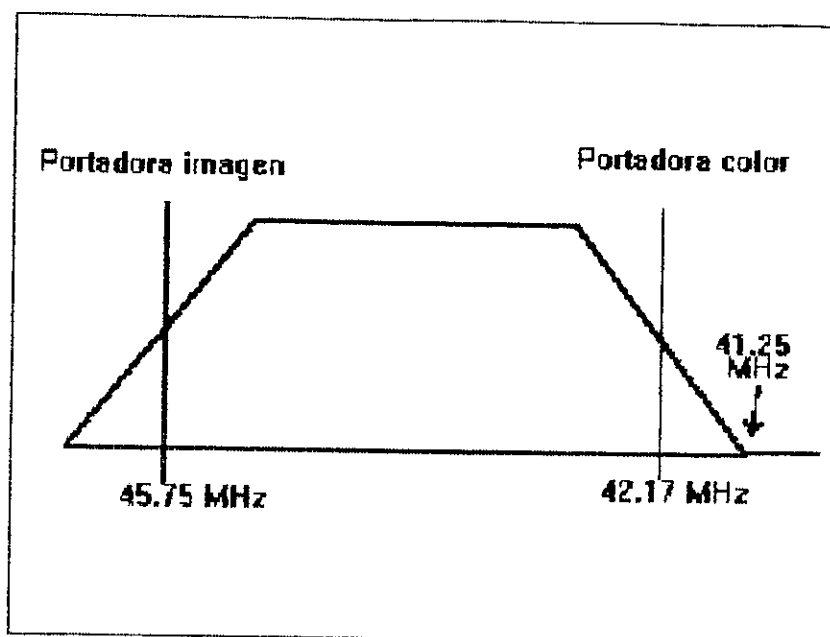


Figura 1.41. Respuesta espectral de FI del RTVC

b. Detector de color y amplificador video. Las señales en el colector del último amplificador FI son aplicadas al diodo detector de video. Se incluye antes del mismo una trampa de sonido de 41.25 MHz para reducir la interferencia en el tubo de imagen. Esto se debe a que en el receptor hay batido entre las frecuencias de croma y de audio, dando la diferencia, entre ambas: 920 kHz. Esta no puede ser suprimida por ningún filtro una vez se ha dado el batido, pues, esta frecuencia se encuentra en la banda de

caso de la señal Y. La única solución es suprimir la señal de sonido asociado de 41.25 MHz.

Como esta frecuencia se elimina antes del detector video, no se puede obtener la frecuencia de batido de 4.5 MHz correspondiente a la frecuencia de sonido. Por lo tanto, se debe realizar el batido antes de la trampa de 41.25 MHz. Por tal razón, se dispone de otro diodo detector a la salida del último amplificador FI. Es en este diodo donde se realiza el batido entre la FI de imagen y la FI de sonido dando los 4.5 MHz que son la nueva FI de sonido a utilizar por los circuitos de audio.

La salida del detector video pasa a un amplificador separador donde se deriva del colector la señal de video que dará lugar a la señal Y, y, del emisor sale la señal video que dará lugar a la señal C.

La salida del amplificador separador video pasa al amplificador de luminancia que corresponde al amplificador video del receptor acromático.

Para obtener la plena resolución de luminancia de que es capaz el sistema, este amplificador debe tener una respuesta en alta frecuencia que se extienda, uniformemente, hasta 4.2 MHz. Sin embargo, los receptores en color dan pocas veces esta respuesta. Un problema es la interferencia entre la señal subportadora de color retenida en el canal Y, y, la ondulación de la subportadora residual producida por la

sección de croma, donde la señal de 3.58 MHz es regenerada para la demodulación. Para evitar esta interferencia, generalmente, se utiliza una trampa de 3.58 MHz en la cadena del amplificador Y.

Por efecto de esta trampa, el ancho de banda de la señal Y queda limitado a 3.2 MHz, con lo cual se reduce la resolución de la imagen.

c. Retardo de luminancia. Las señales de luminancia y de crominancia se separan en el amplificador separador, pero, vuelven a juntarse en las etapas matriciales o de tubo de imagen como señal Y y señales de diferencia de color o como señales RGB. El camino de luminancia es de banda ancha, en el margen de frecuencia de 0 a 3.2 MHz. Sin embargo, la señal C ocupa mucho menor ancho de banda (0.5 MHz por lo general)

Esta reducción da, por resultado, señales video de color de banda estrecha las cuales tienen un retardo de tiempo mayor que el de la señal Y. Las señales de color llegan al tubo de imagen demasiado tarde en comparación con la señal Y. Por tal razón, esta última, debe ser retrasada para que la información de luminancia y la de color se reproduzcan al mismo tiempo. El tiempo necesario de retardo de luminancia es de 0.8 μ s, pero, varía en margen entre 0.7 a 1.0 μ s.

Si no se corrige esta discrepancia, las partes de color

de la imagen no se adaptarán a los contornos bien definidos, provistos por la señal Y, provocando que las partes de color se desplacen hacia la derecha, mientras que los bordes izquierdos de los objetos aparecen sin color.

Para lograr el retardo, se utiliza una línea de transmisión con una impedancia característica entre 1 k Ω y 2 k Ω . Este valor es necesario para evitar pérdida de tensión de la señal en la entrada y en la salida. La línea de retardo está fabricada con muchas espiras de hilo fino conductor sobre un cilindro aislante. Un revestimiento conductor alrededor del cilindro sirve como blindaje y se conecta a tierra.

En el lado de entrada, la señal Y está acoplada por un amplificador con la impedancia necesaria para activar la línea de retardo. En el lado de salida, la línea alimenta la señal al amplificador Y final.

El control de contraste está en el amplificador Y tal y como está en el receptor B/N. Este control tiene solamente un pequeño margen de cambio ya que al variar la amplitud de luminancia se cambia la saturación de la imagen en color.

d. Compensación de la frecuencia de croma. La señal de video compuesta que se ha de utilizar para extraer la componente C, pasa a un circuito de extracción de croma que tiene un efecto crestador que complementa los

efectos del amplificador FI (ver figura 1.42).

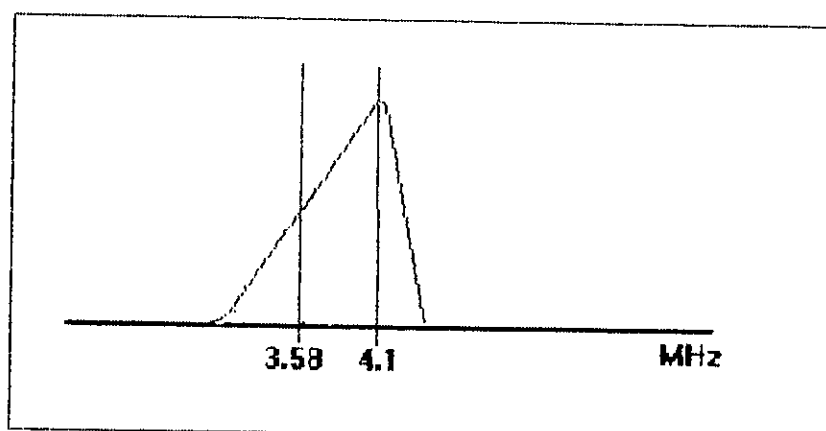


Figura 42. Respuesta espectral del crestador de color.

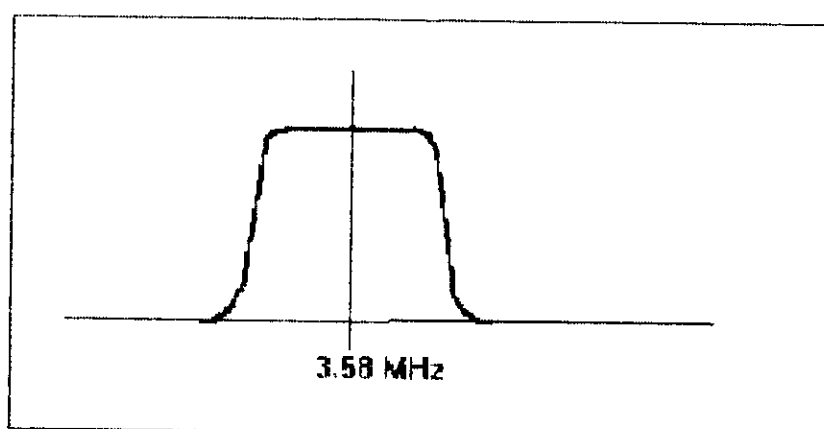


Figura 1.43. Respuesta total de la señal C.

Este circuito de extracción es un circuito de sintonía simple, dispuesto en la entrada que resuena a 4.1 MHz. Este efecto de resonancia sitúa la subportadora de color en la pendiente de la curva de respuesta del circuito de sintonía. Aquí la banda lateral inferior es atenuada. La pendiente es la misma, pero, de sentido opuesto a la de la curva de respuesta FI. En consecuencia, el efecto en la señal de

croma desde los amplificadores FI hasta la salida de este circuito de extracción. es el de la respuesta uniforme representada en la figura 1.43 a la salida del crestador de color.

e. Circuito amplificador pasa banda y de bloqueo periódico.

1) Amplificador pasa banda. Para asegurar que la ganancia de FI y la respuesta de croma se adaptan, correctamente, de modo que la amplificación sea uniforme en bandas laterales de croma, es necesario utilizar una técnica especial de alineación. Los circuitos restantes del amplificador de paso de banda tienen respuesta plana y están sintonizados no críticamente a 3.58 MHz. La salida del amplificador paso de banda posee un circuito de doble sintonía cuya respuesta espectral aparece en la figura 1.44.

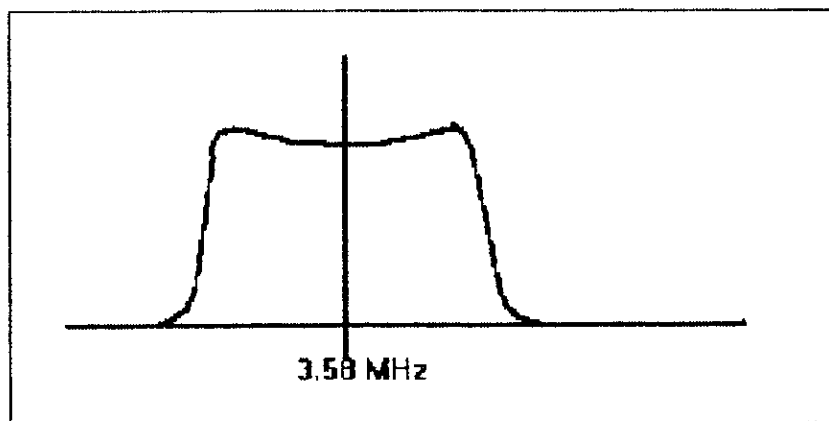


Figura 1.44. Respuesta espectral del circuito de doble sintonía.

Este es un amplificador de paso de banda (BPA) porque el ancho de banda es un porcentaje relativamente grande de la frecuencia resonante. A este amplificador se le suele llamar amplificador de color. Su ganancia determina la saturación de color. La salida del amplificador de color es la señal de croma de 3.58 MHz para los demoduladores de color junto con la señal de ráfaga de esa misma frecuencia.

En la figura 1.45 están representados en diagrama de bloque, la ubicación de estos amplificadores en lo que es la sección de croma.

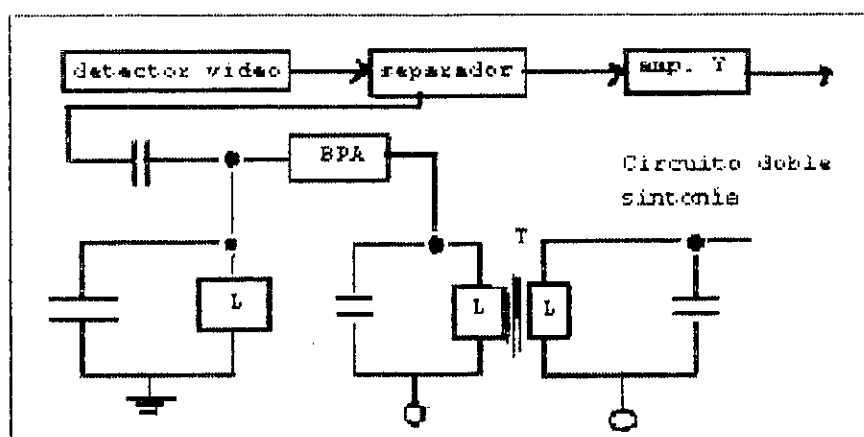


Figura 1.45. Diagrama de bloques de la sección de entrada de croma

Un control de ganancia incorporado en el amplificador de paso de banda controla la amplitud de la salida de la señal de croma para los demoduladores. El control varía específicamente la saturación, desde los colores débiles hasta los intensos, pero, se les denomina, generalmente,

color. En un extremo, el control desconecta la señal de croma ya sea llevando la señal de entrada a los demoduladores a tierra o ya sea poniendo en corte el último amplificador de paso de banda, según el diseño del receptor; en ese caso se produce la imagen en B/N. Cuando el control de color está en el tope opuesto, hay un incremento de la señal de entrada a los demoduladores o de la ganancia del amplificador de paso de banda. De esto resulta cierto grado de saturación. El comportamiento de este control es igual que el de control de volumen.

1) Sistema de bloqueo periódico. El amplificador pasa-banda está constituido, como mínimo, por dos etapas amplificadoras, siendo la última controlada por el sistema de bloqueo periódico. La razón de esto es que, a la salida de los amplificadores pasa-banda se encuentra la señal de croma, pero también, la de ráfaga y esta última es la que puede afectar el comportamiento de los cañones electrónicos del tubo de imagen, por lo que se debe eliminar para evitar el problema. La forma como se logra hacerlo es llevando a corte al último BPA de tal modo que no hay señal cuando está presente el borrado, de hecho, es un conmutador electrónico que enciende y apaga al BPA y que es activado por un impulso proveniente de los circuitos de barrido horizontal y que ha sido desfasado para coincidir con

el momento en que se da la señal de ráfaga.

f. Derivación de la señal G-Y.

1) Sistema de demodulación de diferencia de color. En el proceso de recepción, toda la información cromática puede ser detectada si se aplica a los demoduladores señales de referencia de 3.58 MHz de características similares a las usadas en el proceso de la modulación. Esto quiere decir que un demodulador debe recibir la señal CW de 3.58 MHz con un atraso de 57° (demodulador I) con respecto a la señal de ráfaga. En cambio, el otro demodulador debe recibirla con un atraso de 147° respecto al eje origen ó 90° respecto a la señal ya atrasada en 57° .

El par de señales demoduladas Q e I son sometidas a un complicado proceso de matriciado que necesita señales de polaridad negativa y positiva de ambas componentes para obtener las señales de diferencia de color R-Y, G-Y y B-Y.

Debido a lo complicado de éstos circuitos se usa otro tipo de demoduladores conocidos como B-Y, R-Y. Estos utilizan desfases de 90° y 180° de la señal de referencia CW de 3.58 MHz. Según la figura 1.46 se observa que hay un desfase de 90° entre la señal R-Y y la señal de ráfaga. También se ve que hay un desfase de 180° entre ésta y la

señal B-Y; la señal G-Y se encuentra a 303° de la ráfaga.

Como es más sencillo realizar desfases de 90° y 180° el método más adoptado es éste, pues, ya obtenidas las señales R-Y y B-Y se pueden procesar por medio de una matriz activa para obtener la señal G-Y. La razón por la cual se utilizan elementos activos en la matriz es porque se necesita invertir las señales para obtener la señal deseada.

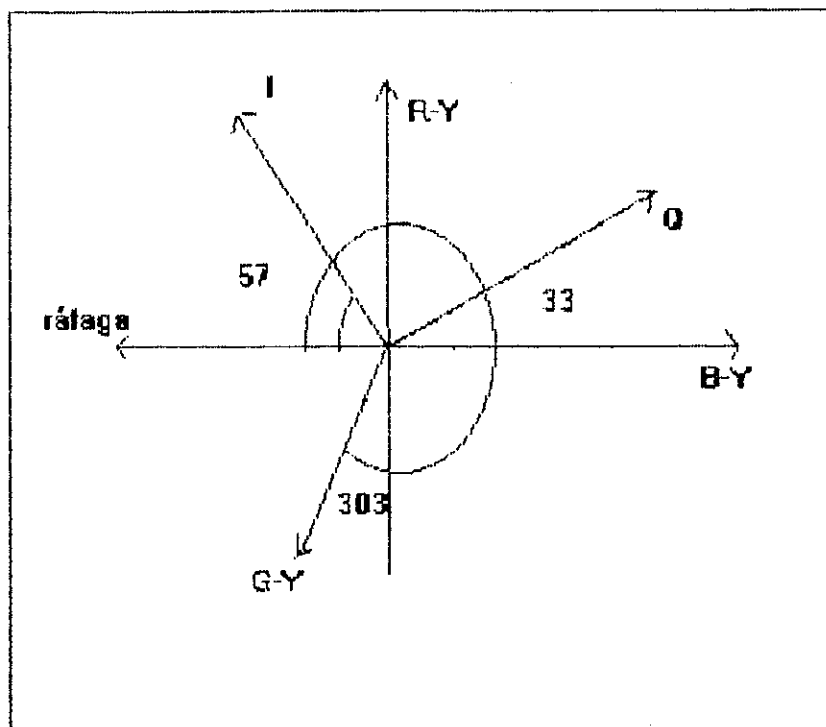


Figura 1.46. Diagrama vectorial de las señales diferencia de color.

2) Sistema de demodulación XYZ. En la figura 1.47 se aprecia la relación de fase entre las señales RGB y las XZ respecto de la ráfaga. Entre las señales XZ hay 63° de desfase. Las señales XYZ corresponden

3) Matriz de transferencia de señales de color.

De acuerdo con los diagramas vectoriales de las señales, diferencia de color y del sistema en cuadratura IQ, se puede expresar la señal de crominancia como:

$$E_c = E_m \sin (wt + 33^\circ) + E_r \cos (wt + 33^\circ) \quad (1.17)$$

Conociendo la expresión que relaciona estas señales (Q e I) con las de diferencia de color, se obtiene, después de un poco de álgebra y de ciertas aproximaciones, que la señal de color se puede expresar como:

$$C = 0.493 (B-Y) \sin wt + 0.877 (R-Y) \cos wt \quad (1.18)$$

Siendo la señal de entrada a un demodulador, $E_i = F(t) \sin wt$, y, la señal de inyección del oscilador local $E_l = \sin (wt + \theta)$ donde θ es el ángulo de fase fijo entre la señal de inyección y la fase de referencia de la señal de ráfaga. En este caso, la señal de salida es de la forma $E_o = K F(t) \cos \theta$. Para el caso en que la señal de entrada es de la forma expresada para la señal de color C (ecuación 1.18) la salida del demodulador será, aplicando el principio de superposición para un sistema lineal:

$$E_o = K [0.493 (B-Y) \cos \theta + 0.877 (R-Y) \sin \theta] \quad (1.19)$$

Esta expresión representa una combinación lineal de señales diferencia de color, cuya proporción relativa de sus componentes es una función del ángulo de demodulación θ .

Considérese ahora el circuito matricial. Este, asume la forma de un conjunto de dispositivos pasivos y/o activos que

están interconectados y que poseen varias entradas y, en general, tres salidas. Cada una de éstas representa una combinación balanceada de las entradas.

De este modo se pueden expresar las entradas como I_i y las salidas como O_i , relacionadas por medio de una función de transferencia transpuesta H^t que puede tener elementos positivos o negativos. Esto da lugar a la siguiente relación matricial:

$$O = H^t K [0.493 (B-Y) \text{ sen } \omega t + 0.877 (R-Y) \cos \omega t] \quad (1.20)$$

Siendo O el vector columna de salida cuyos elementos son los O_i para $i = 1, 2, 3$. H^t será la matriz transpuesta de transferencia de 3×4 y K será un vector columna que relaciona la ganancia de cada demodulador y los valores de los ángulos de demodulación θ_i según la expresión:

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \text{ sen } (\omega t + \theta_1) \\ K_2 \text{ sen } (\omega t + \theta_2) \\ K_3 \text{ sen } (\omega t + \theta_3) \\ K_4 \text{ sen } (\omega t + \theta_4) \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Con base en esta expresión se puede utilizar cualquier ángulo de demodulación no redundante ($\theta_1 \dots \theta_4$) y cualquier ganancia ($K_1 \dots K_4$) y siempre existirá una selección de constantes de transferencia de la matriz H que entregará

cualquier señal de color del tipo diferencial que se desee para la excitación del tubo de imagen.

En el caso de tres ángulos de demodulación se tendrán los siguientes valores:

$$\begin{aligned}\theta_1 &= 0^\circ & K_1 &= 2.03 \\ \theta_2 &= 90^\circ & K_2 &= 1.14 & K_4 &= 0 \\ \theta_3 &= -123^\circ & K_3 &= 0.693\end{aligned}$$

$$H_{ij}^+ = 1 \text{ para } i=j \text{ y } H_{ij}^+ = 0 \text{ para cualquier } i \neq j \quad (1.24)$$

De este modo las salidas serán, respectivamente, las tres señales de diferencia de color.

En el caso de usar dos ángulos, los valores de θ_1 , θ_2 , K_1 y K_2 son los anteriores pero ahora K_3 es nulo. Los elementos de la matriz H^+ son:

$$\begin{aligned}H_{ij}^+ &= 1 \text{ para } i=j \text{ y } H_{ij}^+ = 0 \text{ para } i \neq j \\ \text{excepto } H_{13} &= -0.186 \text{ y } H_{23} = -0.508\end{aligned} \quad (1.25)$$

A la salida se obtienen las señales diferencia de color.

En el último caso es que se usa el sistema XZ y se tendrán los siguientes valores:

$$\begin{aligned}\theta_1 &= -166^\circ & K_1 &= -2.209 \\ \theta_2 &= -103^\circ & K_2 &= -1.247 & K_4 &= K_3 = 0\end{aligned}$$

$$H^c = \begin{bmatrix} 1 & -0.4107 & 0 & 0 \\ -0.14 & 1 & 0 & 0 \\ -0.115 & -0.432 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

y en la salida aparecerán las tres señales diferencia de color.

En el caso de obtener las señales de color RGB, se procede a sumar las señales diferencia de color con la señal de luminancia. Esto se puede hacer de dos modos: utilizando circuitos activos/pasivos o el mismo tubo de imagen.

g. Supresor de color y amplificador de ráfaga.

1) El supresor de color. El circuito supresor de color inhibe, completamente, el BPA de color cuando se recibe una señal monocromática. Este método utiliza la presencia o la ausencia de la señal de ráfaga para determinar si el programa es en color. Para suprimir la señal de color, el circuito supresor de color polariza al último BPA de color, a corte, evitando que pase la señal a los demoduladores, con lo cual la señal es totalmente acromática.

La razón de invalidar al BPA color para los programas acromáticos es que los demoduladores tienden a extraer la

señal de color de la información de luminancia de entre 3 a 4 MHz que todavía permanece en el BPA. Las señales de luminancia próximas a 3.58 MHz pueden aparecer en la imagen, especialmente, en las figuras de líneas finas.

El color dominante de esta interferencia de luminancia es magenta. La razón es que la señal B-Y tiene más ganancia en los amplificadores video de color de receptor, con el fin de compensar la forma de la codificación de los colores en el transmisor. En lo que respecta al ángulo de fase, el matiz del magenta se aproxima al de la señal B-Y.

El circuito supresor de color incluye, a menudo, un control de umbral para ajustar la ráfaga que activará al amplificador de color en la operación normal en color. Este control puede regularse de modo que se puede suprimir el color en un programa de color. Normalmente, el umbral se ajusta en el punto en que se produce justamente el color. Además, el ajuste debe suprimir el confeti de color en la pantalla cuando no haya imagen.

El detector supresor de color está diseñado para suprimir también el ruido. De otra manera, este podría actuar como una señal de ráfaga que activase al amplificador de color.

Otro dispositivo ligado al supresor de color es el CAC o control automático de color, el cual es un control automático de ganancia para el primer BPA color y es necesario para compensar las variaciones de nivel de la señal de croma

causadas por lo siguiente:

- diferentes respuestas de RF del sintonizador a los diferentes canales;
- respuesta no uniforme de frecuencia en la antena;
- diferentes cantidades de la intensidad de señal en la antena para los diferentes canales.

El CAC monitorea la amplitud de la ráfaga. Este nivel es el único factor de la señal de croma que no es afectado por el contenido de la imagen. Cuando llega una señal de gran amplitud, por efecto del CAC la ganancia de la etapa controlada disminuye. Por el contrario, cuando la señal de pequeña magnitud está presente, por efecto del CAC, la etapa controlada aumenta su ganancia. Esto se logra por medio del desarrollo de un potencial negativo de control, el cual queda en proporción directa con la magnitud de la señal de ráfaga, es decir, a mayor señal, mayor nivel de potencial negativo. La circuiteria del CAC forma parte del circuito supresor de color (CK).

2) Amplificador de ráfaga. Esta etapa es un amplificador de banda estrecha sintonizado en 3.58 MHz. Sin embargo, está polarizado en corte y solamente un impulso proveniente del sistema de sincronismo horizontal es el que lo lleva a la región activa, de tal modo que el amplificador trabaja solamente durante este impulso, y, como

la única señal que hay en ese momento es la de ráfaga, ésta es amplificada. Sin embargo, este método da lugar a errores de manipulación. El impulso de sincronismo H puede ser demasiado largo en comparación con la ráfaga. Además, puede haber un error de fase en el sistema AHFC. El resultado de una manipulación incorrecta de la ráfaga es que al principio de la retraza H se mezcla alguna señal de croma con la señal de ráfaga acoplada al detector de fase en el circuito AFPC. Es por estas razones que se recurre a crear un retardo a los impulsos de sincronismo H que van a activar al amplificador de ráfaga por medio de una red LC. En este sistema, la separación de la ráfaga no es afectada por los diferentes ajustes del AHFC.

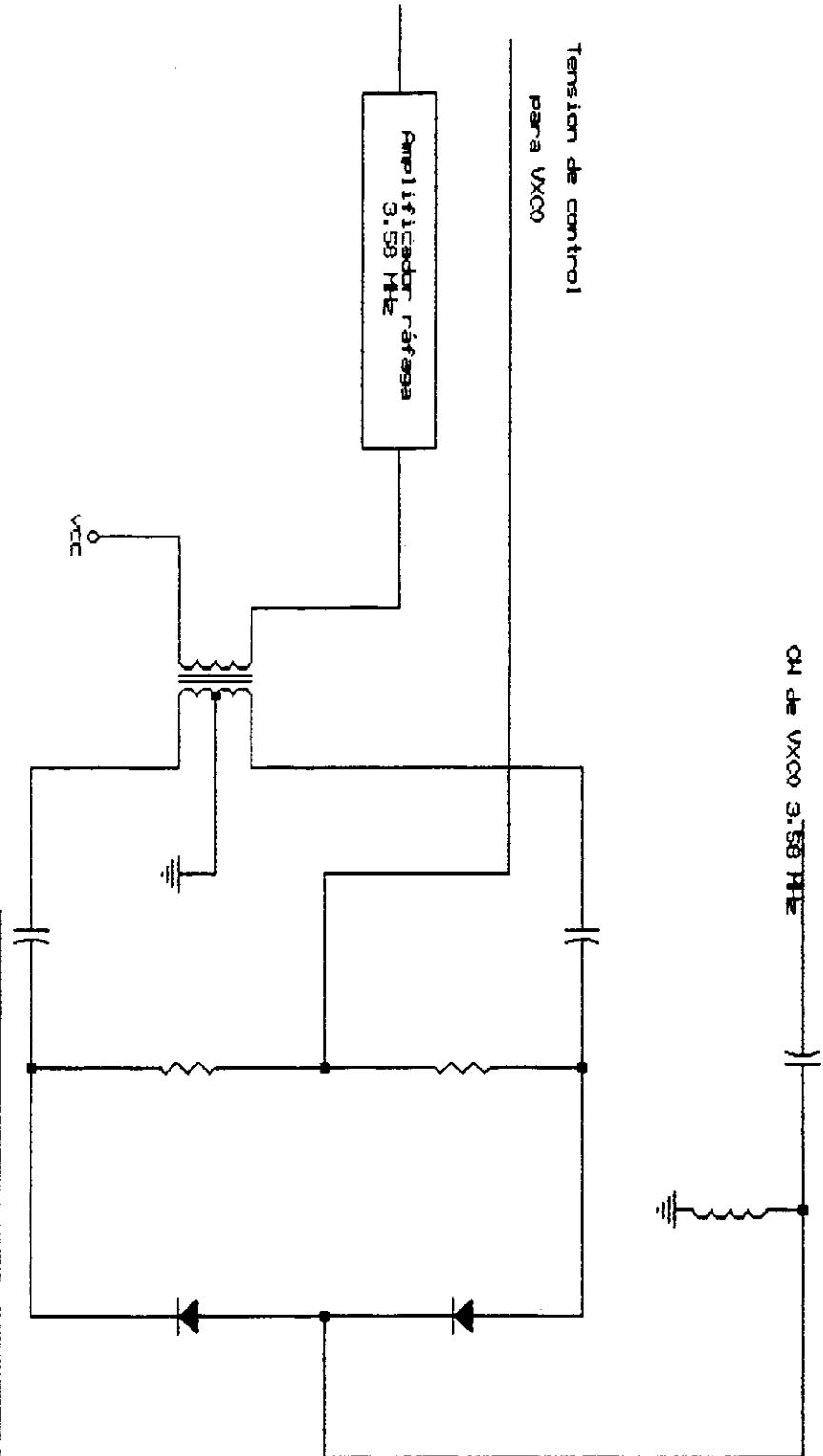
La ráfaga separada va al circuito AFPC, el cual sincroniza al oscilador de color para mantener constantes los matices correctos en la imagen.

h. Oscilador de 3.58 MHz. El sistema de control automático de fase y frecuencia (AFPC) para sincronismo de color, implica tener el oscilador de color enganchado en frecuencia y fase (PLL) por la ráfaga de sincronismo de color. Recuerdese que la ráfaga de color es una auténtica sucesión de 8 a 11 ciclos de señal senoidal de 3.58 MHz.

a) Tipo PLL. El oscilador de color regenera la subportadora de 3.58 MHz para detectar las señales de croma en los demoduladores. Se utiliza un oscilador de onda senoidal a cristal y su frecuencia y fase se pueden variar por una tensión c.c. de control. Usualmente, esta tensión cambia la tensión del VXCO (oscilador a cristal controlado por voltaje) Aunque se utiliza un cristal para mantener la estabilidad, la frecuencia y fase del oscilador se puede variar, gracias a un varactor en paralelo.

Generalmente, la tensión c.c. de control es producida por un detector de fase con dos diodos (ver figura 1.48).

El sistema está equilibrado cuando las dos señales de entrada están en cuadratura. Esto quiere decir que la polaridad del circuito está determinada a hacer que la tensión de corrección obligue al VXCO a volver a la condición de cuadratura de fase comparada con la ráfaga.



Title		DETECTOR DE FASE	
Size Document Number		Figura 1.48	
Date:		June 22, 1984 Sheet of	
REV			

Por tal motivo, la señal CW del oscilador está desfasada 90° para los demoduladores de color, desfase que es tomado en cuenta para el resto de los circuitos de color (ver figura 1.49).

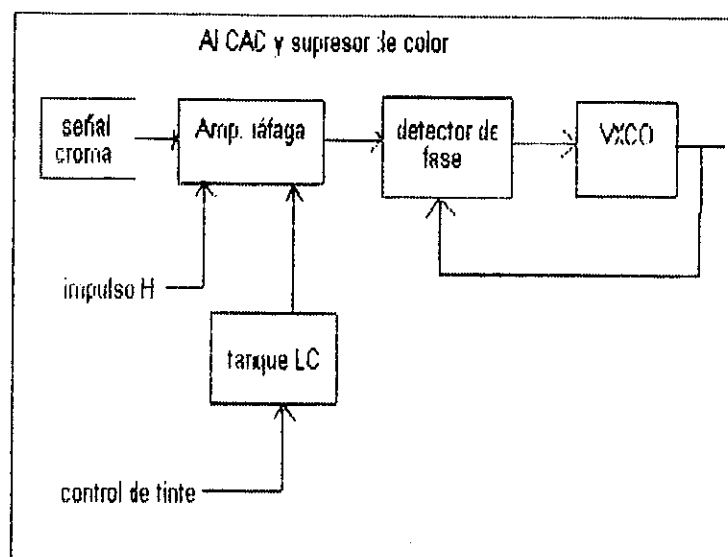


Figura 1.49. Tipo PLL de sistema AFPC.

2) Tipo de oscilador a cristal. En la figura 1.50 se muestra un diagrama de bloques de este tipo de AFPC. El cristal no está en el oscilador de color, sino que, es aplicada, directamente, una ráfaga separada a través del cristal de 3.58 MHz. Durante los 8 a 11 ciclos de la ráfaga, el cristal está excitado para que oscile en la misma fase que la ráfaga. Al final de la misma, el cristal continúa oscilando. Las oscilaciones autoexcitadas continúan con una amplitud ligeramente reducida (decaimiento exponencial con una constante de tiempo grande) hasta la

ráfaga siguiente. El cristal puede producir esta acción a causa de que equivale a un circuito LC resonante con un Q muy alto, lo que implica pérdidas pequeñas.

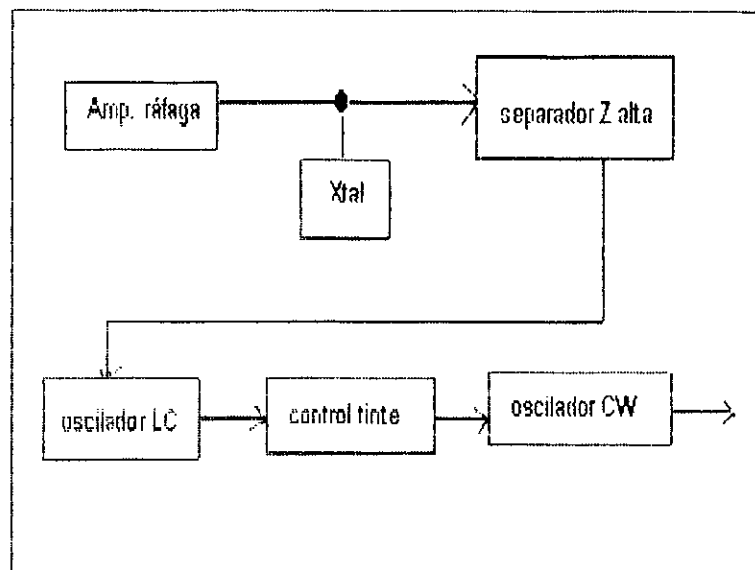


Figura 1.50. Tipo de oscilador a cristal de sistema AFPC.

Después del oscilador a cristal, hay un amplificador separador de alta impedancia de entrada. Su funcionamiento es impedir que se cargue el cristal, pues, si no, disminuiría el Q del mismo. La mayor parte de la salida de la etapa separadora se aplica al oscilador de color; este es, generalmente, un oscilador LC o un cristal. El oscilador es enganchado por la CW del amplificador separador derivada del cristal. De este mismo amplificador se extrae la señal para los circuitos CAC y CK. La amplitud de la señal de CW en el separador es proporcional a la amplitud de la ráfaga. Tal sistema es inmune al ruido a causa del cristal.

Después del oscilador hay una etapa que excita a los demoduladores con la señal de 3.58 MHz CW. El control de matiz o tinte está en este circuito.

3) Control de matiz. Este control está al alcance del usuario para que éste pueda ajustar el ángulo de fase de la CW del oscilador a color. El control de tinte o matiz puede estar en el amplificador de ráfaga, el AFPC o en la salida del oscilador de color. En cualquier caso, el circuito PLL sigue, estrictamente, la variación de fase insertada por el control de matiz. La variación permisible varía entre 30° y 45° , margen que tiene suficiente anchura para cambiar el amarillo desde verde hasta el naranja.

i. Sistema de barrido. La parte clave de esta sección es el oscilador vertical, generador de la señal de barrido. La primera consiste en un conmutador regenerativo formado por un par de BJT complementario, con lo cual se forma un rápido interruptor de estado sólido de elevada conductividad (comparable con la de cualquier conductor de cobre). Este interruptor se utiliza para descargar el capacitor de una red RC. Esta red es la que proporciona la frecuencia libre de oscilación y que puede variar entre cierto margen permitido por un potenciómetro

llamado de retención vertical. Cuando el voltaje de carga del capacitor llega a un valor específico, el conmutador se satura y ocurre una descarga del capacitor a través del sistema. Esto provoca que el conmutador esté oscilando entre los estados de conducción y no conducción, generando a la salida del mismo, pulsos, cuya frecuencia está dada por la frecuencia de oscilación del sistema RC. Estos impulsos son los que provocan la conmutación de un transistor que sirve como medio de descarga para otra red RC que origina la señal diente de sierra. Los pulsos de sincronismo vertical entran al sistema de barrido por medio de una red integradora cuya salida es aplicada al conmutador regenerativo. De este modo, cuando la oscilación del sistema difiera de la de la señal recibida, se provoque el cambio de estado del conmutador con lo cual se ajusta la frecuencia del oscilador y el sistema se sincroniza con el transmisor.

La señal diente de sierra junto con una señal de retroalimentación del yugo vertical entran a un amplificador diferencial, el cual provee de una señal de salida cuya forma de onda es justamente la necesaria para obtener una correcta linealidad vertical en el patrón de imagen.

Esta salida pasa a los pre-drivers y luego a los drivers que forman una etapa de salida que se comporta como una especie de simétrico clase B, barriendo cada uno la mitad superior e inferior de la pantalla.

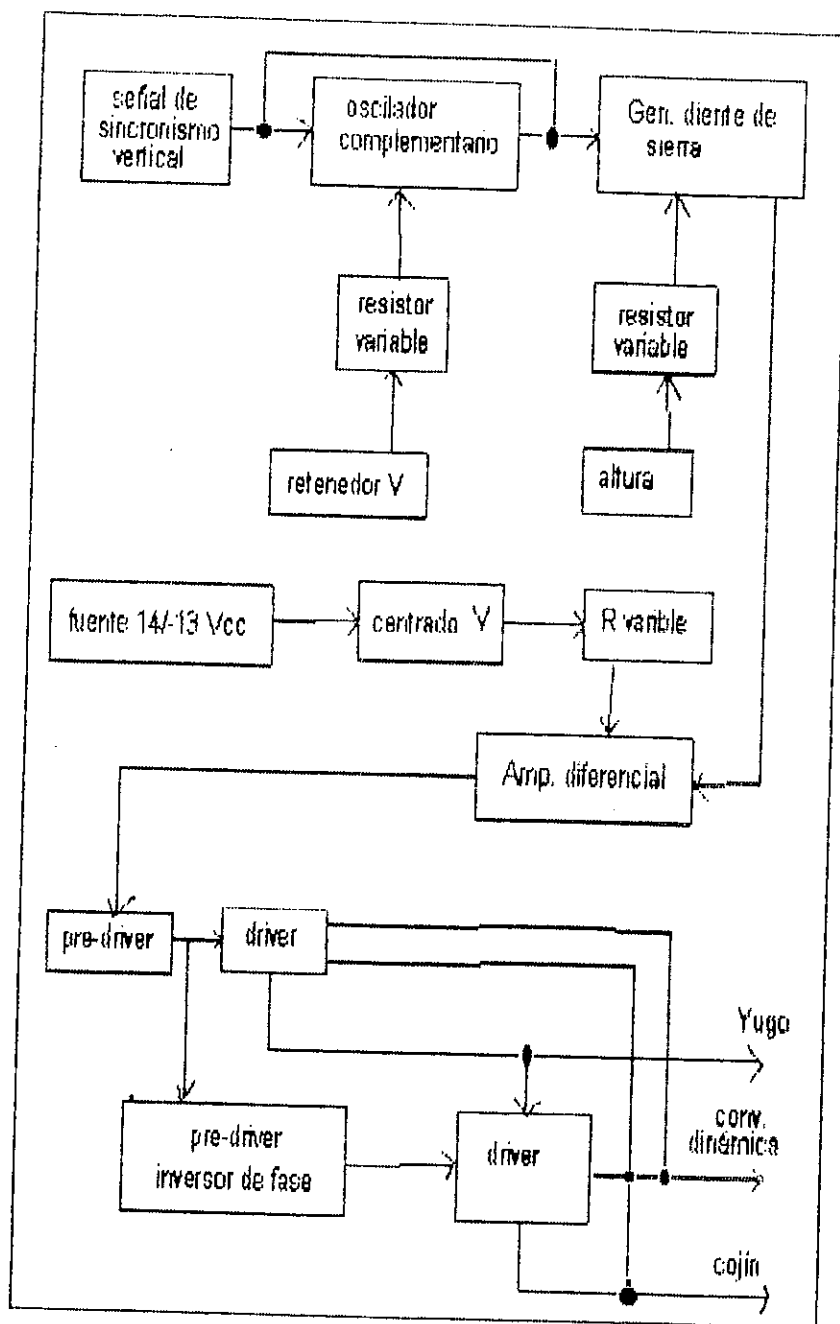


Figura 1.51. Diagrama de bloques de sección de barrido vertical.

La señal que entra a las bobinas de deflexión vertical tiene la forma correctora de error de cojín y de convergencia

dinámica vertical.

2) Sistema de barrido horizontal. Este es, básicamente, igual que el utilizado en el receptor acromático, en donde un AHFC regula la frecuencia de oscilación de un oscilador del tipo multivibrador. La salida del mismo es aplicada al driver horizontal, seguido del cual se acopla, por medio de un transformador, al convertidor de salida horizontal, el cual emplea los pulsos que provienen del driver para trabajar como un conmutador. Los cambios que experimenta la corriente de colector del mismo al fluir por el primario del fly-back (un transformador de múltiples devanados) producen cambios magnéticos notables que son aprovechados por los diversos devanados secundarios del transformador. En paralelo con la salida del convertidor de salida horizontal se encuentra un diodo amortiguador para eliminar los transitorios.

Entre uno de los tantos devanados secundarios del fly-back se encuentra una toma para el amplificador de salida: este no es más que un par de BJT en paralelo en configuración EC que se encarga de amplificar la señal de barrido horizontal.

En la salida, en paralelo, se encuentra un transformador con varios secundarios que lleva la señal a los circuitos de centrado (bobinas de pureza y de alineamiento del haz) a las

bobinas de convergencia, al AHFC, a los circuitos de borrado y al corrector de cojin. Este ultimo utiliza la señal de barrido vertical para obtener una señal parabólica que modula a la señal de barrido horizontal.

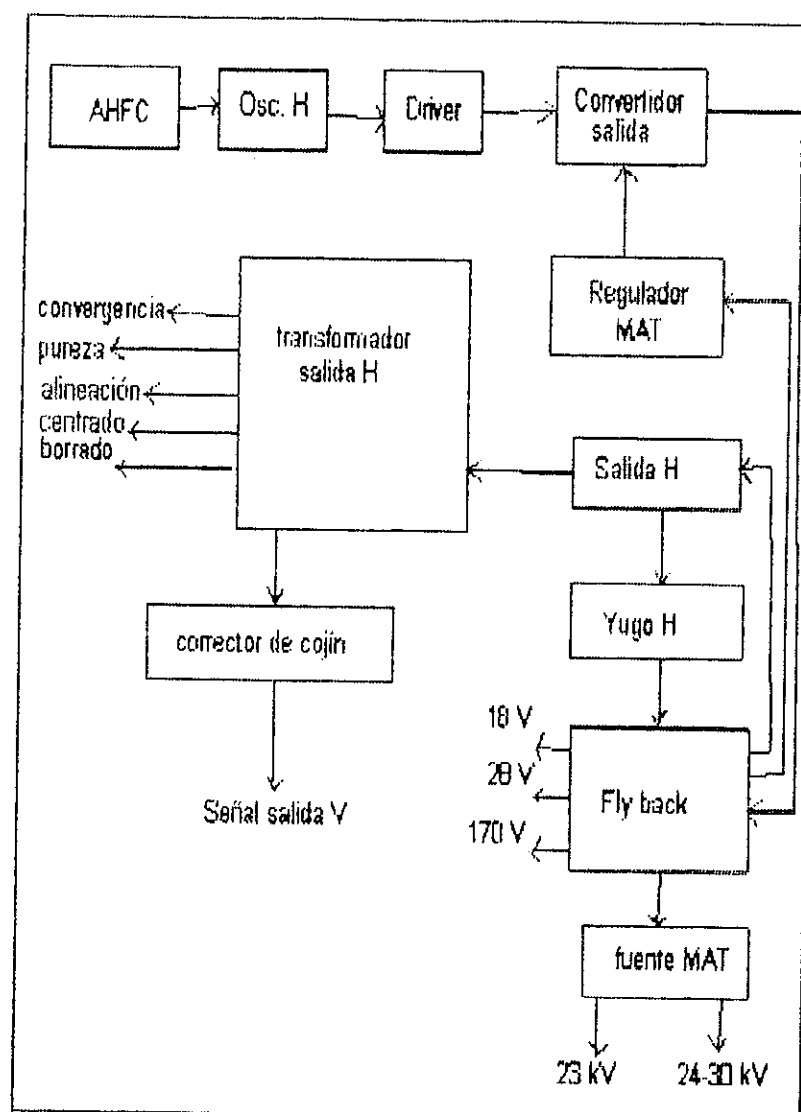


Figura 1.52. Sistema de barrido horizontal

j. Fuente de alimentación. Las fuentes de alimentación de los RTVC actuales, tienden hacia el uso de fuentes conmutadas, debido, principalmente, a las ventajas que éstas ofrecen: alta eficiencia y bajo peso, tamaño y costo.

De entre dichas fuentes, se encuentra particular interés en aquellas que utilizan el SCR como elemento de conmutación. El voltaje de línea c.a. es transformado a c.c. por medio de un puente rectificador de diodos semejante a un filtro Π . De la salida de este filtro se alimenta a uno de los embobinados del fly-back y, luego, al ánodo del SCR. Cuando se enciende el televisor, el SCR no conduce pero el circuito de arranque polariza directamente la unión compuerta-cátodo, permitiendo con esto que se apliquen, aproximadamente, 94 V al oscilador horizontal, driver horizontal y salida horizontal para que estas etapas inicien su operación.

El arranque del circuito horizontal produce el voltaje apropiado para la compuerta del SCR y de esta manera al controlar su encendido, se incrementa el voltaje de salida a 117 V regulados. A partir de ese momento, el circuito de arranque sirve para proporcionar, aproximadamente, 100 V en forma permanente a la compuerta del SCR.

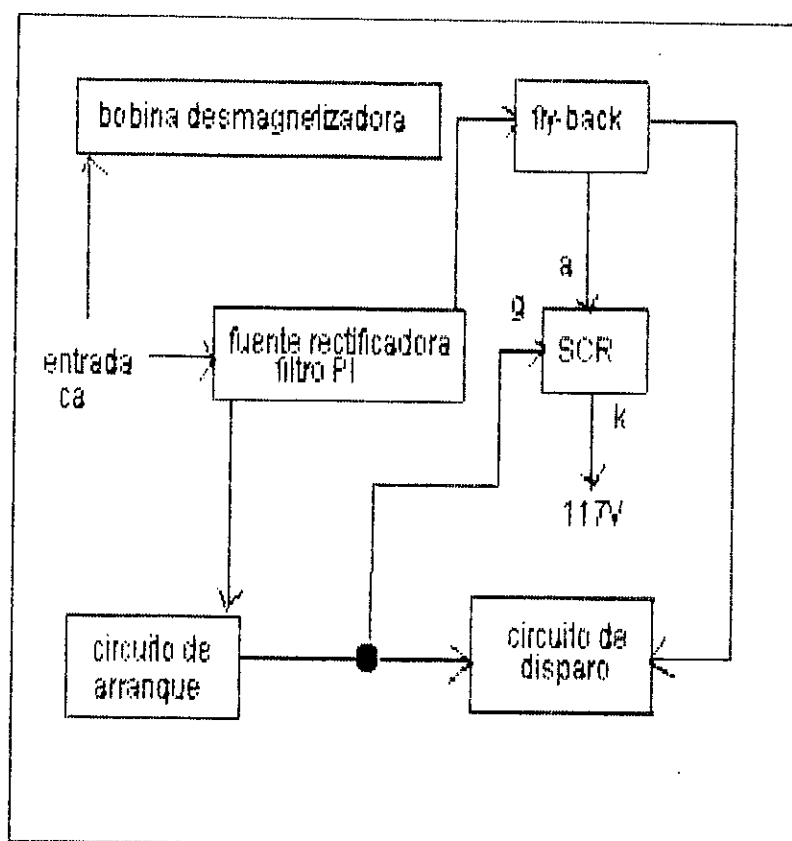


Figura 1.53. Diagrama de bloques de fuente conmutada de RTVC

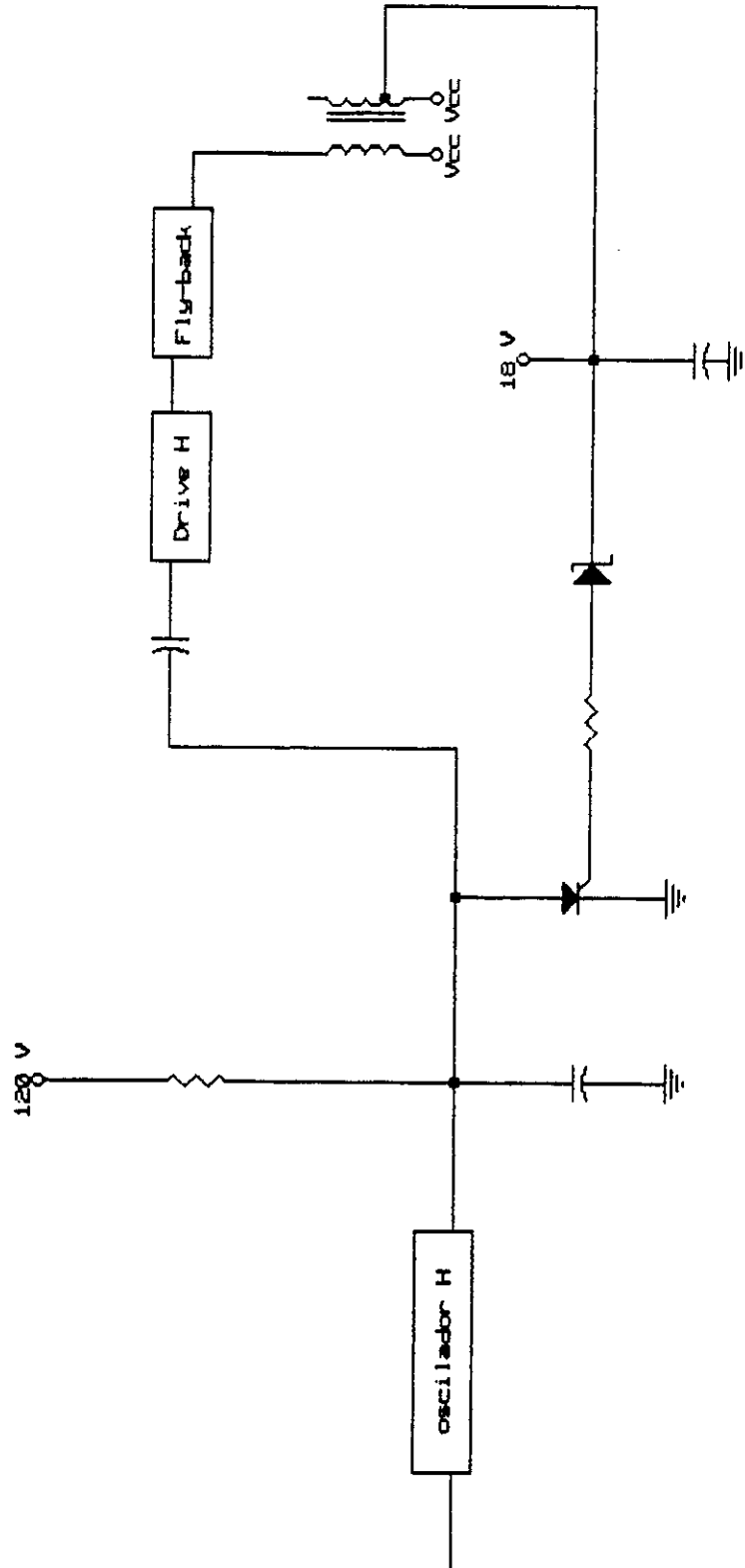
Este es apagado por un pulso negativo aplicado al ánodo del mismo por medio del fly-back y para encenderlo se utiliza un pulso aplicado a la compuerta por medio del circuito de disparo. La anchura del pulso es la que determina cuánto tiempo conduce el SCR y cuál es el voltaje de salida, por lo cual se mantiene la salida constante a 117 V.

El valor de voltaje de salida depende del fabricante del receptor, pues, algunos necesitan 117 V, otros 130 V o valores intermedios. En la fuente de bajo voltaje se utiliza este valor para obtener voltajes de 22, 28, 32 ó 12 V según

las necesidades del sistema.

Como se puede ver en la figura 1.52, el fly-back también se usa para obtener voltajes tanto altos como bajos. La principal función de éste es proveer el voltaje de "muy alta tensión" (MAT). La salida de uno de los embobinados pasa a un triplicador de voltaje, el cual es un conjunto de diodos y capacitores. Este MAT se usa para el ánodo del tubo de imagen, su voltaje alcanza de 25 kV a 30 kV, según el tamaño de la pantalla del receptor, partiendo de una tensión de 8.5 kV de entrada.

Como esta tensión es muy elevada se puede generar emisión por rayos X cuando hay algún desperfecto de la fuente y el voltaje supera los 30 kV. De acuerdo con el HEW (departamento de salud, educación y bienestar en E.E.U.U), cuando hay avería en la fuente, debe ser suprimida la alta tensión o debe hacerse ininteligible la imagen mientras persista la avería. Con este propósito se utilizan circuitos limitadores automáticos. En los métodos más comunes, al detectar un incremento de la alta tensión, se inhabilita el oscilador horizontal (ver figura 1.54) o, bien, se aumenta, considerablemente, la frecuencia provocando, así, una desincronización que lleva al usuario a apagar el receptor.



Title		Circuito limitador de MAT	
Size	Document Number	REV	
A	Figura 1.54		
Date:	June 22, 1984	Sheet	of

El uso del circuito de regulación de alto voltaje reduce los cambios en el tamaño del patrón los cuales pueden presentarse por efecto de las variaciones de la corriente de carga (corriente de pantalla del tubo tricolor) sobre la fuente de alta tensión, cuyos cambios de corriente son una consecuencia de los diversos niveles de brillo.

Este circuito de regulación logra su objetivo, controlando la impedancia total disuelta entre el emisor a tierra del convertidor de salida horizontal, actuando como un sensor que detecta los cambios de la corriente de pantalla del tubo tricolor, esto es, la corriente de carga de la multiplicadora de alta tensión.

k. Tubo de imagen tricolor.

1) La pantalla. Los componentes químicos de los fósforos son, generalmente, metales ligeros, tales como zinc y cadmio en forma de compuestos de sulfuro, sulfato o fosfato. El fósforo P22 incluye sulfuro de zinc para el azul, silicato de zinc para el verde y elementos de tierras raras tales como europio e itrio para el rojo.

El material del fósforo es, convenientemente, procesado para producir partículas muy finas que son aplicadas a la cara interior de la placa frontal de vidrio. Este revestimiento muy delgado está depositado en puntos o líneas verticales para

cada color. El tiempo de decaimiento de estos fósforos es de 5 ms.

La pantalla de fósforo posee una capa muy delgada de aluminio en la superficie interior al igual que se describió en las pantallas de receptor B/N y que tiene las mismas ventajas.

Utilizando las mismas técnicas usadas para situar los puntos de fósforo se deposita una máscara negra que cubre las superficies que quedan entre los puntos de fósforo. De este modo, la luz ambiente de la habitación es absorbida por la máscara negra, mejorando el contraste de la imagen.

La empresa Sony, en su línea Trinitron, utiliza un método distinto al anterior. Este deposita los fósforos en líneas que van del extremo superior al inferior de la pantalla. Por otra parte, cada línea de color está separada de la siguiente por una franja no reflexiva que absorbe la luz ambiental en lugar de reflejarla.

2) Cañones electrónicos. Para iluminar cada tipo de fósforo en la pantalla se utiliza un haz electrónico para cada color primario. Hay, esencialmente, tres cañones electrónicos en una sola envolvente; uno para cada color primario. Hay dos tipos de arreglo de configuración de los cañones electrónicos.

a) Cañones en línea. Los tres cañones están en un plano horizontal sobre un diámetro del cuello del tubo. Generalmente, el cañón de verde está en el centro. Aunque es necesario hacer algún sacrificio en el diámetro del cañón, el diseño hace posible mantener un excelente enfoque con un pequeño diámetro de la mancha luminosa para obtener una alta resolución en la imagen.

b) Cañón Sony Trinitron. Este sistema tiene una forma peculiar de enfoque. Todos los electrones están en un sólo cañón electrónico, pero con tres cátodos. G_1 y las rejillas aceleradoras tienen tres orificios que acomodan los tres haces. Estos emergen de G_1 hacia el punto de cruce. Luego, los haces pasan a través de una lente de Einzel de gran diámetro que enfoca a los tres haces con el campo eléctrico común por enfoque electrostático de baja tensión.

c) Máscara de sombra. En un tubo de imagen tricolor, los colores RGB se mantienen separados por la máscara de sombra. Esta es fijada correctamente a la pantalla de fósforo la cual está recubierta por un material fotosensible. La máscara de sombra es una hoja delgada de acero soportada por una armazón interna para mantener su rigidez. Hay provistos, aproximadamente, 300.000

orificios que se obtienen por fotograbado en la cara de la máscara no enfrentada con el cañón electrónico, para que sean cónicos en lugar de cilíndricos. La finalidad de esto es prevenir la emisión secundaria de la propia máscara. Los orificios cónicos presentan un borde afilado en el lado del cañón para que los electrones que se aproximen oblicuamente no reboten fuera de la superficie del orificio.

Después del fotograbado, la pantalla es expuesta a través de esta máscara, a la luz de una fuente puntual especial llamada tubo faro. Será colocado un juego de puntos de fósforo donde incide la luz en la pantalla a través de un orificio. Luego, es grabada la película de la pantalla para eliminar las áreas expuestas y el fósforo depositado en las cavidades resultantes. Esta es la secuencia seguida para un color. Después es repetido el proceso para los restantes fósforos de los colores primarios, mediante la indicación mecánica de la posición de cualquiera de los tubos faros en el conjunto de la placa frontal.

Sony Trinitron adopta un procedimiento diferente con una máscara perforada con ranuras verticales continuas. La máscara de acero es de una superficie cilíndrica expandida entre los miembros, superior e inferior, de un fuerte bastidor de acero. La máscara está recorrida, horizontalmente, por cuatro hilos finos para amortiguar cualquier movimiento mecánico de las cintas verticales que constituyen la máscara. Esta se llama

en este sistema "rejilla de apertura" y debido a su diseño, permite un flujo de electrones virtualmente ininterrumpido mientras se separan en forma precisa. Por otra parte, el área metálica es también más pequeña que la de la máscara de sombra, de manera que no atrae ni genera mucho calor a causa del choque de electrones contra el área metálica en lugar de los fósforos de color. Esto permite que el tubo dure más y requiera un mínimo mantenimiento. Otra ventaja es que no la afecta el campo magnético de la tierra, ya que, a pesar de que este ejerce una fuerza ascendente y descendente, el diseño vertical de la rejilla de apertura permite que este ascenso y descenso de los haces de electrones se desarrolle sin causar problemas. En cambio, la máscara de sombra reacciona a la influencia magnética con un cierto derrame de color, traduciéndose en una imagen borrosa y algo distorsionada.

4) Componentes externos.

i) Yugo de deflexión. Está formado por las bobinas exploratorias V y H que desvían los tres haces para formar la trama de exploración. ●

ii) Yugo de convergencia. Este yugo magnético tiene ajustes individuales de cada color para que los haces converjan a través de los

orificios de la máscara de convergencia. Se encuentra entre el yugo de deflexión y los anillos de dureza. El ajuste de los imanes permanentes se llama de convergencia estática, porque, el campo magnético es estacionario. La convergencia estática se ajusta para el centro de la imagen.

- Convergencia estática. Dos imanes permanentes giratorios en cada lado del tubo aceptan un flujo magnético variable a las piezas polares internas. Estos ajustes para el rojo y azul doblan los haces exteriores para que converjan con el haz verde, para la convergencia horizontal. Dos imanes colocados en la parte superior acoplan un campo magnético horizontal en la vecindad de los haces exteriores. Estos ajustes desplazan los haces, verticalmente, para compensar un haz que está por encima o por debajo del plano horizontal común.

- Convergencia dinámica. Debido a la convergencia estática correcta, se forma una superficie esférica en que se mantiene la convergencia. Sin embargo, esta esfera tiene mayor curvatura que la de la propia pantalla, por lo cual los haces externos tienen mala convergencia.

Por tal razón, se separan los haces de modo que converjan a mayor distancia con más desviación hacia los bordes de la

pantalla. La corrección se hace modulando los campos magnéticos de convergencia estática con una componente de c.a. en las frecuencias de exploración vertical y horizontal. En cada pieza polar se utilizan dos bobinas, una para las señales de deflexión V y otra para las señales de deflexión H.

La forma de onda para la corrección de convergencia es parabólica o senoidal, pero, sólo se usa para separar los haces rojo y azul.

c) Anillos de pureza de color. Estos imanes en forma de anillos se ajustan para que el haz incida en la pantalla, de modo que se obtenga buena pureza de color. Para el ajuste de centrado de los tres haces pueden ser apuntados hacia sus centros de deflexión al girar los dos anillos magnéticos. Después se mueve el yugo de deflexión para situar los centros de deflexión a la distancia correcta de la máscara de sombra. Cuando los ajustes de pureza de color son correctos, no hay contaminación de los otros colores, es decir que los electrones del cañón rojo inciden en el fósforo rojo.

d) Sistema ADG. Este es un circuito de desmagnetización automática, destinado a compensar el campo magnético terrestre, cualquiera que sea la posición del receptor. Este campo magnético induce magnetismo

en el chasis, los soportes de acero, el bastidor interior que soporta la máscara de sombra y en la misma máscara. Estos campos afectan la trayectoria de los electrones de los cañones.

En la armazón que soporta el tubo de imagen hay incorporado un juego de bobinas de desmagnetización, encima, debajo y a los lados de la pantalla. Al conectar el receptor, circula por ellas una corriente intensa c.a. En serie, con las bobinas, hay un posistor, el cual conforme su propia temperatura crece, su conductividad decrece, de tal forma que la corriente que circula por las bobinas decrece rápidamente hasta un valor despreciable en fracción de segundo. Mediante este método se desmagnetiza el tubo de imagen, automáticamente, cada vez que se conecta el receptor.

1. Evolución del diseño del RTVC. Con el mejoramiento de la tecnología y la aparición de los circuitos integrados, la configuración en diagramas de bloque en papel a módulos I.C. electrónicos, se convirtió en una realidad.

Es así como la sección de amplificación FI, procesamiento de luminancia, procesamiento de crominancia, detección y amplificación de audio, procesamiento horizontal y vertical, pasaron cada una a I.C. La sección de sintonía ha dejado de utilizar sendos juegos de bobinas y selector mecánico y ahora

utiliza diodos varicap controlados por voltaje para variar la frecuencia de oscilación de los circuitos de sintonía. Esta sección se divide en VHFL, VHFH y UHF (aunque ya están apareciendo en el mercado receptores de emisiones directas de satélite (DBS) sin embargo, este sistema aún no ha sido puesto en marcha, pues, aún se están poniendo en órbita satélites especializados para este sistema. Cada división de la sección de sintonía variará en el margen de frecuencias de 54-88 MHz (canales 2 a 6), de 174-216 MHz (canales 7 a 13) y de 470-890 MHz (canales 14-83, todos de 6 MHz de ancho) Se utilizan IC preselectores de canal que generan una señal que identifica cual de las tres bandas se utilizan y voltajes c.c. que indican qué canal es el utilizado, para controlar los varicaps del selector de antena, del amplificador RF, mezclador y oscilador local, para las tres bandas. Además, aparece otro I.C. controlador de la sintonía llamado AFTC (control automático de sintonía fina) que compara la señal video FI con el valor de 45.75 MHz y, en caso contrario, modifica, por medio de un voltaje, la capacidad de un varicap ligado al oscilador del sintonizador.

Cada I.C. es complementado por elementos pasivos R, L, C y en, algunos casos, elementos activos para amplificación de potencia o conmutación.

La tendencia a usar en el diseño de los televisores del hogar, procesadores completos para una gran cantidad de

etapas y funciones, comenzó hace pocos años, pero, tomó gran impulso en 1990. Las primeras marcas en utilizar esta nueva filosofía fueron Zenith y Motorola; la primera, para equipos de 60 Hz y, la segunda, tanto para equipos de 60 y 50 Hz. Con estos integrados, intercambiables entre sí, fue posible construir televisores con sólo dos I.C., uno de ellos el procesador mencionado y el otro el procesador de sonido. Todo lo que faltaba eran algunos transistores de potencia para la salida horizontal, vertical, sonido y video.

Después vino Philips con un IC que podía trabajar en 50 ó 60 Hz. En este caso sólo hacía falta un sintonizador y las etapas de salida horizontal y vertical para lograr un RTVC. Este enfoque tenía el atractivo adicional de permitir una construcción universal para diferentes mercados, con sólo modificar el tipo de demodulador de crominancia que se incluía en el RTVC terminado.

Un procesador más completo que los anteriores fue el de Mitsubishi con 52 patas y que contenía las etapas de amplificadores FI video y audio, demodulador de audio y preamplificador de audio, etapas AGC, CAC, CK, separador de sincronismo y circuitos de barrido horizontal y vertical, detector y amplificador video (señale Y y C) protector de rayos X y circuitería relacionada, además, se encuentra el demodulador de crominancia para NTSC. Esto implica la inclusión de los controles respectivos de brillo, contraste,

saturación y matiz, todos del tipo de control electrónico con tensiones continuas, lo que permitía un diseño mecánico, libre de restricciones en cuanto a longitudes de distancias y de cables, detalle de flexibilización muy importante que permite a las fábricas usar el mismo chasis básico en modelos de mesa y consolas por igual y con diferentes tamaños de tubo de imagen.

Una de las partes más novedosas del procesador es el sector dedicado a los barridos horizontal y vertical, respectivamente. A diferencia de los circuitos de barrido anteriores, las secciones de barrido vertical y horizontal se encuentran interrelacionadas en estos nuevos IC en el llamado circuito de conteo regresivo de barrido. En este dispositivo se usa un oscilador de referencia del tipo VCO operando a una frecuencia de 32 f_H proporcionado por un cristal de cerámica de 503.5 kHz. Esta señal pasa a un divisor de 16 donde se obtiene un valor de frecuencia de 31 468.75 Hz. En este punto hay una bifurcación para lo que es la sección de barrido H y V. En la entrada de la sección horizontal hay un divisor de frecuencia de barrido horizontal y que alimenta a los amplificadores de barrido horizontal ya que estos trabajan con pulsos.

En la sección de barrido vertical hay un divisor de 525, valor que permite obtener la frecuencia de barrido vertical y que es controlado por el pulso de sincronía vertical.

El control de oscilación del VCO se hace a partir de un detector de fase, comparando el pulso de fly-back con el pulso de sincronía horizontal, ver figura 1.55.

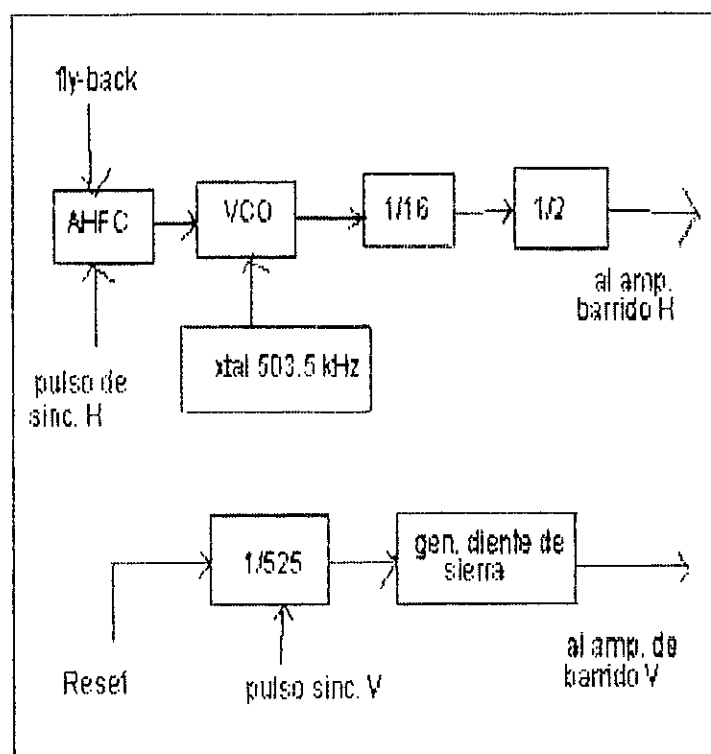


Figura 1.55. Diagrama CDC.

En lo que respecta a los tubos de imagen, la pantalla es ahora oscura, para absorber la luz del ambiente exterior y plana (en forma cilíndrica) para reflejar en un ángulo distinto a la visual del espectador, la luz del ambiente exterior. Además, esta última característica permite la visualización en un ángulo más grande. Por otra parte, el incremento de la intensidad de los campos magnéticos del yugo

de deflexión permite reducir la profundidad del RTVC y, al mismo tiempo, incrementa el ángulo de deflexión del haz electrónico con lo cual se pueden fabricar receptores con pantallas de hasta 55 pulgadas en diagonal.

En los receptores, para algunos efectos especiales y obtención de información y cambios en los controles del RTVC, se utiliza equipo digital. Sin embargo, en el último año han aparecido receptores que mejoran digitalmente la resolución de la imagen de 250 a 700 líneas, pero, se encuentran a un precio bastante elevado para la mayoría de la clase media, pero que testifican de un futuro paso en la televisión en Guatemala y en el mundo.

Sin embargo, actualmente, la mejora de la imagen se logra, gracias a métodos totalmente digitales, pero, de una forma híbrida. Esto quiere decir que cierto procesamiento de la imagen en el transmisor, tal como efectos especiales, eliminación de ruido en las fuentes de video y audio y hasta sincronización de todas las fuentes de señales (ráfaga, sincronismo V y H) se hace digitalmente, aunque, después, deba convertirse a analógica la señal para ser transmitida en forma analógica y llegar al receptor en este formato. Ahora bien, es al entrar al mismo donde se puede transformar al formato digital y procesarla para mejorar la calidad de la imagen, obteniendo, al máximo, la calidad del sistema NTSC dando origen a un nuevo sistema de imagen, conocido como IDTV.

III. DIGITALIZACION

Antes de explicar la forma como se puede pasar de un formato analógico a uno digital de señal video, es preferible discutir un poco sobre el formato digital en sí.

La disciplina de las comunicaciones digitales ha experimentado un crecimiento fenomenal, tanto en la teoría como en las aplicaciones. Este crecimiento es debido, en gran parte, a los siguientes factores:

- el impacto de la computadora, no sólo como fuente de datos, sino como herramienta de comunicaciones, y la demanda de otros servicios digitales como telex y facsimil;

- el uso de comunicaciones digitales ofrece flexibilidad y compatibilidad en lo que se refiere a la adopción de un formato común digital, que haga ésto posible, para un sistema de transmisión que sostenga diferentes fuentes de información de un modo flexible;

- la disponibilidad de canales de amplio ancho de banda de satélites geoestacionarios, fibras ópticas y cables coaxiales;

- el incremento de la disponibilidad de tecnología electrónica integrada de estado sólido, la cual ha hecho posible el incremento de sistemas complejos en varios órdenes de magnitud de un modo que favorece los costos.

En fin, la forma como evoluciona el mercado de consumo, las comunicaciones y la industria favorecen para el siglo venidero una traslación hacia el formato digital.

A. Fuentes y señales.

Una fuente de información genera un mensaje. En muchos casos se utiliza un transductor para convertirlo en una forma eléctrica llamada señal de mensaje; también se le llama señal de banda base.

La señal de mensaje puede ser del tipo analógico o digital. En el último caso, ésta varía en el tiempo en forma discreta, mientras que las señales analógicas poseen continuidad de sus valores en el tiempo. Por supuesto se puede pasar del formato analógico al digital, utilizando tres procesos: muestreo, cuantificación y codificación; en ese orden.

En el proceso de muestreo, solamente se conservan ciertos valores de la señal que se toman o muestrean en ciertos instantes en forma discreta. En el proceso de cuantificación, cada muestra es aproximada al nivel más cercano en un conjunto

finito de niveles discretos. En el proceso de codificación, el nivel seleccionado es representado por una palabra codificada que consiste en un número prescrito de elementos de código.

Como un resultado del muestreo y cuantificación se introducen errores en la señal digital. Estos errores son no reversibles porque no es posible producir una réplica exacta de la señal analógica original a partir de su representación digital. Sin embargo, los errores están bajo el control del diseñador por lo que, por la propia selección de la velocidad de muestreo y la longitud de la palabra código (es decir del número de niveles de cuantificación) los errores debido al muestreo y la cuantificación pueden ser tan pequeños que la diferencia entre la señal analógica y la reconstrucción digital pueden no ser discernibles para el observador humano.

En la figura 2.1 aparece el diagrama de bloques de un sistema digital de comunicaciones. En éste se pueden observar tres generaciones básicas de procesamiento: codificación de la fuente, codificación de canal y modulación.

En la codificación de fuente, el codificador mapea la señal digital generada en la fuente en otra señal digital; el mapeo es uno a uno y el objetivo es eliminar o reducir la redundancia para, así, proveer una representación eficiente de la fuente. Debido a esta propiedad, el decodificador de fuente sólo realiza el mapeo inverso y, así, entrega al

usuario una reproducción de la fuente digital original. Con esto se puede ganar un requerimiento reducido de ancho de banda.

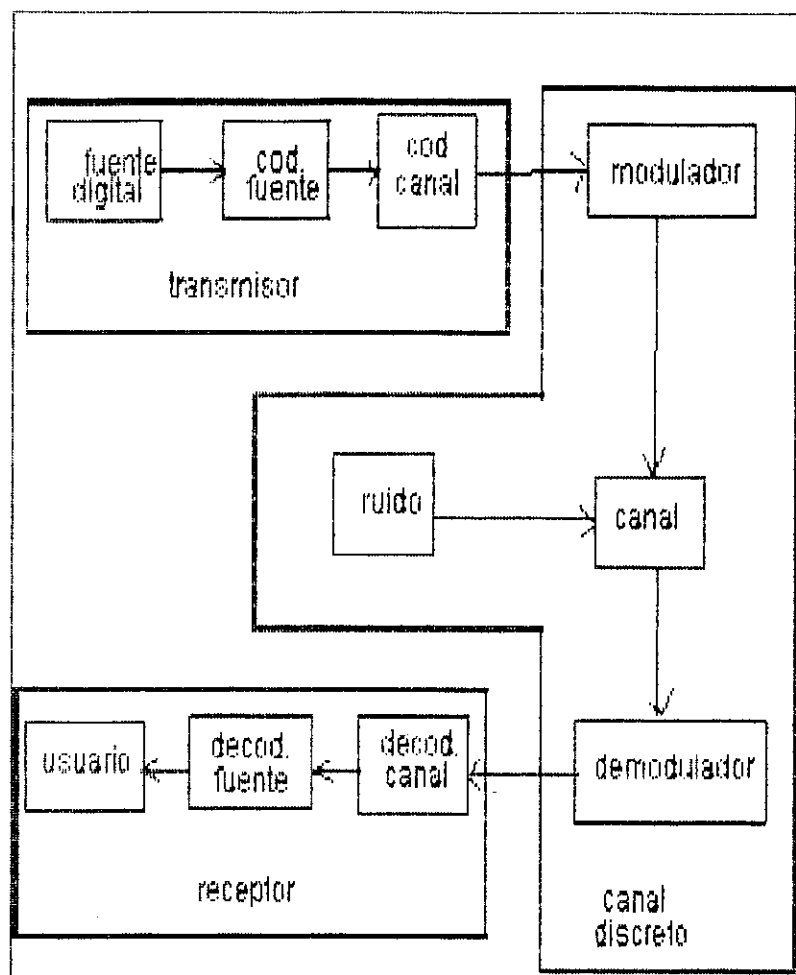


Figura 2.1. Diagrama de bloques de un sistema digital de comunicaciones.

En la codificación de canal, el objetivo es hacer un mapeo de la señal digital de entrada en una entrada de canal y para el decodificador hacer el mapeo de la salida de canal en una salida digital de tal manera que el efecto del ruido de canal

es reducido.

Es decir que el objetivo del codificador y del decodificador de canal es proveer una comunicación segura en un canal ruidoso. Esto se logra al introducir redundancia de un modo prescrito en el decodificador de canal y aprovechándola en el decodificador para reconstruir la entrada original del codificador lo más exactamente posible. De este modo en codificación de fuente, se elimina la redundancia, mientras que en la codificación de canal se introduce redundancia controlada.

Por supuesto, se pueden usar ambos tipos de codificación o sólo uno de ellos, pero, cualquier combinación utilizada, el mejoramiento resultante en el rendimiento del sistema, se hace al costo de un incremento en circuitería.

El modulador utiliza técnicas digitales como ASK, FSK y PSK, y, sirve para una transmisión eficiente de la señal por el canal. Tanto el modulador, el canal y el demodulador se consideran como un canal discreto (por el hecho de tener en su entrada y salida señales discretas).

Tradicionalmente, la codificación y modulación se realizan separadamente y la introducción de redundancia en el codificador de canal, generalmente, incrementa el ancho de banda de transmisión. Sin embargo, se puede llegar a un punto en donde las dos operaciones son realizadas en una función, con lo cual el ancho de banda no se incrementa.

En este caso se habla de la imposición de patrones distintos en la señal transmitida y las funciones de cada etapa se pueden discernir en el decodificador de canal y en el demodulador.

B. Incerteza, información y entropía.

Supóngase que un experimento probabilístico involucra la observación de la salida de una fuente discreta cada final de intervalo temporal. Se sabe que la salida ha sido modelada como una variable aleatoria S , que toma sus símbolos de un alfabeto finito:

$$S = (S_0, S_1, S_2, \dots, S_{k-1}) \quad (2.1)$$

cuyas probabilidades son:

$$P(S=s_k) = s_k \quad k = 0, 1, \dots, k-1$$

Se asume que los símbolos emitidos por la fuente, durante los intervalos temporales, son estadísticamente independientes. A una fuente que posee estas propiedades se le llama "fuente discreta sin memoria": "sin memoria" en el sentido de que el símbolo emitido en cualquier momento es independiente de los que fueron emitidos anteriormente.

La incerteza de ocurrencia de un cierto evento está directamente relacionada con la probabilidad de ocurrencia del mismo; es decir que mientras más improbable sea el evento más incierta será su ocurrencia.

De hecho, mientras un evento sea más incierto, es decir, menos probable, tendrá mayor información. Esto no es paradójico, el hecho de saber que un evento dado ocurrirá en un instante determinado, provoca una carencia de información. Es igual que intentar encontrar una solución a un problema que

nos afecta: mientras no se encuentra se busca con todo el ahínco posible, pero al descubrirla, el problema pierde toda carga emocional y deja de afectarnos, desapareciendo todo interés.

Es ese hecho determinístico el que en teoría de información no tiene ningún interés porque "si sabes lo que se dirá, para qué lo vas a escuchar" o "invierte tu tiempo enterándote de lo que no sabes, no de lo que ya sabes", serían los equivalentes retóricos de dicha teoría.

Se define $I(s_k)$ el incremento de información ganada tras la observación del evento $S=s_k$, cuya probabilidad de ocurrencia es p_k , como el logaritmo base 2 del inverso de su probabilidad.

Sin embargo, $I(s_k)$ al depender del símbolo s_k emitido por la fuente, se considera como una variable aleatoria, cuyo momento de primer orden se denomina entropía de una fuente discreta sin memoria.

1. Algunas propiedades de la entropía. Para una fuente discreta sin memoria (DMS) como la que se habló anteriormente, la entropía está acotada según:

$$0 \leq H(S) \leq \log_2 K \quad (2.2)$$

donde K es el radíx (número de símbolos) del alfabeto S de la fuente. Para los límites, se tendrá que:

- $H(S)=0$ ssi la probabilidad $p_k=1$ para algún k , y por ende, las demás probabilidades de los otros eventos serán nulas. Este valor corresponde a la certeza del evento;

- $H(S)=\log_2 K$ ssi $p_k = 1/K$ para todo k (símbolos equiprobables) Este valor de entropía se le conoce como máxima incerteza.

2. Extensión de una fuente discreta sin memoria. En algunas ocasiones es interesante considerar cada bloque como si fuera producido por una fuente extendida con un alfabeto fuente S^n que tiene K^n bloques distintos donde K es el número distinto de símbolos en el alfabeto fuente S de la fuente original. En el caso de una DMS los símbolos de la fuente son estadísticamente independientes. Por consiguiente, la probabilidad de un símbolo de fuente en S^n es igual al producto de las probabilidades de los n símbolos de fuente en S que constituyen el símbolo fuente dado en S^n . De aquí se deduce que la entropía de la fuente extendida es igual a n veces la entropía de la fuente original.

C. Cuantificación generalizada.

En un amplio sentido, una señal digital puede ser considerada como un número. La conversión de una señal analógica en una digital consiste en el mapeo de una señal analógica en un conjunto finito de señales. El espacio de señales es dividido en un conjunto finito de subespacios, y, en cada subespacio una señal representativa es elegida, de tal modo que, todas las otras señales del subespacio dado pueden, dentro de cierto grado de exactitud, ser reemplazadas por una señal representativa. El subespacio está indexado y, entonces, a cada señal analógica en el espacio de señales, el cual es dividido en celdas o dominios de equivalencia, se le puede hacer corresponder un número, es decir, el número de la señal representativa. A la partición del espacio de señales realizada de este modo se le llama cuantificación generalizada. Los subespacios o celdas, en el cual el espacio de señales es dividido se llaman celdas ϵ . De este modo se hace énfasis al hecho de que, para todas las señales pertenecientes a un subespacio dado o celda, existe una señal representativa que no difiere de otras señales en la celda por medio de una pequeña cantidad ϵ . Tanto la métrica, que es una medida de la diferencia entre señales y el valor ϵ , están definidos por la exactitud requerida en la representación digital; es decir que, las demandas del usuario y las características del proceso de digitalización deben tomarse en

cuenta cuando se asignan estos parámetros.

Un hecho importante en cuantificación generalizada es el volumen de la representación digital obtenida. Este volumen puede medirse en términos del número de señales representativas. El método más general para evaluar este volumen está dado por la teoría de información y se basa en la descripción estadística de las señales y sus transformaciones. Dependiendo del particular tratamiento estadístico, a cada elemento en el volumen del espacio de señales se le asigna una cierta medida de probabilidad, es decir, la probabilidad de que en todos los eventos sean encontradas las señales pertenecientes a este espacio.

La exactitud para representar una señal es también tratada, estadísticamente, como el valor medio de cierta distancia entre señales en la métrica determinada por el usuario.

Sea $dP(a,b)$ la probabilidad conjunta que las señales de cierto volumen del espacio de señales $\{A\}$ que rodean al punto a sean convertidas en señales en el espacio de volumen elemental de sus transformaciones $\{B\}$, que rodean al punto b ; y, $p(a)$, $p(b)$ y $p(a,b)$ sean las densidades de probabilidad. La información mutua en las señales de $\{A\}$ y $\{B\}$ es:

$$I(A,B) = \int_A \int_B \log \frac{p(a,b)}{p(a)p(b)} dP(a,b) \quad (2.3)$$

Sea $D(a,b)$ la medida de la diferencia entre las señales a y b desde el punto de vista del usuario. Entonces:

$$\bar{D}(a,b) = \int_a \int_b D(a,b) dP(a,b) \quad (2.4)$$

es la medida de la diferencia entre las señales y los resultados de sus transformaciones promediados sobre el espacio de señales. Si por varias transformaciones $a \rightarrow b$ el valor de D permanece por debajo de un límite ϵ tolerable, se puede decir que las señales en $\{B\}$ no son en promedio discernibles de las señales de $\{A\}$ según el criterio tomado de $D(a,b)$ y del valor promediado del error de mapeo ϵ . Algunas de estas transformaciones resultan en una mínima cantidad de información mutua a la cual se le llama ϵ entropía del espacio de señales:

$$H_\epsilon = \min I(A,B) \quad \text{para} \quad \bar{D}(A,B) \leq \epsilon \quad (2.5)$$

El valor de H_ϵ determina el límite inferior del número de señales N que son necesarias y suficientes para la representación digital de señales del espacio $\{A\}$ con el criterio de exactitud $D(a,b)$ prescrito.

$$N \geq 2^{H_\epsilon} \quad (2.6)$$

La evaluación numérica de H_ϵ para imágenes es muy complicada, por lo que, grosso modo, se puede decir que está

dada por el producto del área de imagen Q_{xy} y el área de
espectro de frecuencia $Q_{f_x f_y}$ según:

$$Q \leq Q_{xy} Q_{f_x f_y} \quad (2.7)$$

D. Conceptos de discretización y cuantificación de elemento por elemento.

Resulta, por lo general, muy difícil implementar la cuantificación general en un solo paso. Por tal razón, al convertir señales continuas en digitales se adopta un procedimiento en dos pasos: discretización seguido de cuantificación elemento por elemento.

1. Discretización. La discretización es el reemplazo de una señal continua por una secuencia numérica, la cual es representación de esta señal en alguna base discreta. En el caso en que la señal no sea un elemento del espacio lineal generado por esta base, se toma una señal de este espacio que en cierto sentido sea la mejor aproximación de la señal dada y la representación de esta señal aproximada es utilizada.

La mejor representación α de una señal en un espacio lineal normalizado, con una métrica generada por la norma y ésta, a su vez, generada por el producto interior (en un espacio Hilbertiano) es la representación en la cual la norma de la diferencia entre la señal y el vector que la representa, sea mínima. Esta representación se obtiene al proyectar la señal en un espacio N dimensional, generado por la base dada, es decir, los coeficientes de la representación son iguales al producto interno de la señal y de las correspondientes funciones base:

$$\alpha_k = (a, \phi_k) \quad (2.8)$$

2. Cuantificación elemento por elemento. Esta es la cuantificación separada de cada uno de los números (α_k) que representan a la señal dada en la base prescrita. En otras palabras, la continua e infinita escala de (α_k) es remplazada por una escala discreta y finita de valores.

Usar un proceso de dos etapas en la descripción digital significa que en el espacio de señales, se crean celdas de equivalencia (celdas cuantificadas) que son hipercubos con bordes paralelos a los ejes coordenados. El tamaño de los bordes está definido por el paso de cuantificación. Con este procedimiento la tarea de cuantificación óptima se reduce a hacer la elección óptima de los sistemas de función, básicos y lograr el óptimo arreglo de las escalas de cuantificación en los ejes coordenados. Esto corresponde a elegir funciones básicas, tales, que los hipercubos de cuantificación pueden ser empacados del modo más favorable con el mínimo número de cantidades en los ϵ dominios correspondientes al criterio seleccionado para la representación digital exacta.

E. Caracterización matemática de la imagen continua.

En el diseño y análisis de sistemas de procesamiento de imagen es conveniente y, algunas veces, necesario, caracterizar, matemáticamente, a la imagen a procesar. Hay dos caracterizaciones matemáticas básicas: determinística y estadística. En la determinística, una función matemática de imagen se define y, ahí, se consideran las propiedades puntuales de la imagen. En la representación estadística, se especifica la imagen por las propiedades promedio.

Sea $C(x,y,t,\tau)$ la representación de la distribución de la energía espectral de una fuente de imagen de energía radiante en las coordenadas espaciales (x,y) en el instante t , y, a una longitud de onda τ . Debido a que la intensidad de la luz es una cantidad real positiva, es decir, debido a que la intensidad es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, la función de luz de imagen será real y positiva. Aún más, en todos los sistemas prácticos de imagen, hay un pequeño incremento en la luz de fondo presente. El sistema físico de imagen también impone ciertas restricciones en la intensidad máxima de una imagen. Por consiguiente, se asume que:

$$0 < C(x,y,t,\tau) \leq A \quad (2.9)$$

donde A es la intensidad máxima de la imagen. Una imagen física está necesariamente limitada en extensión por el sistema de imagen y por el medio de grabación de la imagen.

Para simplicidad matemática, todas las imágenes serán consideradas no nulas solamente dentro de una región rectangular:

$$\begin{aligned} -L_x &\leq x \leq L_x \\ -L_y &\leq y \leq L_y \end{aligned} \quad (2.10)$$

La imagen física es, por supuesto, observable solamente dentro de algún intervalo finito de tiempo:

$$-T \leq t \leq T \quad (2.11)$$

La función de iluminación de imagen $C(x,y,t,\tau)$ es una función tetradimensional acotada con variables independientes como límites. Como una última restricción, se asume que la función de imagen es continua sobre su dominio.

La respuesta a la intensidad de un observador humano estándar a una función de luz de imagen, es medida comúnmente en términos de la luminancia instantánea del campo de luz según:

$$Y(x,y,t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(x,y,t,\tau) V(\tau) d\tau \quad (2.12)$$

donde $V(\tau)$ representa la función de eficiencia de la luminancia relativa que es la respuesta espectral de la visión humana. Asimismo, la respuesta de color de un observador

estándar es, comúnmente, medida en términos de algún conjunto de valores de estímulo triple, linealmente proporcionales a los incrementos de luces: roja, verde y azul, necesarias para concordar con la luz de color. Para un sistema arbitrario de coordenadas RGB, el valor de estímulo triple es:

$$\begin{aligned} R(x,y,t) &= \int_{-\infty}^{\infty} C(x,y,t,\tau) R(\tau) d\tau \\ G(x,y,t) &= \int_{-\infty}^{\infty} C(x,y,t,\tau) G(\tau) d\tau \\ B(x,y,t) &= \int_{-\infty}^{\infty} C(x,y,t,\tau) B(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (2.13)$$

donde $R(\tau)$, $G(\tau)$ y $B(\tau)$ son los valores espectrales de estímulo triple para el conjunto de primarios RGB. Los valores espectrales de estímulo triple son, en efecto, los valores de triestímulo que se requieren para casar con un incremento unitario de banda estrecha de luz a una longitud de onda τ . En un sistema multiespectral de imagen, el campo de imagen observado es modelado como una integral ponderada de la función de imagen. El i -ésimo campo de imagen espectral es:

$$F_i(x,y,t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(x,y,t,\tau) S_i(\tau) d\tau \quad (2.14)$$

donde $S_i(\tau)$ es la respuesta espectral del i -ésimo sensor.

Para simplificar la notación, una función simple de imagen $F(x,y,t)$ es seleccionada para representar un campo de imagen

en un sistema de imagen físico. Para un sistema de imagen monocroma, la función de imagen representa la luminancia o alguna representación física convertida o corrompida de la luminancia, mientras que en un sistema de imagen color, $F(x,y,t)$ representa uno de los valores de estímulo triple o alguna función de los valores de estímulo triple.

F. Caracterización matemática de la imagen discreta.

1. Representación del espacio vectorial de imagen.

Se puede extraer de un campo de imagen ideal un arreglo $F(j,k)$ en un instante dado sobre un rectángulo $-J \leq j \leq J, -K \leq k \leq K$. Es interesante observar este arreglo de imagen como una matriz de $N_1 * N_2$:

$$F = [F(n_1, n_2)] \quad (2.15)$$

para $1 \leq n_1 \leq N_1$ donde los índices del arreglo de muestreo son reindexados para consistencia con la notación estándar del espacio vectorial. En la figura 2.2 aparece la relación geométrica entre el sistema de coordenadas Cartesianas de una imagen continua y su arreglo de muestras que se llaman píxeles.

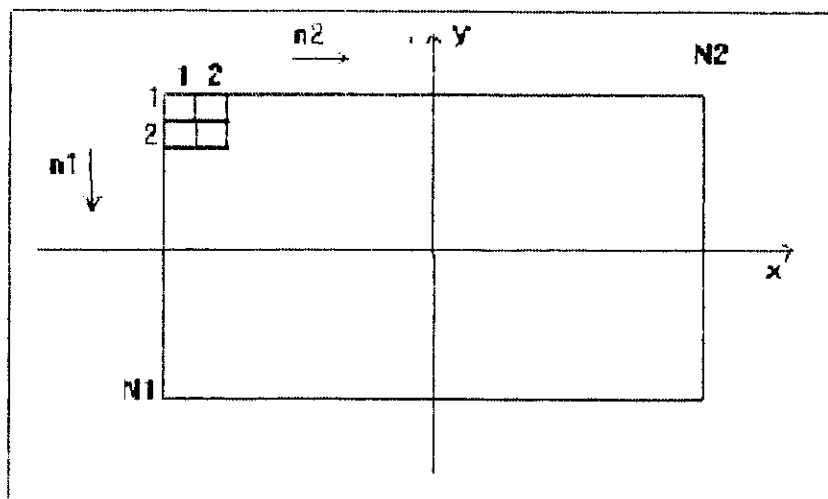


Figura 2.2. Relación geométrica entre imágenes continuas y su arreglo de muestras.

Para propósitos de análisis es conveniente convertir la matriz de imagen a la forma vectorial al barrer F en columna o fila y, luego, encadenar los elementos en un largo vector. Un equivalente de la operación de barrido puede expresarse, cuantitativamente, por medio de un vector operacional v_n de $N_2 \times 1$, y, una matriz N_n de $N_1 N_2 \times N_1$ definidos como:

$$v_n = \begin{bmatrix} 0 \\ : \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ : \\ 0 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} 1 \\ : \\ n-1 \\ n \\ n+1 \\ : \\ N_2 \end{matrix} \quad N_n = \begin{bmatrix} 0 \\ : \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ : \\ 0 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} 1 \\ : \\ n-1 \\ n \\ n+1 \\ : \\ N_2 \end{matrix} \quad (2.16)$$

Entonces, la representación vectorial de la matriz de datos F está dada por la operación de apilamiento:

$$f = \sum_{n=1}^{N_2} N_n F v_n \quad (2.17)$$

En esencia, el vector v_n extrae la n -ésima columna de F y la matriz N_n coloca esta columna en el n -ésimo segmento del vector f . Así, f contiene los elementos de la columna barrida de F . La relación inversa de transformar al vector f en forma de matriz, se obtiene de:

$$F = \sum_{n=1}^{N_2} N_n^T f v_n^T \quad (2.18)$$

Con el operador de conversión de matriz a vector y del operador de conversión de vector a matriz, es ahora posible

realizar las conversiones entre las representaciones de un arreglo bidimensional.

2. Operadores lineales generalizados. Un gran grupo de operadores de procesamiento de imagen son lineales; una señal de salida está formada por combinaciones lineales de pixeles de un campo de imagen de entrada. Estas operaciones incluyen superposición, convolución, transformaciones unitarias y filtrado lineal discreto.

Considérese el arreglo de entrada $F(n_1, n_2)$ de $N_1 * N_2$. Una operación lineal generalizada en este campo de imagen tiene como resultado un arreglo de salida $P(m_1, m_2)$ de $M_1 * M_2$:

$$P(m_1, m_2) = \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} F(n_1, n_2) O(n_1, n_2; m_1, m_2) \quad (2.20)$$

donde el operador de kernel $O(n_1, n_2; m_1, m_2)$ representa una constante ponderada que, en general, es una función tanto de las coordenadas de entrada como de salida.

Para el análisis de las operaciones de procesamiento de las imágenes lineales es conveniente adoptar la notación del espacio vectorial. Así, el arreglo de imagen de entrada $F(n_1, n_2)$ es representado por la matriz F o, alternativamente, como el vector f obtenido al barrer en columna a F . Asimismo, sea el arreglo de entrada $P(m_1, m_2)$ representado por la matriz P o el vector de barrido de columna p . Para

simplificar notación, se asume que los arreglos son cuadrados y de dimensiones $N_1=N_2=N$ y $M_1=M_2=M$ respectivamente. Ahora, sea T la matriz de $M^2 * N^2$ elementos que realiza la transformación del vector f de $N^2 * 1$, que conlleva al vector de $M^2 * 1$:

$$p = Tf \quad (2.21)$$

A la matriz T se le puede hacer la partición en submatrices T_{mn} de $M * N$ y descrita como:

$$T = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & \dots & T_{1N} \\ : & & & : \\ T_{M1} & T_{M2} & \dots & T_{MN} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

en donde usando (2.17) es posible relacionar el vector p de imagen de salida con la matriz de entrada, según la ecuación:

$$p = \sum_{n=1}^N TN_n Fv_n \quad (2.23)$$

Además, según la ecuación (2.18) la matriz de imagen de salida P está relacionada con el vector p :

$$P = \sum_{m=1}^M M_n^T p u_m^T \quad (2.24)$$

Combinando las relaciones entre las matrices de entrada y de salida:

$$P = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N (M_n^T T N_n) F (v_n u_m^T) \quad (2.25)$$

donde se observa que los operadores M_m y N_n , simplemente, extraen las particiones T_{mn} de T . Entonces:

$$P = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N T_{mn} F(v_n u_m^T) \quad (2.26)$$

Si las transformaciones lineales son separables tales que T puede expresarse como un producto directo:

$$T = T_c \otimes T_R \quad (2.27)$$

donde T_c y T_R son los operadores de columna y fila de F entonces:

$$T_{mn} = T_R(m,n) T_c \quad (2.28)$$

Como consecuencia se tendrá que:

$$P = T_c F \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N T_R(m,n) v_n u_m^T = T_c F T_R^T \quad (2.29)$$

Entonces la imagen de salida P puede producirse usando operaciones secuenciales de filas y columnas.

En muchas aplicaciones de procesamiento de imágenes, los operadores de transformación lineal T están altamente estructurados y las simplificaciones de cálculo son posibles.

G. Teorema de muestreo.

1. Caso de señales unidimensionales. Sea una señal $g(t)$ continua en tiempo y amplitud, y, que tiene una duración infinita, pero, energía finita. Si los valores de muestreo de esta señal están dados por la siguiente serie:

$$\{g(nT_s) \quad n=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm k \quad k \in \mathbb{N}\} \quad (2.30)$$

la señal discreta temporal que resulta del proceso de muestreo es:

$$\begin{aligned} g_s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) \delta(t - nT_s) \\ &= g(t) \delta_{T_s}(t) \end{aligned} \quad (2.31)$$

siendo $\delta_{T_s}(t)$ el peine de Dirac o la función de muestreo ideal dada por:

$$\delta_{T_s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (2.32)$$

Usando una de las propiedades de la transformada de Fourier referente a la convolución:

$$G_s(f) = G(f) \otimes F[\delta_{T_s}(t)] \quad (2.33)$$

donde
$$F(\delta_{T_s}(t)) = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - mf_s) \quad (2.34)$$

intercambiando el orden de la sumatoria y la convolución y sabiendo que la convolución entre $G(f)$ y $\delta(f - mf_s)$ está dada

por $G(f - mf_s)$ se obtiene:

$$G_s(f) = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} G(f - mf_s) \quad (2.35)$$

De esto se deduce que el proceso de muestreo uniforme de una señal, en el dominio del tiempo, implica un espectro de frecuencia periódico con un período igual a la velocidad de muestreo $1/T_s$.

Otra forma de expresar $G_s(f)$ es aplicando la transformada de Fourier a la ecuación (2.31), con lo cual se obtiene:

$$G_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) \exp(-j2\pi n f T_s) \quad (2.36)$$

Ahora bien, para una señal de ancho de banda finito (W Hertz) y período de muestreo de $T_s = 1/2W$ como en la ecuación (2.35) se expresa la relación espectral entre la señal real y la muestreada, al acotar el margen de frecuencias a $\pm W$ y sustituir (2.36) en (2.35) del siguiente modo:

$$G(f) = (1/2W) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n/2W) \exp(-jn\pi f/W) \quad |f| < W \quad (2.37)$$

De esto se deduce que como $g(t)$ está relacionada a $G(f)$ por la transformada inversa de Fourier, $g(t)$ estará determinada, únicamente, por las muestras $g(n/2W)$ para $-\infty < n < \infty$.

Ahora bien, la reconstrucción de la señal $g(t)$ a partir de sus muestras $g(n/2W)$ en base a la transformada inversa de Fourier y tras intercambiar el orden de integración y sumatoria se obtiene la expresión:

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n/2W) (1/2W) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi f(t - (n/2W))) df \quad (2.38)$$

al evaluar la integral se obtiene la función sinc con lo cual,

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n/2W) \text{sinc}(2Wt - n) \quad (2.39)$$

la cual es una serie cardinal.

Esta es una fórmula de interpolación para la reconstrucción de la señal original $g(t)$ a partir de la secuencia de muestras $g(n/2W)$ con la función sinc haciendo el papel de una función de interpolación. Además, la misma fórmula representa la respuesta de un filtro ideal pasa bajos, de ancho de banda W y retardo de transmisión nulo, a una señal de entrada constituida de muestras $g(n/2W)$ para el intervalo $-\infty < n < \infty$.

Existe una interpretación clara de lo que es el espacio de señales. Sean las señales $g_1(t)$ y $g_2(t)$ dos funciones sinc trasladadas en n y m respectivamente:

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \text{sinc}(2Wt - n) \\ g_2(t) &= \text{sinc}(2Wt - m) \end{aligned} \quad (2.40)$$

y sus transformadas de Fourier serán:

$$G_1(f) = (1/2W) \text{rect}(f/2W) \exp(-j\pi n f/W)$$

$$G_2(f) = (1/2W) \text{ rect } (f/2W) \exp (-jn\pi f/W) \quad (2.41)$$

Para probar que estas funciones son ortogonales mutuamente se tendrá que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_1(t)g_2(t)dt = R \delta(n,m) = \begin{cases} R & n=m \\ 0 & n \neq m \end{cases} \quad (2.42)$$

y para esto se usa la propiedad:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_1(t)g_2(t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} G_1(f)G_2(f)df \quad (2.43)$$

entonces

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(2Wt - n) \text{sinc}(2Wt - m) dt \\ &= (1/2W)^2 \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j\pi f/W)(n-m)df = (1/2W)\text{sinc}(n-m) \\ &= \begin{cases} 1/2W & n=m \\ 0 & n \neq m \end{cases} \quad (2.44) \end{aligned}$$

Según esto, la ecuación (2.39) representa la expansión de la señal $g(t)$ como una suma infinita de funciones ortogonales con coeficientes de la expansión $g(n/2W)$ definidos como:

$$g(n/2W) = 2W \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \text{sinc}(2Wt - n) dt \quad (2.45)$$

Estos coeficientes pueden considerarse coordenadas en un espacio de señales de dimensión infinita. En este espacio, cada señal corresponde a un punto y cada punto a una señal.

2. Teoría de muestreo para señales bidimensionales. La discretización de señales bidimensionales como imágenes se basa, usualmente, en la generalización del teorema de muestreo, donde por razones prácticas se considera al espectro de imagen como no nulo dentro de una porción limitada del dominio de frecuencia. Sin embargo, la teoría bidimensional de muestreo es mucho más rica que su contraparte de una dimensión ya que el intervalo bidimensional es sustancialmente más complejo matemáticamente que el unidimensional.

En el diseño y análisis de sistemas de muestreo y reconstrucción de imagen, se considera a las imágenes de entrada como campos determinísticos. Sin embargo, en algunos casos es ventajoso considerar la entrada a un sistema de procesamiento de imagen, especialmente, una entrada con ruido, como una muestra de un proceso aleatorio bidimensional.

a. Muestreo de campos determinísticos. Sea $f_I(x,y)$ un campo de imagen ideal continuo de extensión finita que representa algún parámetro dado de una imagen física. En un sistema de muestreo perfecto, las muestras espaciales de la imagen ideal deberían, en efecto, obtenerse al multiplicar la imagen ideal por una función espacial de muestreo:

$$s(x,y) = \sum_j \sum_k \delta(x-j\delta x, y-k\delta y) \quad (2.46)$$

compuesta de un arreglo infinito de funciones delta de Dirac en forma de enrejado de espacios $(\delta x, \delta y)$. La imagen muestreada es representada como:

$$\begin{aligned} f_p(x,y) &= f_r(x,y) s(x,y) \\ &= \sum_j \sum_k f_r(j\delta x, k\delta y) \delta(x-j\delta x, y-k\delta y) \end{aligned} \quad (2.47)$$

Se puede considerar el dominio de frecuencia de la señal

$$F_p(w_x, w_y) = \iint_{-\infty}^{\infty} f_p(x,y) \exp\{-i(w_x x + w_y y)\} dx dy \quad (2.48)$$

Según el teorema de convolución, la transformada de Fourier de la imagen muestreada puede ser expresada como la convolución de la transformada de Fourier de la imagen ideal $F_r(w_x, w_y)$ y la función de muestreo $S(w_x, w_y)$:

$$F_p(w_x, w_y) = \frac{1}{4\pi^2} F_r(w_x, w_y) \otimes S(w_x, w_y) \quad (2.49)$$

La transformada de Fourier de la función espacial de muestreo es un arreglo infinito de funciones delta de Dirac en el dominio de la frecuencia:

$$S(w_x, w_y) = \frac{4\pi^2}{\delta x \delta y} \sum_j \sum_k \delta(w_x - jw_{xe}, w_y - kw_{ye}) \quad (2.50)$$

donde $w_{xe} = 2\pi/\delta x$ y $w_{ye} = 2\pi/\delta y$ representan el dominio de Fourier de las frecuencias espaciales de muestreo. Asumiendo que el espectro de la imagen ideal está acotado según:

$$F_I(w_x, w_y) = 0 \text{ para } |w_x| > w_{xe} \text{ y } |w_y| > w_{ye}$$

Al realizar la convolución de la ecuación (2.49) se obtiene:

$$F_D(w_x, w_y) = \frac{1}{\delta x \delta y} \iint_{-\infty}^{\infty} F_I(w_x - \alpha, w_y - \beta) \times \sum_j \sum_k \delta(\alpha - jw_{xe}, \beta - kw_{ye}) d\alpha d\beta \quad (2.51)$$

Cambiando el orden de la sumatoria y la integración y utilizando la propiedad de corrimiento de la función delta, el espectro de la imagen muestreada será:

$$F_D(w_x, w_y) = \frac{1}{\delta x \delta y} \sum_j \sum_k F_I(w_x - jw_{xe}, w_y - kw_{ye}) \quad (2.52)$$

El espectro de la imagen muestreada está formado por el espectro de la imagen ideal infinitamente repetido sobre el plano de frecuencia en una rejilla de resolución $(2\pi/\delta x, 2\pi/\delta y)$. Se debe hacer notar que si δx y δy son elegidos muy grandes

con respecto a los límites de frecuencia espacial de $F_r(w_x, w_y)$ entonces, los espectros individuales se traslaparán.

Un campo continuo de imagen puede obtenerse de las muestras de la imagen $f_p(x, y)$ por interpolación lineal o por filtrado espacial lineal de la imagen muestreada. Sea $r(x, y)$ el dominio continuo de la respuesta impulsiva de un filtro de interpolación y $R(w_x, w_y)$ su función de transferencia, entonces, la imagen reconstruida se obtiene a partir de la convolución de las muestras con la respuesta impulsiva del filtro de reconstrucción. La imagen reconstruida se convierte en:

$$f_r(x, y) = f_p(x, y) \otimes r(x, y) \quad (2.53)$$

Al reemplazar por sus valores:

$$f_r(x, y) = \sum_j \sum_k f_r(j\delta x, k\delta y) r(x - j\delta x, y - k\delta y) \quad (2.54)$$

De aquí se puede ver que la función $r(x, y)$ actúa como una señal bidimensional de interpolación de las muestras de la imagen. A nivel espectral espacial:

$$F_r(w_x, w_y) = F_p(w_x, w_y) R(w_x, w_y) \quad (2.55)$$

o según (2.52)

$$F_r(w_x, w_y) = \frac{1}{\delta x \delta y} R(w_x, w_y) \sum_j \sum_k F_r(w_x - jw_{x0}, w_y - kw_{y0}) \quad (2.56)$$

A partir de la ecuación anterior se puede ver que si no hay traslape espectral y si $R(w_x, w_y)$ puede filtrar el espectro para $j, k \neq 0$, entonces, el espectro de la imagen reconstruida será igual a la imagen ideal. La primera condición se logra para una imagen limitada en ancho de banda, si el período de muestreo se elige, de tal modo que la región acotada por las frecuencias espaciales de corte de la imagen (w_{xc}, w_{yc}) se encuentre dentro de una región definida por la mitad de la frecuencia espacial de muestreo $(w_{xs}/2, w_{ys}/2)$ entonces:

$$w_{xc} \leq w_{xs}/2 \quad w_{yc} \leq w_{ys}/2 \quad (2.57)$$

Si esta desigualdad se respeta, se dice que la imagen se muestrea a la velocidad espacial de Nyquist. Si δx y δy son menores que los requerimientos de Nyquist, se dice que la imagen está sobremuestreada, en caso contrario, se dice que está submuestreada.

Si la imagen original es muestreada a una frecuencia espacial suficiente como para evitar el traslape espectral en la imagen muestreada, puede lograrse la reconstrucción exacta de la imagen ideal por filtrado espacial de las muestras con el filtro apropiado.

Es claro que el número de muestras por área unitaria es $F_1 F_2$. Para hacer este número lo más pequeño posible, se debe reducir la periodicidad del espectro. Esto puede hacerse

mientras los espectros periódicos no se traslapen. de otro modo, sería imposible restaurar la imagen, sin distorsión, por filtrado, truncando los períodos traslapados. De aquí se deduce que el reducir el número de muestras durante la discretización se logra al empacar los componentes espectrales densamente durante la continuidad periódica en el plano de frecuencia.

Una forma de empacar el espectro de frecuencia de la señal en forma más densa, pero decrementando la densidad del número de muestras, puede realizarse al utilizar un sistema de coordenadas oblicuo que coincida con la forma de la curva que limita el espectro de la imagen; así, se obtiene una reducción de 15 % en el número de muestras a utilizar.

La elección de la forma del sistema no es el único método de empacado espectral durante la discretización; otra posibilidad es rotar el sistema coordenado, lo cual resulta en un tipo distintivo de discretización que toma el nombre de cuantificación con lagunas.

En este tipo de cuantificación se realiza la superposición de dos espectros iniciales que han sido rotados 90° , relativamente, uno respecto del otro. De igual modo se suma por superposición una imagen consigo misma rotada 90° , una respecto de la otra, lo cual permite la aparición de nuevas señales discretas cuyas muestras son linealmente dependientes. Es decir que en cada grupo de cuatro muestras una es

redundante con lo cual se puede eliminar una y , de este modo, reducir el número de muestras en un 25 % .

Otra forma más general de discretización y que explota la topología de la distribución espectral, reduciendo en teoría el número de muestras por área unitaria de imagen a un mínimo igual al área del espectro de frecuencia de la imagen, consiste en separar el espectro en zonas y juntarlas en cuadrados de misma área por medio de rotaciones, corrimientos y reflexiones. Esto implica extraer las componentes separadas por medio de filtros cuya función de transferencia de frecuencia es constante dentro del área y nula fuera de ella; rotarlas, multiplicarlas por una función compleja exponencial en conformidad con el corrimiento de la zona; y , subsecuentemente, componerlas en una imagen auxiliar, la cual puede ser discretizada en un emparrillado cuadrado.

b. Muestreo de campos de imagen, aleatorios.

En lo expuesto con anterioridad, el campo de imagen de entrada $f_i(x,y)$ se consideró como una función determinística. Se mostró que si la transformada de Fourier de la imagen ideal es limitada en ancho de banda, entonces, la imagen discreta formada por las muestras tomadas a la velocidad de Nyquist son suficientes para reconstruir una réplica exacta de la imagen ideal usando la interpolación de muestras, apropiadas. Para el caso de muestrear un campo

bidimensional aleatorio se puede considerar lo siguiente:

Sea $f_r(x,y)$ un proceso estacionario continuo bidimensional con media conocida y función de autocorrelación:

$$R_{f_r}(\tau_1, \tau_2) = E(f_r(x_1, y_1) f_r^*(x_2, y_2)) \quad (2.58)$$

donde $\tau_1 = x_1 - x_2$ $\tau_2 = y_2 - y_1$. Este proceso es muestreado, espacialmente, por medio de un arreglo de funciones de muestreo de Dirac

$$f_p(x,y) = f_r(x,y) s(x,y) \sum_j \sum_k \delta(x-j\delta x, y-k\delta y) \quad (2.59)$$

La autocorrelación del proceso de muestreo es:

$$\begin{aligned} R_{f_p}(x_1, x_2; y_1, y_2) &= E(f_p(x_1, y_1) f_p^*(x_2, y_2)) \\ &= E(f_r(x_1, y_1) f_r^*(x_2, y_2)) s(x_1, y_1) s(x_2, y_2) \end{aligned} \quad (2.60)$$

El primer término del lado izquierdo de la ecuación anterior es la autocorrelación del campo de imagen ideal estacionario. Se debe hacer notar que el producto de dos funciones de muestreo de Dirac es una función de Dirac cuyos argumentos son la diferencia de los argumentos de las funciones de Dirac que intervienen en el proceso de tal modo que el campo aleatorio muestreado tendrá como función de autocorrelación:

$$R_{f_p}(\tau_x, \tau_y) = R_{f_r}(\tau_x, \tau_y) s(\tau_x, \tau_y) \quad (2.61)$$

Tomando la transformada de Fourier bidimensional y el teorema de convolución, el espectro de potencia del campo aleatorio muestreado es:

$$W_{rr}(w_x, w_y) = \frac{1}{4\pi^2} W_{rr}(w_x, w_y) \otimes S(w_x, w_y) \quad (2.62)$$

$$= \frac{1}{\delta x \delta y} \sum_j \sum_k W_{rr}(w_x - jw_{xe}, w_y - kw_{ye})$$

Así, el espectro de potencia de la imagen muestreada está compuesto por el espectro del campo de imagen ideal continuo con replicas en múltiplos enteros de las frecuencias espaciales de muestreo $(2\pi/\delta x, 2\pi/\delta y)$. Si el espectro de potencia del campo de imagen ideal está limitado en banda, de tal modo que, $W_{rr}(w_x, w_y) = 0$ para $|w_x| > w_{xe}$ y $|w_y| > w_{ye}$, donde w_{xe} y w_{ye} son las frecuencias de corte, entonces, los espectros individuales no se traslaparán si se eligen los periodos de muestreo espacial, tal, que $\delta x < \pi/w_{xe}$ y $\delta y < \pi/w_{ye}$. Un campo continuo aleatorio $f_r(x, y)$ puede reconstruirse a partir de las muestras del campo ideal de imagen aleatorio por medio de la fórmula de interpolación:

$$f_r(x, y) = \sum_j \sum_k f_r(j\delta x, k\delta y) r(x - j\delta x, y - k\delta y) \quad (2.63)$$

donde $r(x, y)$ es la función de interpolación determinística. El campo de reconstrucción y el campo ideal de imagen pueden ser hechos equivalentes en un sentido medio cuadrático si:

$$E(|f_1(x,y) - f_2(x,y)|^2) = 0 \quad (2.64)$$

3. Proceso de barrido espacial. En un receptor de televisión el procedimiento de barrido genera una imagen con dos dimensiones espaciales y una dimensión temporal a partir de una señal de una dimensión de voltaje y de tiempo. La reconstrucción de una imagen bidimensional a partir de una señal video (unidimensional) implica que se deben alinear segmentos sucesivos de una señal (trasladada a valores de brillo) uno debajo de otro para formar un enrejado en el cinescopio.

Para una trama simple, considérese una franja estrecha a lo largo de la línea de barrido H. Esta franja es meramente un segmento de señal video. Por consiguiente existe una relación entre las frecuencias video, f (que se encuentran entre 0 y 30 Hz) y frecuencias espaciales, r , a lo largo del segmento barrido. Esto se denota como:

$$f/f_h = r \quad (2.65)$$

para las frecuencias espaciales medidas en ciclos por altura de imagen, donde f_h es la frecuencia de barrido horizontal.

Ahora considérese una banda estrecha vertical de la trama. Puntos sucesivos en esta banda representan muestras de la señal original en intervalos de $1/f_h$.

La señal original de video puede contener componentes que cambian en el tiempo desde frecuencias muy bajas hasta algunos

cientos de veces f_H . En la señal muestreada aparecerán bandas laterales en cada múltiplo de la frecuencia de muestreo que abarcan frecuencias desde 0 hasta $f_H/2$. Puesto que la banda original de la señal video puede encontrarse entre 0 y Ω , se puede deducir que cada frecuencia de entrada de la señal video generará una componente que cae en la banda entre 0 y $f_H/2$, así como en cada banda entre pf_H y $(p \pm 0.5f_H)$ para cada entero p .

Si solamente se consideran los puntos en la franja vertical, existe una relación lineal entre las frecuencias de señal muestreadas f_s y las frecuencias espaciales en la dirección vertical, conocida como n :

$$f_s = f_n n \quad (2.66)$$

donde f_n es la frecuencia de trama.

La escala apropiada se muestra en la siguiente figura 2.3, en donde aparecen en el eje de ordenadas los valores de frecuencia de la señal y frecuencia espacial. De aquí se puede ver que para una frecuencia baja $f_s \leq f_H/2$ se presenta en una franja vertical como una frecuencia espacial baja, i.e. un cambio gradual de brillo en los puntos bajos de la franja. Una frecuencia f_s cercana a $f_H/2$ se presentará en la franja vertical como una frecuencia espacial alta en el sentido en que se presenta como una alternancia entre puntos claros y oscuros en la franja. En la franja vertical se pueden ver las componentes espectrales que corresponden a frecuencias entre

0 y $f_h/2$, puesto que las frecuencias espaciales están, generalmente, más allá del límite de agudeza visual y/o de la frecuencia de corte del LPSF (filtro espacial pasa bajos) del haz del cinescopio.

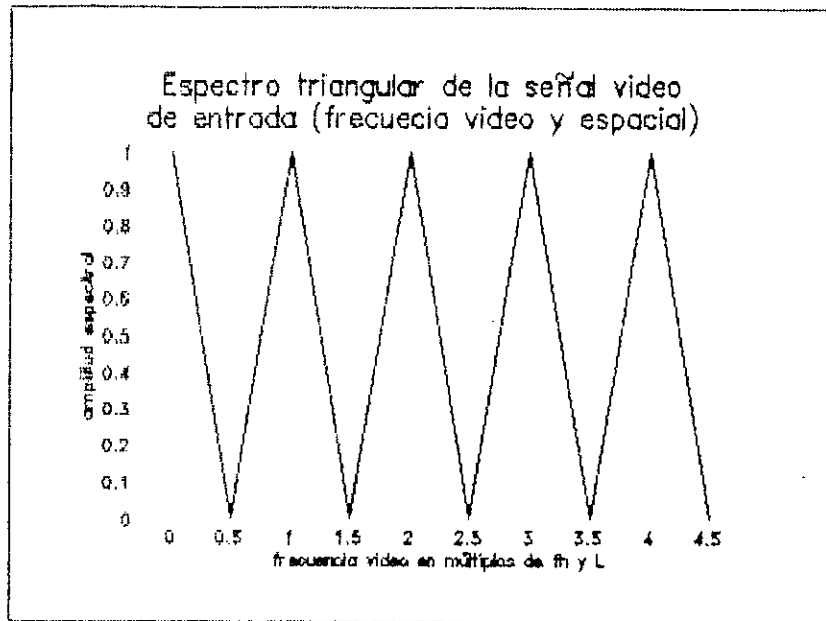


Figura 2.3. Relación de escalas entre señal de video muestreada y frecuencia espacial.

Se puede ver que las frecuencias cercanas a un múltiplo de f_h aparecerán como frecuencias espaciales bajas. Una video frecuencia cercana a $(p \pm 0.5)f_h$ se encontrará como una frecuencia espacial alta. Todos las demás componentes espectrales figurarán como frecuencias espaciales intermedias.

4. Muestreo en cuadratura de una señal pasa-banda. La mayor parte de las señales que se encuentran en la práctica son de naturaleza pasa banda. En vez de muestrear directamente la señal, se realiza un procesamiento de la misma antes. Este consiste en separar la señal en sus componentes en fase y en cuadratura.

Considérese una señal $g(t)$ de ancho de banda $2W$ centrada alrededor de una frecuencia f_c ($f_c > W$). Sea $g_I(t)$ la componente en fase y $g_Q(t)$ la de cuadratura. Se puede expresar $g(t)$ a partir de estas dos como:

$$g(t) = g_I(t) \cos(2\pi f_c t) - g_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.67)$$

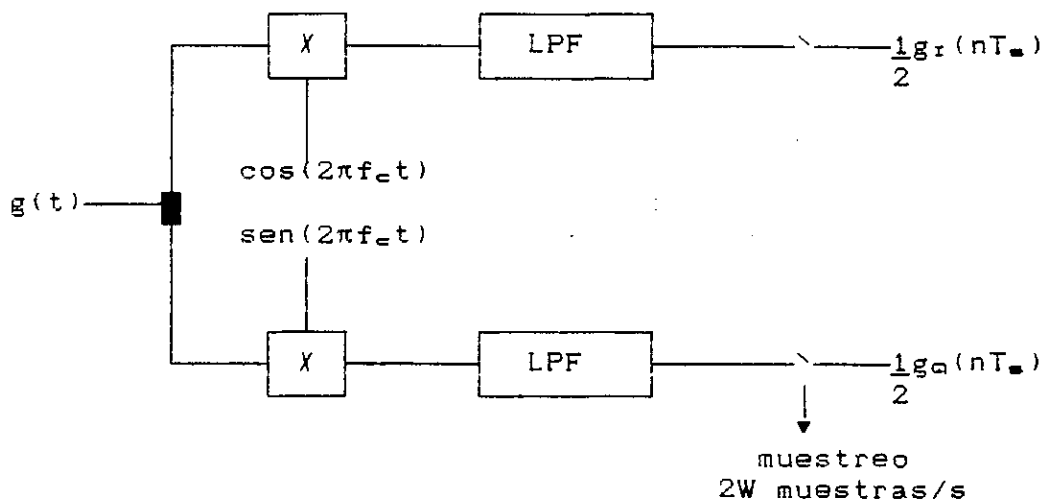


Figura 2.4. Método de generación de señal para muestreo en cuadratura.

Para obtener estas componentes, se multiplica $g(t)$ por $\cos(2\pi f_c t)$ y $\sin(2\pi f_c t)$ y se hace pasar cada señal después por un LPF, con lo cual ambas señales están limitada en $\pm W$ Hertz. Entonces, cada componente es muestreada a una velocidad de $2W$ muestras/segundo (ver figura 2.4).

Para reconstruir la señal original, primero, se reconstruyen las señales $g_r(t)$ y $g_a(t)$ a partir de sus muestras y, luego, se multiplican por sus funciones respectivas $\cos(2\pi f_c t)$ y $\sin(2\pi f_c t)$ y se suman los resultados (ver figura 2.5).

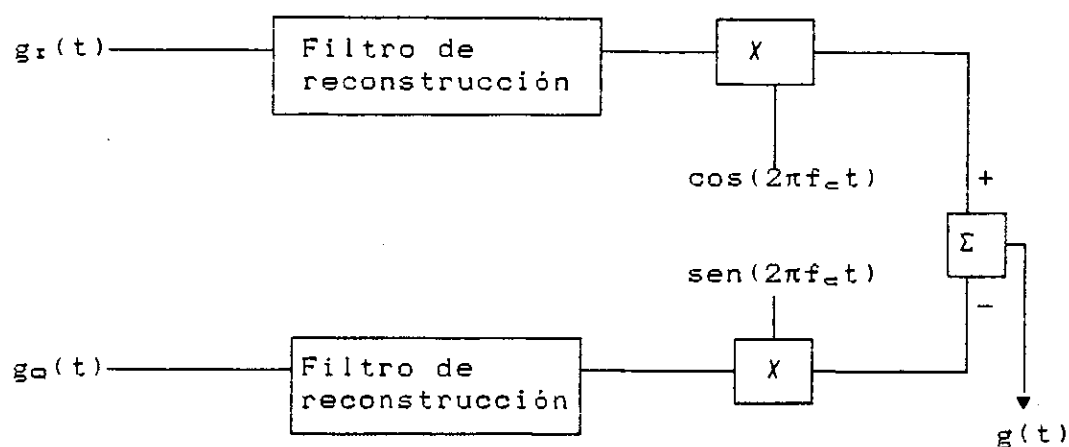


Figura 2.5. Método de reconstrucción de señal con componentes en cuadratura.

H. Distorsión de la señal al muestrear.

Cuando se derivó el teorema de muestreo se asumió que la señal estaba limitada en ancho de banda. Sin embargo, una señal no puede ser finita en el tiempo y en frecuencia al mismo tiempo. Esto quiere decir que para que una señal sea limitada en ancho de banda, se requiere que en el tiempo sea infinita. En la práctica hay que trabajar con un segmento finito de una señal, en cuyo caso el espectro no puede ser estrictamente limitado en ancho de banda. Por consiguiente, al muestrear una señal de duración finita, aparece un error en la reconstrucción como consecuencia del proceso de muestreo.

La teoría de muestreo es válida para señales cuyo espectro es exactamente nulo fuera de cierto intervalo de frecuencia. Sin embargo, estas señales no existen y para cierto grado de exactitud, el método de discretización propuesto por la teoría de muestreo puede ser aplicado a la discretización de señales cuyo espectro decae más o menos rápidamente a un nivel suficientemente pequeño como para ser ignorado.

La distorsión de la señal puede ocurrir en la transmisión de la representación analógica a la digital y durante la restauración de la señal continua a partir de su representación discreta.

Según el teorema de muestreo, una representación discreta de una señal con un espectro limitado al intervalo $(-F, F)$ está hecha de muestras de la señal, realizadas a intervalos de

$$\delta t = 1/2F.$$

$$\begin{aligned} a(k\delta t) &= \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \delta(t - k\delta t) dt \\ &= 2F \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \operatorname{sinc}[2\pi F(t - k\delta t)] dt \end{aligned} \quad (2.67)$$

Para señales con espectro no acotado al intervalo preestablecido, se tendrá que la igualdad anterior no se sostiene:

$$\begin{aligned} \alpha_k &= 2F \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \operatorname{sinc}[2\pi F(t - k\delta t)] \\ &\neq a(k\delta t) \end{aligned} \quad (2.68)$$

$$\text{siendo } \bar{a}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k \operatorname{sinc}[2\pi F(t - k\delta t)]$$

De esto se deduce que la norma del error entre la señal restaurada y la señal inicial es:

$$\begin{aligned} \|e\|^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} |a(t) - \bar{a}(t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^F |\alpha(f)|^2 df + \int_F^{\infty} |\alpha(f)|^2 df \end{aligned} \quad (2.69)$$

Sin embargo, los valores α_k ya no serán muestras de la señal $a(t)$ sino de la señal:

$$\bar{a}(t) = 2F \int_{-\infty}^{\infty} a(\tau) \operatorname{sinc}[2\pi F(t - \tau)] d\tau \quad (2.70)$$

Esto es el resultado de la acción en la señal del filtro operador lineal, que permite pasar sólo frecuencias dentro del intervalo $(-F, F)$. Si las muestras verdaderas son utilizadas en la representación de la señal discreta

$$a(k\delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \delta(t - k\delta t) dt \quad (2.71)$$

la norma del error de restauración correspondiente a

$$\bar{a}_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(k\delta t) \text{sinc}[2\pi F(t - k\delta t)] \quad (2.72)$$

es mayor que el dado anteriormente. En la figura 2.6 se ilustra la razón de este incremento en el error.

Según la misma, la señal $\bar{a}_1(t)$ difiere de la señal inicial $a(t)$ en el hecho de que no contiene componentes espectrales de la señal $a(t)$ más allá del intervalo $(-F, F)$ pero, contiene componentes redundantes debido al traslape de las componentes espectrales continuas.

La inexactitud al restaurar la señal a partir de sus muestras se llama efecto alias, ya que las componentes de la señal original, superiores a F , figuran en la señal original con una frecuencia menor a F . El uso de un filtro pasa bajos para la reconstrucción de la señal, solamente favorecerá la distorsión de la señal original.

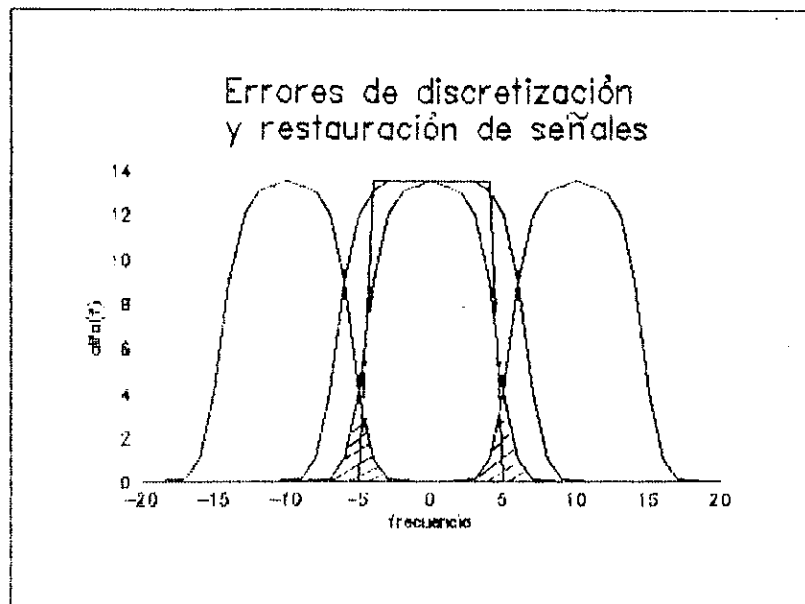


Figura 2.6. Error de discretización y restauración.

Para evitar esta distorsión, la imagen debe pasar por un LPF antes de la discretización para suprimir las componentes de alta frecuencia de la señal y para emparejar la extensión del espectro con el paso de discretización. En la práctica, el sensor estroboscópico del dispositivo de discretización sirve de filtro al medir las muestras de la señal. El resultado de estas mediciones puede describirse como:

$$\bar{\alpha}_k = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \phi_d(t - k\delta t) dt \quad (2.73)$$

donde $\phi_d(t)$ se llama apertura o función ponderada del sensor. La máscara atenúa las altas frecuencias del espectro, reduciendo, así, el efecto de traslape durante la continuación periódica asociada con la discretización. Hasta cierto punto,

esto distorsiona la relación entre las componentes espectrales de la señal dentro del intervalo útil, puesto que la función ponderada del sensor es, usualmente, diferente de la función sinc requerida por la teoría de muestreo.

En discretización moderna de imagen, la función ponderada del sensor es, aproximadamente, constante dentro de una ventana rectangular o cuadrada o varía según:

$$\phi_s(t_1, t_2) = h_0 \exp\left(-\left[\frac{t_1^2}{\tau_1^2} + \frac{t_2^2}{\tau_2^2}\right]\right) \quad (2.74)$$

siendo τ_1 y τ_2 parámetros que definen el tamaño efectivo de la apertura.

También, en la práctica, la síntesis de la señal continua a partir de su representación discreta, no puede satisfacerse y la restauración se realiza por medio de un sintetizador lineal cuya apertura difiere de la función sinc requerida.

$$\bar{a}_2(t) = \sum_k \alpha_k \phi_s(t - k\delta t) \quad (2.75)$$

Aquí, también, existe un error asociado. La función de transferencia en frecuencia del sintetizador tampoco cae a cero, fuera del intervalo l ; las componentes de la señal restaurada finalizarán fuera del intervalo, pero, ocurrirá

batido entre las señales, $F-\delta$ y un poco atenuada $F+\delta$.

Esta distorsión puede reducirse al elegir un sintetizador de frecuencia con una función de transferencia que posea valores mínimos fuera del intervalo I . Sin embargo, esto implica distorsión en la señal restaurada. En los dispositivos modernos de restauración y discretización se utilizan funciones ponderadas cuadradas, rectangulares o Gaussianas.

La restauración de señales continuas de imagen a partir de secuencias de muestras se hace difícil, pues, es imposible de mantener con absoluta exactitud la distancia δt entre muestras separadas durante el proceso de restauración. La fluctuación en esta distancia conlleva a la distorsión en la imagen restaurada. Sin embargo, esto no es decisivo sino que la inestabilidad del enrejado es más o menos periódica, causando aparición de falsos patrones en la imagen, los cuales son perceptibles aún con pequeños errores en la reproducción de la señal, debido a la alta sensibilidad del ojo a contornos y líneas.

El efecto del alias en la salida del filtro de reconstrucción depende tanto de la amplitud como de la fase de las componentes del espectro original, haciendo difícil el análisis exacto. Sin embargo, se puede desarrollar una buena apreciación del problema al considerar el análisis del peor caso en lo que sigue.

1. Límites de error de alias. Sea $\{g(n/f_s)\}$ la secuencia de muestras de la señal $g(t)$ a una velocidad de f_s muestras por segundo. Sea $g_1(t)$ la señal reconstruida a partir de esta secuencia de interpolación, es decir:

$$g_1(t) = \sum_n g(n/f_s) \text{sinc}(f_s t - n) \quad (2.77)$$

El error absoluto o error de alias está dado por:

$$e = |g(t) - g_1(t)| \quad (2.78)$$

La señal original puede expresarse como:

$$\begin{aligned} g(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} G(f) \exp(j2\pi f(t)) df \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{(m-0.5)f_s}^{(m+0.5)f_s} G(f) \exp(j2\pi f(t)) df \end{aligned} \quad (2.79)$$

La fórmula de Poisson se puede expresar según (2.35) y (2.37):

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} G(f - mf_s) = (1/f_s) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n/f_s) \exp(-j2\pi n f / f_s) \quad (2.80)$$

El término del lado derecho es una serie que parece una serie de Fourier, con la excepción de que los términos de tiempo y frecuencia han sido invertidos. Sin embargo, al multiplicar por $\exp(j2\pi f t)$ e integrar respecto de la frecuencia en las cotas $-f_s/2$ a $f_s/2$, se obtiene el término de $g_1(t)$ dado por (2.42). Para el lado izquierdo de la igualdad (2.45) se tendrá:

$$g_1(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} G(f - mf_s) \exp(j2\pi ft) df \quad (2.81)$$

Cambiando la variable de integración a $f - mf_s$ queda

$$g_1(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi mf_s t) \int_{(m-0.5)T_s}^{(m+0.5)T_s} G(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (2.82)$$

a partir de esto, el error de alias será:

$$e = \left| \sum_{m=-\infty}^{\infty} [1 - \exp(-j2\pi f_s m t)] \int_{(m-0.5)T_s}^{(m+0.5)T_s} G(f) \exp(j2\pi f(t)) df \right| \quad (2.83)$$

De acuerdo con las siguientes observaciones:

- el término que corresponde a $m=0$ es nulo;
- $|\sum_1 a_i| \leq \sum_1 |a_i|$
- $|1 - \exp(-j2\pi f_s m t)| \leq 2$

$$- \left| \int_{(m-0.5)T_s}^{(m+0.5)T_s} G(f) \exp(j2\pi ft) df \right| \leq \int_{(m-0.5)T_s}^{(m+0.5)T_s} |G(f)| df$$

se puede obtener la cota superior del error de alias como

$$e = 2 \int_{|f| > T_s/2} |G(f)| df \quad (2.84)$$

siendo éste el peor de los casos.

2. Relación señal a distorsión. Considérese un proceso de mensaje $X(t)$ que es estacionario en un amplio

sentido, pero, no es estrictamente limitado en frecuencia. Para una velocidad de muestreo f_m se tiene:

$$S_x(f) \neq 0 \quad |f| > f_m/2 \quad (2.85)$$

donde $S_x(f)$ es la densidad espectral de potencial del proceso. Este proceso puede pasar por un filtro pasa bajos ideal cuya función de transferencia es:

$$H_1(f) = \begin{cases} 1 & |f| < W \\ 0 & |f| > W \end{cases} \quad (2.86)$$

Sea $X_1(t)$ el proceso aleatorio resultante a la salida del filtro pasa-bajos que tiene un ancho de banda de $f_m/2$. Entonces, la densidad espectral de potencia es $S_{X_1}(f)$ de $X_1(f)$ está dada por:

$$S_{X_1}(f) = \begin{cases} S_x(f) & |f| < f_m/2 \\ 0 & |f| \geq f_m/2 \end{cases} \quad (2.87)$$

Si el mismo proceso $X(t)$ pasa por un filtro pasa altos de función de transferencia:

$$H_2(f) = \begin{cases} 0 & |f| < f_m/2 \\ 1 & |f| \geq f_m/2 \end{cases} \quad (2.88)$$

La densidad espectral de potencia del proceso aleatorio resultante a la salida del filtro pasa altos es:

$$S_{X_2}(f) = \begin{cases} 0 & |f| < f_m/2 \\ S_x(f) & |f| \geq f_m/2 \end{cases} \quad (2.89)$$

De acuerdo con las ecuaciones anteriores:

$$\begin{aligned} H_1(f) + H_2(f) &= 1 \quad \forall f \\ \Rightarrow X_1(t) + X_2(t) &= X(t) \quad \forall t \end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow X_n(t) = X(t) - X_1(t) \quad \forall t \quad (2.90)$$

$X_n(t)$ puede considerarse como el error entre el proceso $X(t)$ y el proceso $X'(t)$ (puesto que $X'(t)$ es la reconstrucción de $X(t)$ a partir de sus muestras). Como el valor cuadrático medio de un proceso estacionario aleatorio es igual al área total bajo la curva de su densidad espectral, se puede decir que el error cuadrático está dado por:

$$\begin{aligned} e &= E [(X'(t) - X(t))^2] \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_{X_n}(f) df \\ &= \int_{f_c > f_s/2} S_X(f) df \end{aligned} \quad (2.91)$$

La potencia total (en valor cuadrático medio) del proceso $X(t)$ es:

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} S_X(f) df \quad (2.92)$$

La relación señal a distorsión SDR está dada por el cociente:

$$SDR = e / P \quad (2.93)$$

En la práctica hay que tener cuidado al aplicar el teorema de muestreo, puesto que no se puede considerar ciegamente a la frecuencia de corte de 3 dB f_c como la extensión del ancho de banda de una señal. Causando un error de alias grave. Este error puede reducirse al acelerar la caída espectral más allá

de f_0 , con lo cual la velocidad de muestreo puede acercarse a la de Nyquist por la derecha, reduciendo así el alias.

3. Sistemas de muestreo de imagen. En un sistema de muestreo físico de imagen, el arreglo de muestreo será de extensión finita, los pulsos de muestreo serán de ancho finito y la imagen puede ser submuestreada. Las consecuencias del muestreo no ideal se dan a continuación.

a. Efectos del pulso de muestreo. Con lo que se asumió con anterioridad, la función de muestreo de imagen está dada por:

$$f_p(x,y) = f_r(x,y)s(x,y) \quad (2.94)$$

donde el arreglo de muestreo es:

$$s(x,y) = \sum_j \sum_k p(x-j\delta x, y-k\delta y) \quad (2.95)$$

y está compuesto de $(2J+1)(2K+1)$ pulsos idénticos $p(x,y)$ arreglados en una rejilla de espaciado $\delta x, \delta y$. Los límites simétricos de la sumatoria se eligen para simplificar la notación. Los pulsos de muestreo son formados de tal modo que:

$$\iint_{-\infty}^{\infty} p(x,y) dx dy = 1 \quad (2.96)$$

Para propósito de análisis, la función de muestreo puede asumirse que es generada por un arreglo finito de funciones de Dirac $d_r(x,y)$ que pasa por un filtro lineal con repuesta

impulsiva $p(x,y)$ Entonces:

$$s(x,y) = d_T(x,y) \otimes p(x,y) \quad (2.97)$$

donde

$$d_T(x,y) = \sum_j \sum_k \delta(x-j\delta x, y-k\delta y) \quad (2.98)$$

El espectro de la función de imagen está dado por:

$$F_P(w_x, w_y) = \frac{1}{4\pi^2} F_T(w_x, w_y) \otimes [D_T(w_x, w_y) P(w_x, w_y)] \quad (2.99)$$

donde $P(w_x, w_y)$ es la transformada de Fourier de $P(x,y)$ La transformada de Fourier del arreglo de funciones truncadas es:

$$D_T(w_x, w_y) = \frac{\sin [w_x (J+0.5) \delta x]}{\sin(w_x \delta x/2)} \frac{\sin [w_y (K+0.5) \delta y]}{\sin(w_y \delta y/2)} \quad (2.100)$$

Según crecen J y K , la ecuación (2.100) tiende a un arreglo de funciones delta de Dirac.

En un sistema de reconstrucción de imagen, la imagen es reconstruida por interpolación de sus muestras. Las señales de interpolación ideal, tales como las funciones sinc y de Bessel, generalmente, se extienden sobre el campo de imagen, entero. Si el arreglo de muestreo es truncado, la imagen de reconstrucción estará errónea cerca de su límite, debido a que las colas de las señales de interpolación estarán truncadas en la vecindad del límite. Sin embargo, el error es, usualmente, desdeñable a una distancia de 8 a 10 muestras de Nyquist a

partir del límite de la imagen.

b. Efectos de Alias. Con tal de lograr una perfecta reconstrucción de imagen en un sistema de imagen muestreada, es necesario limitar en ancho de banda a la imagen que se ha de muestrear, muestrear espacialmente a la imagen a una velocidad de Nyquist o mayor e interpolar, propiamente, a la imagen muestreada.

En el caso en que ocurra traslape al submuestrear, aparecen componentes espurias de frecuencia en la reconstrucción. Este es el efecto del error de alias. El submuestreo espacial de la imagen crea componentes artificiales de baja frecuencia en la reconstrucción. En el campo de la óptica a los errores de alias se les conoce como patrones de Moiré.

La descripción espectral es:

$$F_0(w_x, w_y) = \frac{1}{\delta x \delta y} [F_r(w_x, w_y) + F_0(w_x, w_y)] \quad (2.101)$$

donde $F_r(w_x, w_y)$ representa el espectro espacial de la imagen original muestreada con un periodo de $(\delta x, \delta y)$ El término:

$$F_0(w_x, w_y) = \sum_{\substack{j \\ j \neq 0}} \sum_{\substack{k \\ k \neq 0}} F_r(w_x - jw_{x_0}, w_y - kw_{y_0}) \quad (2.102)$$

describe el espectro de los componentes de elevado orden de la imagen muestreada repetida en frecuencia espacial por $w_{x\pi}=2\pi/\delta x$ y $w_{y\pi}=2\pi/\delta y$. Si no hay traslape espectral, se puede obtener la interpolación óptima de los componentes de la imagen muestreada al pasarla por un filtro pasa bajos definido como:

$$R(w_x, w_y) = \begin{cases} K & \text{para } |w_x| \leq w_{x\pi}/2 \text{ y } |w_y| \leq w_{y\pi}/2 \\ 0 & \text{para cualquier otro } w_x, w_y \end{cases} \quad (2.103)$$

donde K es la constante de escala. Al aplicar esta estrategia de interpolación a una imagen submuestreada, lleva a una imagen reconstruida dada por:

$$f_R(x, y) = f_I(x, y) + a(x, y) \quad (2.104)$$

donde

$$a(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-w_{x\pi}/2}^{w_{x\pi}/2} \int_{-w_{y\pi}/2}^{w_{y\pi}/2} F_Q(w_x, w_y) \exp\{i[w_x x + w_y y]\} dx dy \quad (2.105)$$

representa la señal parásita en la imagen reconstruida, debido al error de alias. El factor K ha absorbido los factores de escala de amplitud. En la figura 2.7 aparece una imagen reconstruida con su error de alias, en el dominio de la frecuencia.

Espectro de imagen reconstruida

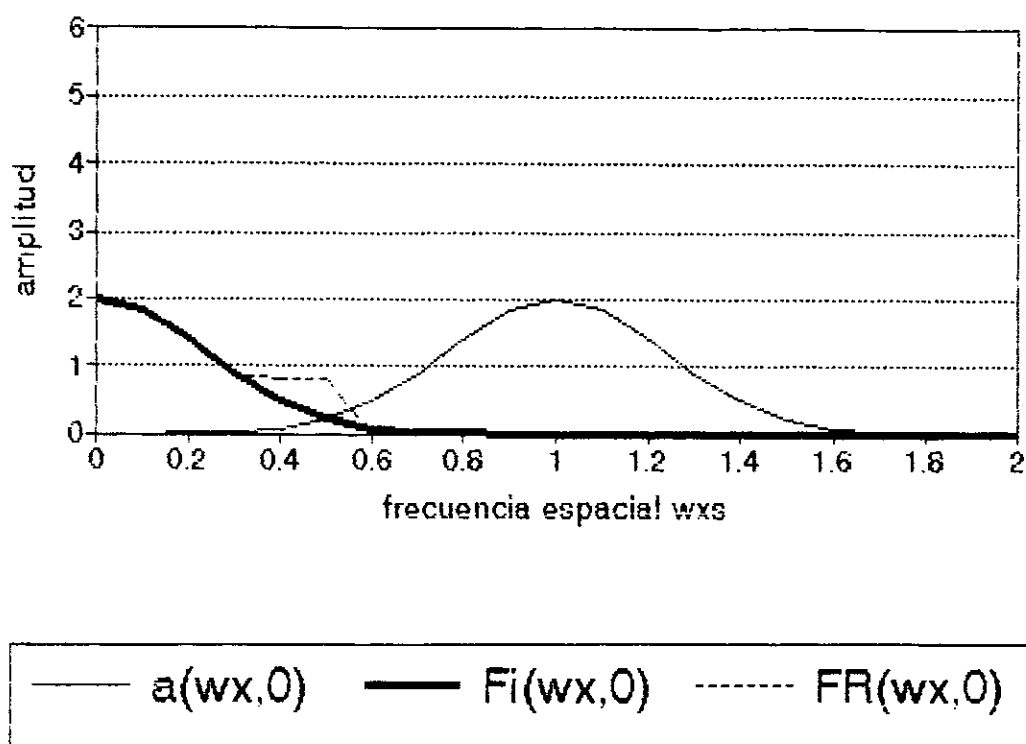


Figura 2.7. Espectro de la imagen reconstruida.

En esta figura se presenta el modelo cuantitativo de los efectos del alias para el simple caso en que $w_y = 0$. En este modelo se asume que la imagen ideal $f_i(x, y)$ es una muestra de un proceso aleatorio bidimensional con una densidad espectral de potencia conocida, $F(w_x, w_y)$. La imagen ideal es filtrada, linealmente, por un filtro espacial de premuestreo con una función de transferencia $H(w_x, w_y)$. Este es un filtro pasa bajos con una atenuación suave en las altas frecuencias.

La imagen muestreada es, entonces, espacialmente, filtrada por una función delta de Dirac con una resolución δx , δy . Seguido a esto, un filtro de reconstrucción interpola las muestras de la imagen y produce una réplica de la imagen ideal. La densidad espectral de potencia a la salida del filtro de premuestreo será:

$$W_{F_D}(w_x, w_y) = |H(w_x, w_y)|^2 W_{F_I}(w_x, w_y) \quad (2.106)$$

y el espectro de Fourier de la imagen muestreada es:

$$W_{F_D}(w_x, w_y) = \sum_j \sum_k W_{F_D}(w_x - jw_{x_s}, w_y - kw_{y_s}) \quad (2.107)$$

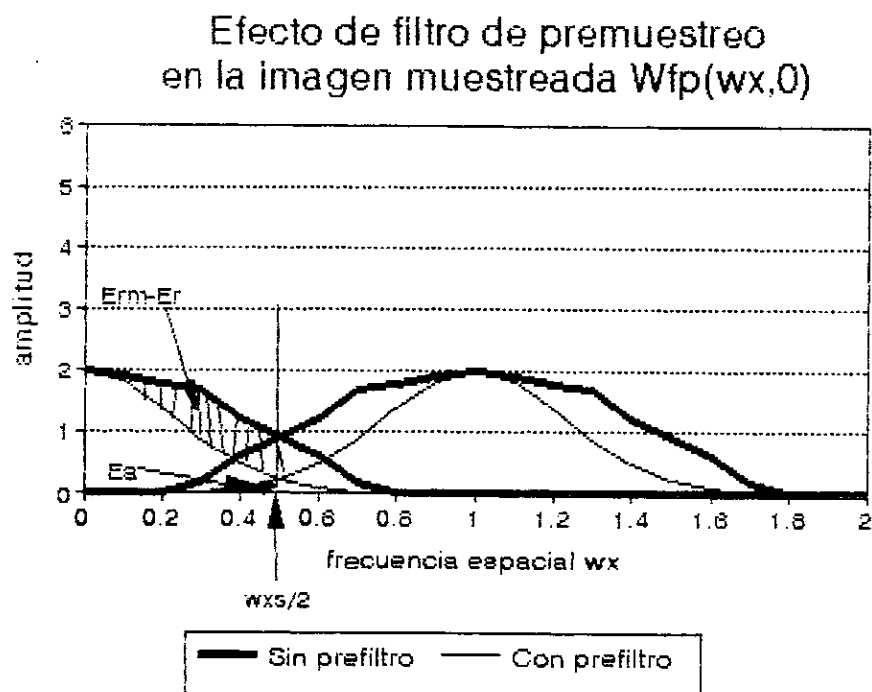


Figura 2.8. Densidad espectral de potencia y efecto alias.

La figura 2.8 muestra la densidad espectral de potencia y el traslape del alias de densidad espectral con filtrado (líneas inferiores en la gráfica) y sin filtrado de premuestreado pasa bajo (líneas superiores en la gráfica). El área ashurada entre las dos funciones corresponde a $E_{RM}-E_R$ y el área inferior oscura entre el eje de ordenadas y la función con prefiltrado corresponde a E_R . El punto de intersección de las gráficas corresponde a $w_{x\pi}/2$.

Es deseable aislar el efecto de submuestreado del efecto de reconstrucción impropia. Por consiguiente, se asume para este análisis que el filtro de reconstrucción es un filtro óptimo. La energía que pasa por dicho filtro para $j=k=0$ es entonces:

$$E_R = \int_{-w_{x\pi}/2}^{w_{x\pi}/2} \int_{-w_{y\pi}/2}^{w_{y\pi}/2} \frac{W}{F_I}(w_x, w_y) |H(w_x, w_y)|^2 dw_x dw_y \quad (2.108)$$

Idealmente, el filtro de premuestreo debe ser un filtro de zona pasa bajos con una función de transferencia idéntica a la del filtro de reconstrucción según dado en la ecuación (2.103). En este caso la energía de la imagen muestreada tomará el valor máximo de:

$$E_{RM_{\max}} = \int_{-w_{x\pi}/2}^{w_{x\pi}/2} \int_{-w_{y\pi}/2}^{w_{y\pi}/2} \frac{W}{F_I}(w_x, w_y) dw_x dw_y \quad (2.109)$$

La degradación de resolución de la imagen que resulta del filtro de premuestreo puede medirse por el cociente:

$$E_R = \frac{E_{RM_{\max}} - E_R}{E_{RM_{\max}}} \quad (2.110)$$

El error de alias en un sistema de muestreo de imagen es, generalmente, medido en términos de la energía, a partir de bandas laterales de orden superior, que caen fuera del filtro de reconstrucción. Asíumase, por simplicidad, que la velocidad de muestreo es suficiente como para que el traslape espectral a partir del espectro centrado en $(\pm jw_{x_0}/2, \pm kw_{y_0}/2)$ sea desdeñable para $j \geq 2$ y $k \geq 2$. La energía total del error de alias, será:

$$E_A = E_0 - E_R \quad (2.111)$$

donde

$$E_0 = \iint_{-\infty}^{\infty} W(w_x, w_y) |H(w_x, w_y)|^2 dw_x dw_y \quad (2.112)$$

es la energía de la salida del filtro de premuestreo. El error de alias está definido como:

$$E_A = E_A / E_0 \quad (2.113)$$

El error de alias puede reducirse al atenuar altas frecuencias de $f_r(x, y)$ con el filtro de prefiltrado. Sin embargo, cualquier atenuación dentro de la banda pasante del filtro de reconstrucción representa una pérdida de resolución de la imagen muestreada.

La forma más sencilla para filtrar espacialmente una imagen formada por luz incoherente es pasar la imagen a través de lentes con abertura restringida. El filtrado espacial puede lograrse al controlar el grado de desenfoque de la lente. Aún la lente enfocada lo más perfectamente posible produce que la imagen esté algo empañada debido a los límites de difracción de la abertura. La función de transferencia de una lente circular de diámetro d es:

$$H(w) = (2/\pi) [\cos^{-1}(w/w_0) - (w/w_0) \sqrt{1-(w/w_0)^2}] \quad (2.114)$$

para $0 \leq w \leq w_0$ y $H(w)=0$ para $|w| > w_0$ con $w_0 = \pi d/R$ y R es la distancia del lente al plano focal. Como muestrear con un pulso finito es equivalente a muestrear idealmente una imagen que ha pasado por un filtro espacial, el pulso de muestreo puede utilizarse para realizar el filtrado de premuestreo. La forma de pulso más común es la del pulso rectangular:

$$P(x,y) = \begin{cases} 1/T^2 & |x,y| \leq T/2 \\ 0 & |x,y| > T/2 \end{cases} \quad (2.115)$$

Su función de transferencia será:

$$P(w_x, w_y) = \frac{\sin(w_x T/2)}{(w_x T/2)} \frac{\sin(w_y T/2)}{(w_y T/2)} \quad (2.116)$$

El tubo de rayos catódicos del monitor produce manchas con una forma Gaussiana bidimensional:

$$P(x,y) = (1/2\pi\sigma^2) \exp[-(x^2 + y^2)/2\sigma^2] \quad (2.117)$$

Del análisis de estos tipos de filtros se deduce que se obtienen, aproximadamente, los mismos resultados para una mancha cuadrada y una Gaussiana, sin embargo, se observa que las lentes de difracción limitada tienen una mayor pérdida de resolución para el mismo nivel de error de alias (una lente desenfocada proveerá resultados aún peores).

4. Sistemas de reconstrucción de imagen. En lo que se expuso se establecieron las condiciones para reconstruir, exactamente, una imagen: la imagen original debe ser muestreada a una velocidad de, por lo menos, dos veces su frecuencia espacial mayor y el filtro de reconstrucción o su interpolador equivalente, debe ser diseñado para pasar las componentes espectrales en $j=0$, $k=0$ sin distorsión y rechazar todo el espectro para $j,k \neq 0$. En los equipos de reconstrucción de imagen, estas condiciones no se pueden llevar a cabo exactamente.

a. Técnicas de implementación. En la mayoría de los sistemas de procesamiento de imagen, las muestras eléctricas de imagen son secuencialmente entregadas por el procesador en forma de enrejado de barrido. Una imagen continua es generada a partir de estas muestras eléctricas al dirigir un dispositivo de despliegue óptico tal como el CRT o un grabador fotográfico.

En un sistema incoherente de reconstrucción óptica de imagen se usan pequeños puntos de luz en un enrejado de barrido en el CRT, con la intensidad de cada punto proporcional a la amplitud de la muestra de imagen. Las funciones de transferencia óptima con una perfecta banda pasante plana sobre el espectro de imagen y un corte abrupto, fuera del espectro de la imagen, son imposibles de implementar físicamente.

El medio más común de reconstruir una imagen es usar técnicas electroópticas. Por ejemplo, se puede reconstruir una imagen al desenfocar un poco el punto de escritura del haz electrónico del CRT. Sin embargo, se presenta el problema de controlar el ancho del haz, sobre todo, el campo de imagen. Generalmente, se usa como ancho del punto de escritura, el ancho del espacio de muestra para, así, llenar toda la imagen. La interpolación resultante es simple de realizar pero no es óptima. Si un pequeño punto de escritura puede lograrse en el CRT, entonces, es posible, aproximadamente sintetizar cualquier interpolación deseada al barrer también entre las muestras (proceso conocido como subscanning).

b. Funciones de Interpolación. La función sinc provee una reconstrucción exacta, pero, no puede ser generada exactamente por un sistema de filtrado óptico incoherente. Es posible, de una forma aproximada, generar la

función sinc al truncarla y realizar el barrido entre muestras (subscanning). La función de interpolación más sencilla entre las funciones bidimensionales, ortogonalmente separables, es la función pulso cuadrado que genera una interpolación de orden cero de las muestras. La función triángulo genera una interpolación de primer orden con señales de forma triangular de interpolación. Esta función puede considerarse como la convolución de la función pulso cuadrado consigo misma. La convolución de la función triángulo con la pulso cuadrado genera una señal de interpolación de forma de campana definida como:

$$r_2(x,y) = \begin{cases} 0.5(x+1.5)^2 & -1.5 \leq x \leq -0.5 \\ 0.75 - x^2 & -0.5 \leq x \leq 0.5 \\ 0.5(x-1.5)^2 & 0.5 \leq x \leq 1.5 \end{cases} \quad (2.118)$$

Este proceso, rápidamente, converge a una señal de forma Gaussiana.

Como se mencionó con anterioridad, la función sinc puede aproximarse al truncar sus colas. Típicamente, esto se hace sobre un intervalo de cuatro muestras. El problema con esta aproximación es que la discontinuidad en las colas de la señal lleva a la generación de ondulaciones en amplitud de la función de reconstrucción. Este problema puede solucionarse al generar una función cúbica de interpolación, que fuerza a la señal a ser nula en los extremos. Esta función está

definida como:

$$r_c = \begin{cases} (a+2)|x|^3 - (a+3)|x|^2 + 1 & a \leq |x| \leq 1 \\ a|x|^3 - 8a|x|^2 - 4a & 1 \leq |x| \leq 2 \end{cases}$$

(2.119)

R.G. Keys propuso $a=-0.5$ con lo cual se provee de una función de interpolación que se aproxima a la imagen no muestreada en la medida de lo más cercano posible que puede una expansión en series de potencias.

c. Efecto de filtros imperfectos de reconstrucción.

Asumiendo que la entrada al sistema de reconstrucción de imagen está compuesta de muestras de una imagen ideal obtenida al muestrear con un arreglo finito de muestras de Dirac a una velocidad de Nyquist, la imagen reconstruida es:

$$f_e(x,y) = \sum_j \sum_k f_r(j\delta x, k\delta y) r(x-j\delta x, y-k\delta y)$$

(2.120)

donde $r(x,y)$ es la función de interpolación bidimensional del sistema de reconstrucción. Idealmente, la imagen reconstruida será la réplica exacta de la imagen ideal:

$$f(x,y) = \sum_j \sum_k f_r(j\delta x, k\delta y) r(x-j\delta x, y-k\delta y)$$

(2.121)

donde $r(x,y)$ representa una función de interpolación óptima. El error de reconstrucción sobre los límites de la imagen muestreada es entonces:

$$E_D(x,y) = \sum_j \sum_k f_r(j\delta x, k\delta y) [r(x-j\delta x, y-k\delta y) - r_r(x-j\delta x, y-k\delta y)] \quad (2.122)$$

Hay dos contribuciones al error de reconstrucción: primero, la función del sistema físico de interpolación $r(x,y)$ puede diferir de la función ideal de interpolación $r_r(x,y)$ y, segundo, los límites finitos de la reconstrucción misma, que causan el truncado de las funciones de interpolación en los límites. En muchos sistemas de muestreo, los errores de borde en la reconstrucción son ignorados, debido a que el error, generalmente, es desdeñable a distancias de algunas muestras del borde. La utilización de funciones de interpolación no ideales, conduce a una pérdida potencial de la resolución de la imagen y a la introducción de artefactos de alta frecuencia.

El efecto de un filtro de reconstrucción imperfecto puede ser convenientemente analizado al examinar el espectro de frecuencia de la imagen reconstruida.

Un filtro imperfecto puede atenuar las componentes espectrales en el espectro de orden cero, causando una pérdida de la resolución de la imagen y puede también permitir que contribuyan componentes espectrales que provocarán distorsión en la restauración.

La pérdida de resolución resultante del uso de una función de reconstrucción no ideal puede especificarse como:

$$E_R = (E_{RM} - E_R) / E_{RM} \quad (2.123)$$

donde

$$E_R = \int_{-w_{x0}/2}^{w_{x0}/2} \int_{-w_{y0}/2}^{w_{y0}/2} \frac{W}{F_I}(w_x, w_y) |R(w_x, w_y)|^2 dw_x dw_y \quad (2.124)$$

es la energía de imagen de interpolación en los límites de la banda de Nyquist, y

$$E_{RM} = \int_{-w_{x0}/2}^{w_{x0}/2} \int_{-w_{y0}/2}^{w_{y0}/2} \frac{W}{F_I}(w_x, w_y) dw_x dw_y \quad (2.125)$$

es la energía de la imagen ideal de interpolación. El error de interpolación atribuible a los artefactos de alta frecuencia espacial puede definirse como:

$$E_H = E_H / E_T \quad (2.126)$$

donde

$$E_T = \iint_{-\infty}^{\infty} \frac{W}{F_I}(w_x, w_y) |R(w_x, w_y)|^2 dw_x dw_y \quad (2.127)$$

es la energía de la imagen de interpolación y

$$E_H = E_T - E_R \quad (2.128)$$

es la porción de la energía de la imagen de interpolación que se localiza fuera de los límites de la banda de Nyquist.

El error de resolución se incrementa con el número de convoluciones de las funciones de interpolación, mientras que los errores de interpolación decrecen con el número de

convoluciones, aunque la magnitud del error de resolución es mucho mayor que la del error de interpolación, por lo que, no puede decirse que exista una compensación entre ambos errores.

1. Reconstrucción de un mensaje unidimensional a partir de sus muestras.

Por un proceso de mensaje se entiende un conjunto de señales de mensaje, cada una representando la realización del proceso.

Considérese un proceso de mensaje estacionario $X(t)$ cuya función de autocorrelación es $R_x(\tau)$ y la densidad espectral de potencia $S_x(f)$ con la condición:

$$S_x(f) = 0 \quad |f| \geq W \quad (2.129)$$

Denotando por $X'(t)$ al proceso reconstruido, basado en la secuencia infinita de muestras se tiene que según (2.38):

$$X'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(n/2W) \operatorname{sinc}(2Wt - n) \quad (2.130)$$

donde $X(n/2W)$ es la variable aleatoria obtenida al muestrear u observar el proceso de mensaje $X(t)$ en el instante $t=n/2W$. El valor medio cuadrático del error entre el mensaje de proceso original $X(t)$ y el reconstruido $X'(t)$ es:

$$e = E[X^2(t)] - 2E[X(t)X'(t)] + E[X'^2(t)] \quad (2.131)$$

El primer término de esta ecuación es el valor medio cuadrático de $X(t)$ que es igual a $R_x(0)$.

El segundo término será:

$$E[X(t)X'^2(t)] = E\left(X(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(n/2W) \operatorname{sinc}(2Wt - n)\right) \quad (2.132)$$

Para un proceso estacionario, la esperanza $E[X(t)X'(t)]$ es independiente del tiempo, por lo que al hacer $t=0$ y sabiendo que la autocorrelación es independiente del signo del argumento,

$$E[X(t)X'(t)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_x(n/2W) \operatorname{sinc}(-n) \quad (2.133)$$

El término $R_x(n/2W)$ representa una muestra de la función de autocorrelación $R_x(\tau)$ en $\tau=n/2W$. Ahora bien, como la densidad espectral de potencia está acotada o equivalentemente la transformada de Fourier de $R_x(\tau)$ es nula para $|f|>W$, se puede representar a $R_x(\tau)$ en función de sus muestras tomadas cada $\tau=n/2W$ dando:

$$R_x(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_x(n/2W) \operatorname{sinc}(2Wt - n) \quad (2.134)$$

según esto (2.133) es igual a $R_x(0)$. Para el tercer término se tendrá que:

$$\begin{aligned} E[X'^2(t)] &= \\ E \left[\sum_n X(n/2W) \operatorname{sinc}(2Wt-n) \sum_k X(k/2W) \operatorname{sinc}(2Wt-k) \right] &= \\ = E \left[\sum_n \operatorname{sinc}(2Wt-n) \sum_k X(n/2W) X(k/2W) \operatorname{sinc}(2Wt-k) \right] &= \\ = \sum_n \operatorname{sinc}(2Wt-n) \sum_k E(X(n/2W) X(k/2W)) \operatorname{sinc}(2Wt-k) &= \\ = \sum_n \operatorname{sinc}(2Wt-n) \sum_k R_x((n-k)/2W) \operatorname{sinc}(2Wt-k) & \end{aligned} \quad (2.135)$$

Según (2.134) para $\tau=t-(n/2W)$

$$\begin{aligned} E[X'^2(t)] &= \sum_n R_{xx}(t - (n/2W)) \operatorname{sinc}(2Wt - n) \\ &= R_{xx}(0) \end{aligned} \quad (2.136)$$

Según lo encontrado en los términos anteriores se tendrá que (2.131) es nulo, es decir:

$$e=0 \quad (2.137)$$

Se puede, a partir de esto, enunciar el teorema de muestreo para procesos de mensaje como sigue: si un proceso de mensaje estacionario no contiene frecuencias superiores a W Hertz, puede ser reconstruido a partir de sus muestras en una secuencia de puntos espaciados $1/2W$ segundos con un valor medio cuadrático de error nulo. De este modo el proceso reconstruido es igual al original en un sentido de media cuadrática.

J. Procedimiento de muestreo.

De acuerdo con lo anterior se deben tomar dos medidas correctivas para muestrear una señal cuyo espectro no esté estrictamente limitado en frecuencia.

- Antes del muestreo se debe utilizar un filtro prealias de alto orden para, así, atenuar las componentes de alta frecuencia que no contribuyen, significativamente, al contenido de información de la señal:

- La señal de salida del filtro es muestreada a una velocidad un poco mayor que la de Nyquist, considerando como cota espectral de muestreo, la frecuencia de corte del filtro del punto anterior y no la frecuencia del espectro de la señal:

La ventaja de muestrear a una velocidad mayor que la de Nyquist es que permite diseñar un filtro de reconstrucción más simple ya que aparecen lagunas de ancho $f_s - 2W$ llamadas banda de guarda, entre las réplicas de $G(f)$ la señal original. El filtro de reconstrucción tendrá un ancho de banda de W Hertz y una caída gradual entre este valor y $f_s - 2W$ reduciendo así el alias.

K. Componentes espaciales y temporales de la señal video.

1. Dimensiones de la señal video. Las imágenes captadas por una cámara de televisión son muestreadas en espacio y en tiempo. La estructura lineal representa el muestreo en el eje vertical. La estructura pixel por pixel da el muestreo horizontal. Este proceso de muestreo perpendicular proporciona el análisis espacial. Las repeticiones de campo y cuadro proporcionan el muestreo temporal de la imagen.

Dos de las dimensiones son divididas en intervalos específicos: la distancia vertical entre los centros de las líneas de barrido y el tiempo ocupado por cada campo barrido. La tercera dimensión en la operación analógica del sistema, no está dividida, por lo que, el barrido de los pixeles es un proceso continuo.

Los intervalos en las dimensiones verticales y campo-temporales son el resultado del muestreo de distancia y tiempo. El límite de Nyquist que se aplica para procesos de muestreo debe ser observado en el procesamiento de la señal que resulta de la repetición de las líneas y campos barridos.

La naturaleza tridimensional de la señal video requiere que sea representada como una figura sólida, conocida como volumen de Nyquist. Se muestra como ejemplo el barrido progresivo y entrelazado de la luminancia en la figura 2.9.

La sección transversal de este volumen está acotada por las frecuencias máximas a las cuales la información temporal y vertical puede ser transmitida, mientras que las dimensiones en largo están acotadas por la frecuencia máxima a la cual los píxeles pueden ser barridos.

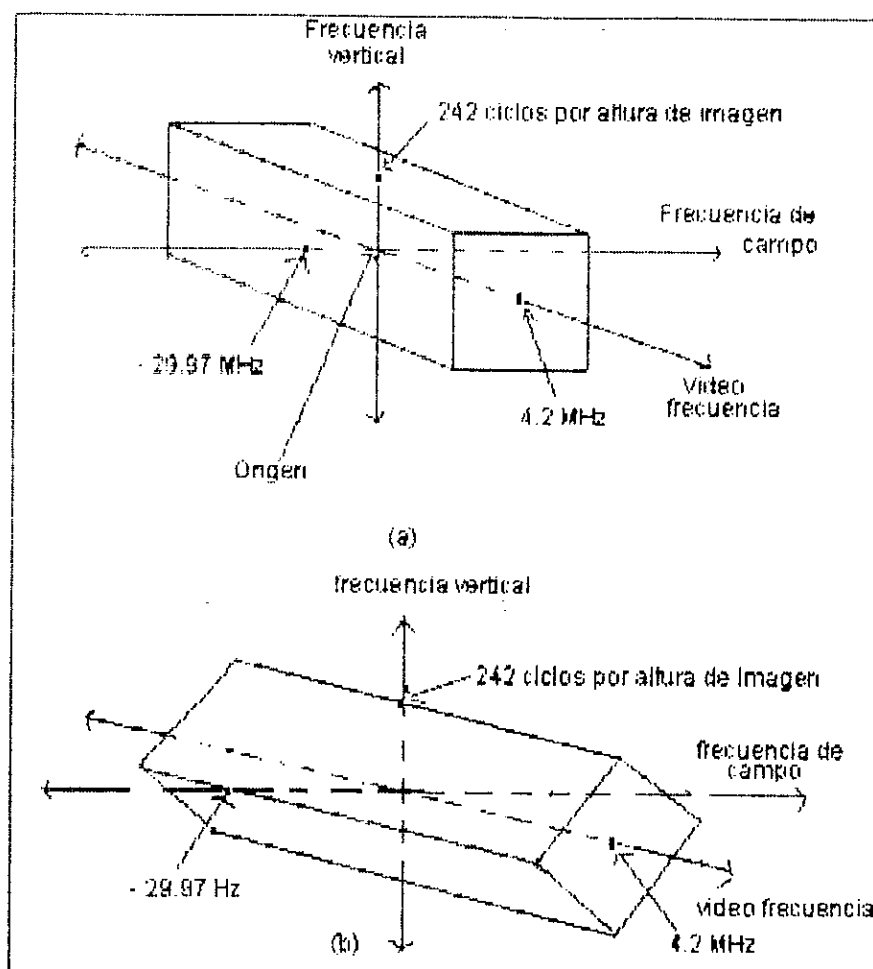


Figura 2.9. Volúmenes de Nyquist para señal Y para barrido progresivo a) y para entrelazado b).

Dentro del volumen de Nyquist residen todas las frecuencias permitidas en el canal de luminancia. El estudio

del contenido del volumen revela qué frecuencias están ocupadas por un formato dado de señal. donde las señales adicionales de información pueden sumarse. la extensión de la interferencia es generada y donde se puede crear espacio vacío por filtrado para reducir o eliminar el entrecruce. El análisis espacio-temporal del contenido de la señal ha sido, particularmente, valuable en el diseño de los sistemas de canal simple en el sistema ATV, tales como el ACTV-1.

2. Dimensiones del volumen de Nyquist. Para determinar las dimensiones específicas y contenidos del volumen de Nyquist, es apropiado primero examinar su sección transversal. Esto puede hacerse en dos pasos. El primero representa los intervalos entre muestras. Los intervalos en la figura 2.10 son las separaciones entre centros, entre líneas, en las dimensiones verticales de la imagen, que se muestran en el eje vertical y los intervalos temporales entre campos se muestran en el eje horizontal. En esta figura se muestra el caso de barrido progresivo, en donde las líneas son adyacentes. Considerando el número de líneas activas como 484 (Sistema NTSC) el espaciado entre líneas es de $1/484$ de la altura de la imagen. El intervalo entre campos en NTSC es de $1/59.94$ s.

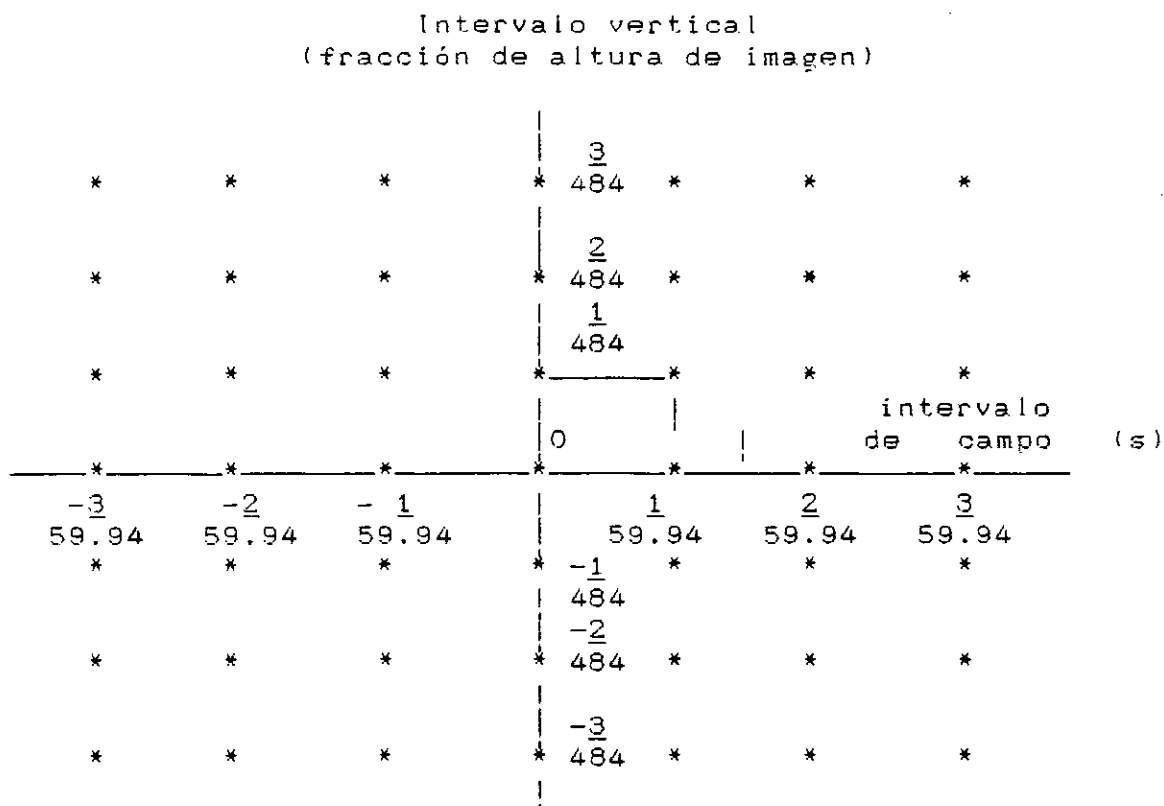


Figura 2.10. Intervalos de muestreo en los ejes de imagen vertical y tiempo de campo para barrido progresivo.

Los ejes representan la progresión indefinida de los barridos de línea y de campo, con una posición y un momento elegido como el origen. La figura está cubierta por un número indefinido de puntos separados donde la distancia y el tiempo coinciden. Se debe hacer notar que intervalos sucesivos de $1/484$ de la altura de la imagen y $1/59.94$ s encuadran la figura rectangular mostrada y que el área de la figura está cubierta sin lagunas por estos rectángulos.

Cuando se trata de barrido entrelazado, aparece un arreglo distinto. Como solamente la mitad de los intervalos de línea

están ocupados en la figura, solamente se encuentran puntos alternos y la figura que conecta los intervalos adyacentes tiene forma de diamante (ver figura 2.11).

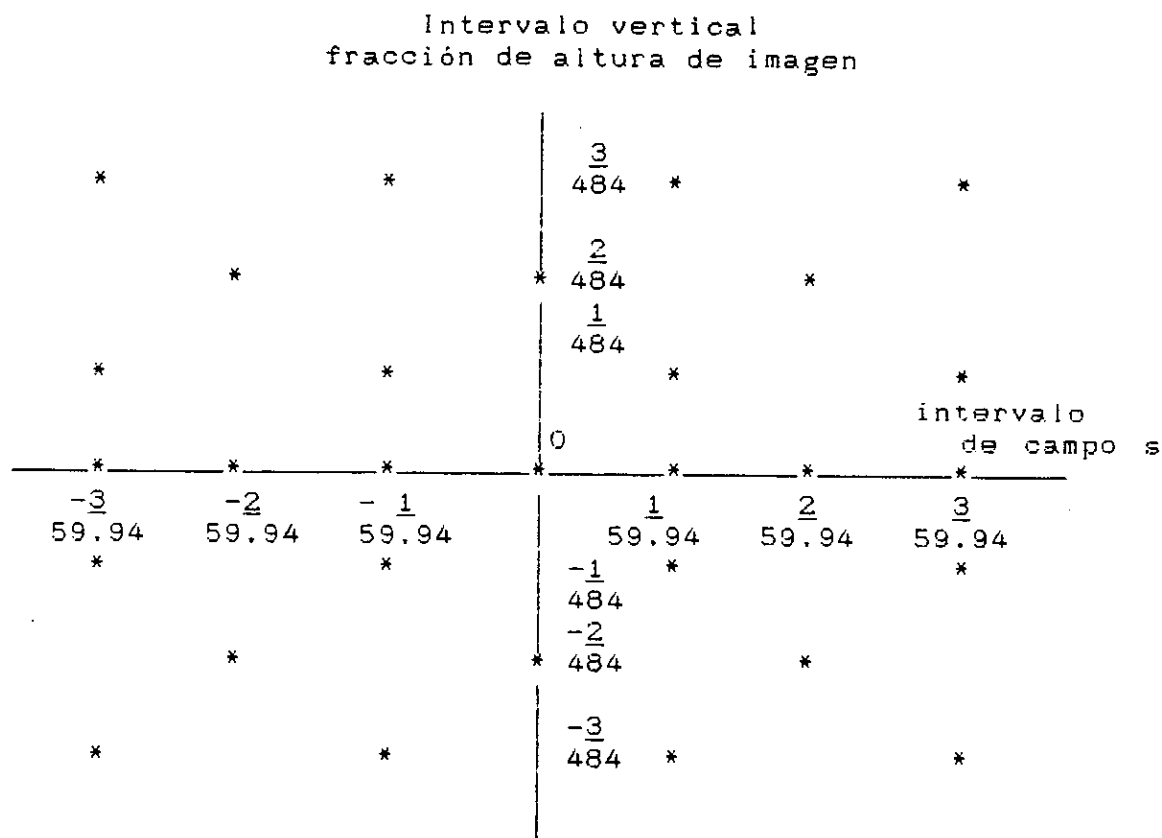


Figura 2.11. Intervalos de muestreo en los ejes de imagen vertical y tiempo de campo para barrido entrelazado.

Para convertir los intervalos de distancia, versus tiempo a las correspondientes velocidades de muestreo, el número de ejes es invertido. Así, $1/484$ de la altura de la imagen se convierte en 484 ciclos por altura de imagen (c/ph) y $1/59.94$ s se convierte en 59.94 Hz. En la figura 2.12a. se muestran los valores invertidos sobre las regiones rectangulares limitadas por ± 484 c/ph y ± 59.94 Hz. Estas son las

velocidades de muestreo para barrido progresivo. Las frecuencias máximas para líneas y campos, bajo el límite de Nyquist, representan la mitad de estos valores, i.e. 242 c/ph y 29.97 Hz, respectivamente.

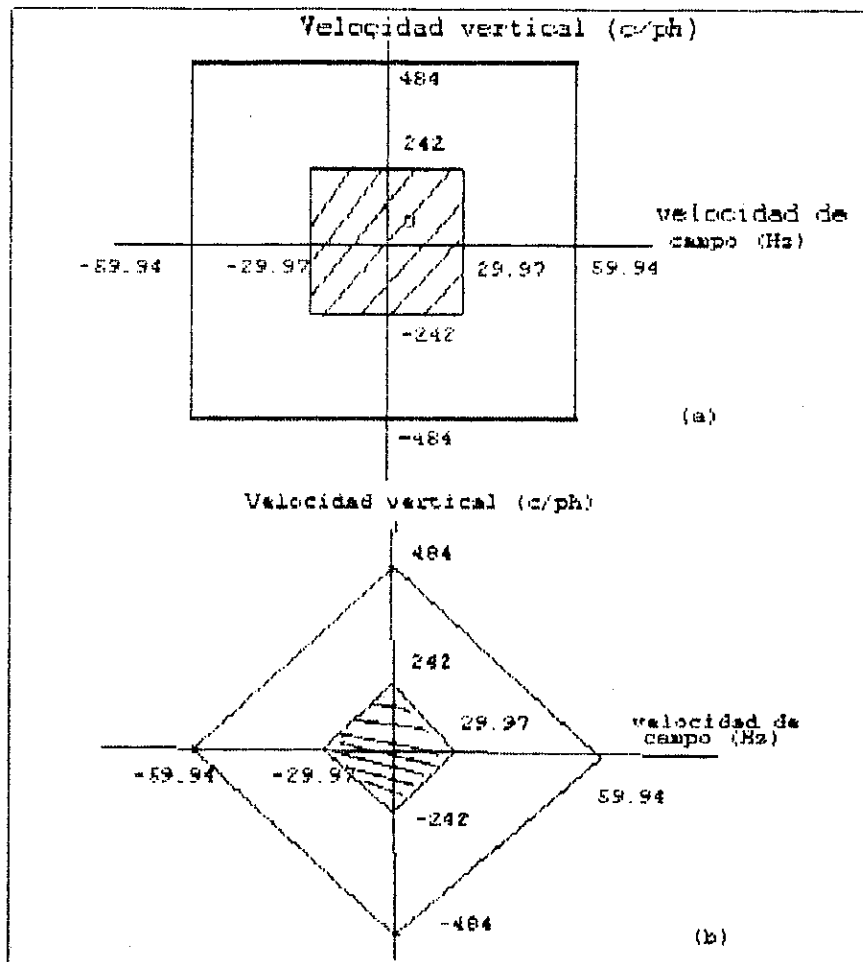


Figura 2.12. Velocidades de muestreo para sistema de barrido progresivo (a) y entrelazado (b).

Estos límites acotan un intervalo en donde todas las frecuencias de las cantidades muestreadas debe residir si se desea evitar el alias. Este rectángulo es la sección

transversal del volumen de Nyquist.

En el caso de barrido entrelazado, la figura toma la forma de diamante. Cuando los límites de Nyquist son aplicados a estos valores, el diamante central (ver figura 2.12b) es el área contenida dentro de ± 241 c/ph y en ± 29.97 Hz. Esta área limita el rango de frecuencias disponible en el barrido entrelazado y es la sección transversal del volumen de Nyquist.

3. Frecuencias significativas en el volumen de Nyquist.

Sobre y dentro del volumen de Nyquist, un número de frecuencias de subportadora y las regiones de bandas laterales pueden identificarse.

Tabla 2.1
Velocidades de muestreo de los sistemas convencionales

Sistemas		Dimensión de vertical	Repetición de imagen
		velocidad de línea (c/ph)	velocidad de campo (Hz)
NTSC	(L)	484	59.94
	(C)	121	14.985
PAL/	(L)	575	50.0
SECAM	(C)	143.75	12.5
NHK	(L)	1080	60
HI-VISION	(C)	270	15

Las dimensiones horizontales se extienden hasta el límite de las videofrecuencias ± 4.2 MHz. La subportadora de color ocupa una rebanada que intersecta el eje horizontal de la figura 2.13 en ± 3.58 MHz. Puesto que la subportadora se repite después de cuatro campos, su velocidad de repetición de campo es de 14.985 Hz, y, su velocidad de repetición se reduce a 121 c/ph. Cuando estos valores se colocan dentro del volumen de Nyquist, la frecuencia de subportadora aparece en la superficie, en las posiciones marcadas por los puntos. Sobre estos puntos como origen, los volúmenes de Nyquist son formados para representar el espacio espectral de crominancia.

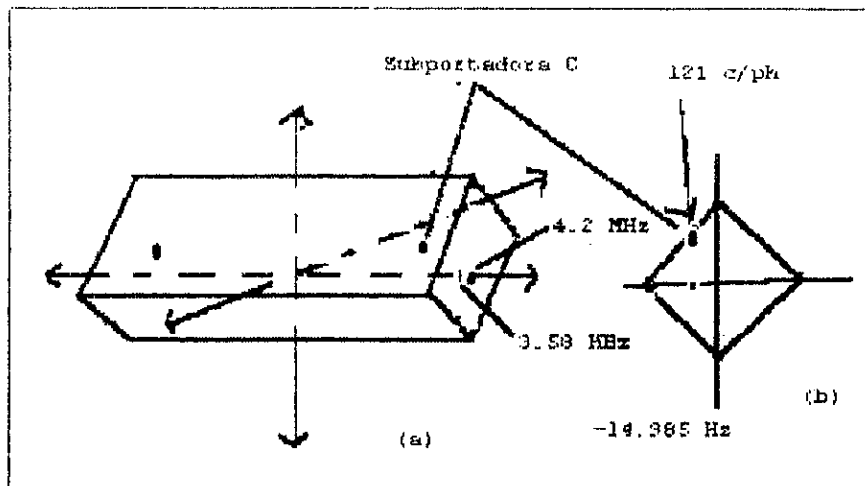


Figura 2.13. Volumen de Nyquist del espacio de señal NTSC (a) localización de la subportadora de crominancia, (b) sección transversal que muestra las componentes de frecuencia de campo y de línea.

Dentro del espacio común a las dos señales (Y y C) ocurre el entrecruce entre las dos señales. Este puede reducirse o

eliminarse, si el espacio común es removido del volumen de luminancia filtrando la señal de luminancia en la fuente y, luego, otra vez, antes de ser visualizada.

La subportadora de 3.58 MHz es una del conjunto de frecuencias que reposan en la superficie del volumen de Nyquist. Estas son múltiplos impares de la mitad de la frecuencia de barrido de línea, subportadoras de fase alterna en sucesivos barridos de cada línea. Uno de estos múltiplos, 455, ubica la subportadora de color en el sistema NTSC.

4. Distinción de señal en el volumen de Nyquist. El

volumen del contenido de frecuencia de una señal no revela cómo las señales pueden de otro modo distinguirse. Para separar o proteger las señales que se encuentran en el espacio de frecuencia, se deben utilizar algunas características o procesos que se basan: en primer lugar, en la amplitud relativa (contenido energético) de las señales en conflicto; en segundo lugar, en los cambios temporales de la posición de la señal, determinado por la modulación utilizada; y, en tercer lugar, en la distribución del espacio espectral al imponer barreras al espectro de la señal por filtrado.

a. Distinción por nivel de energía. La distribución energética entre las frecuencias de señal en televisión depende de cuál sea el tema principal: colores,

luminancias, nitidez en los bordes horizontales, verticales y diagonales; las formas y movimientos de los grandes objetos en la escena. A pesar de esta variedad en las imágenes televisadas, algunas propiedades generales de la concentración energética en las señales de luminancia y crominancia son conocidas y pueden ser utilizadas para definir la importancia relativa de las regiones de frecuencias que ocupan en el volumen de Nyquist.

La concentración energética en luminancia es mayor a bajas frecuencias, donde las grandes formas están definidas. Las altas frecuencias sirven para definir los bordes; por encima de los 2 MHz, la mayor parte de la energía de la señal es de baja amplitud.

La energía en la señal de crominancia es también mayor a bajas frecuencias y es ampliamente removida de la señal Q, para entrar en el estándar NTSC de 0.5 MHz.

Cuando las señales de luminancia y crominancia son combinadas, la elevada energía de la señal C rodea a la subportadora de 3.58 MHz, la cual está superpuesta en la región de baja energía del espectro de luminancia. El crosstalk es suficientemente reducido entre ambas señales pero aún así afecta el funcionamiento de la mayoría de receptores convencionales.

b. Distinción por el método de modulación. Un método ampliamente utilizado que permite la distinción de dos señales que ocupan el mismo espacio espectral es la modulación por cuadratura. Esta se utiliza en la transmisión de la señales Q e I en los receptores convencionales NTSC.

En los sistemas ATV y HDTV la modulación en cuadratura tiene mucho uso. En el sistema ACTV-1 la subportadora PAF de 3.107 MHz está modulada en cuadratura y otra señal auxiliar (la señal de ayuda que restaura los detalles verticales de los objetos móviles) está modulada en cuadratura con la portadora de imagen.

c. Distinción por filtrado. Para hacer espacio a las señales de crominancia y auxiliares, parte del volumen de Nyquist debe ser vaciado al filtrar la señal de luminancia. Las regiones no ocupadas son conocidas como canales. El filtrado puede ser aplicado en tres dimensiones del espacio espectral. Los filtros de una dimensión trabajan a lo largo del eje horizontal, limitando la banda base del espectro de video. Estos filtros son del tipo frecuencia continua (filtro de onda).

Los filtros bidimensionales incluyen también el eje de repetición de campo con una periodicidad de 59.94 Hz (valor NTSC) Esto se logra por medio de un filtro del tipo peine. El filtrado tridimensional agrega el tercer eje, las

dimensiones verticales en ciclos por altura de imagen. Esto también emplea un filtro periódico que cubre el tiempo de barrido de imagen, es decir, un almacenamiento de cuadro (o dos almacenamientos de campo con una capacidad para 262 y 263 líneas, respectivamente)

Los filtros periódicos más utilizados para crear canales en el espacio de Nyquist son del tipo no recursivo con tomas en cada unión entre celdas de retardo. Los filtros bi y tridimensionales incluyen algunas interconexiones entre un gran número de celdas.

Cuando el sistema NTSC de televisión compatible fue desarrollado en principios de 1,950, todas las bases matemáticas y físicas del volumen de Nyquist eran conocidas por los teóricos de las comunicaciones, pero, no por muchos ingenieros de televisión.

L. Aspectos prácticos de muestreo y recuperación de la señal.

En la práctica, el muestreo de una señal analógica es realizado por circuitos transistorizados de conmutación de alta velocidad. A pesar de esto, se requiere un intervalo de tiempo no nulo para realizar la conmutación, con lo cual la señal de muestreo resultante se desvía de la señal de muestreo ideal.

1. Muestras ordinarias de duración finitas. Sea una señal analógica $g(t)$ aplicada a un circuito de conmutación controlado por la función de muestreo $c(t)$ que consiste en una sucesión infinita de pulsos rectangulares de amplitud A , duración T y ocurriendo con período T_s . El proceso de conmutación da como resultado una señal de tipo PAM de frecuencia f_s y duración de cada pulso T . Esta señal $S(t)$ puede expresarse como:

$$S(t) = c(t) g(t)$$

$$= f_s T A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(nf_s T) g(t) \exp(j2\pi n f_s t) \quad (2.138)$$

usando la transformada de Fourier

$$S(f) = f_s T A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(mf_s T) G(f - mf_s) \quad (2.139)$$

El efecto de usar pulsos de muestreo de duración finita es multiplicar el n -ésimo lóbulo del espectro $S(f)$ por $(TA/T_s)\text{sinc}(nf_s T)$. La señal original puede recuperarse

utilizando un filtro ideal pasa bajos de ancho de banda B que varía $W < B < f_s - W$, con lo cual el muestreo con pulsos de duración finita no afecta el proceso de muestreo en sí.

2. Muestras rectangulares. Sea la señal analógica $g(t)$ muestreada a una velocidad de f_s y con una duración de cada muestra de T segundos y sea $s(t)$ la secuencia de pulsos rectangulares generados al muestrear

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) h(t - nT_s) \quad (2.140)$$

con $h(t)$ el pulso rectangular de amplitud unitaria y duración T definido como:

$$h(t) = \text{rect} \left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2} \right) \quad (2.141)$$

La señal discreta al muestrear instantáneamente $g(t)$ es:

$$g_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) \delta(t - nT_s) \quad (2.142)$$

al hacer la convolución entre $g_s(t)$ y $h(t)$ y usar la propiedad de corrimiento de la función delta queda:

$$g_s(t) * h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) h(t - nT_s) = S(t) \quad (2.143)$$

Al sacar transformada de Fourier y saber que:

$$G_s(f) = f_s \sum_{m=-\infty}^{\infty} G(f - mf_s) \quad (2.144)$$

queda:

$$S(t) = f_s \sum_{m=-\infty}^{\infty} G(f - mf_s) H(f) \quad (2.145)$$

Como $g(t)$ es estrictamente limitada en ancho de banda y f_s es mayor que la velocidad de Nyquist, al pasar $s(t)$ por un filtro pasa bajos de reconstrucción, la salida del último es igual a $G(f)H(f)$, lo cual equivale a pasar la señal original por un filtro pasa bajos de función de transferencia $H(f)$ con

$$H(f) = T \operatorname{sinc}(fT) \exp(-j2\pi fT) \quad (2.146)$$

con lo cual se introduce distorsión de amplitud y retraso de $T/2$ a la señal original. A la distorsión de la amplitud originada al alargar las muestras, se le conoce como efecto de apertura y se puede corregir con un ecualizador en cascada con el filtro de reconstrucción cuya respuesta sea la inversa de $H(f)$.

3. Circuitos de muestreo y retención para recuperación de señal. En la práctica, el proceso de muestreo toma la forma de muestreo natural o muestreo rectangular. En ambos casos cada señal muestreada es multiplicada por un factor de escala T/T_s , siendo T la duración del pulso de muestreo y T_s el periodo de muestreo. Por lo general, este cociente es pequeño, por lo cual, la potencia de la señal a la salida del filtro de reconstrucción pasa-bajos es pequeña. Ante esto se debe usar un amplificador; sin embargo, hay otro modo más atractivo para recuperar la señal y es usar circuitos de muestreo y retención. Este consiste en un amplificador de

ganancia unitaria y baja impedancia de salida, un conmutador y un capacitor. Con este circuito, la señal original es transformada a una de peldaños definida como:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT_s) h(t-nT_s) \quad (2.147)$$

$$\text{definiendo } h(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_s \\ 0 & t < 0 \text{ y } t > T_s \end{cases} \quad (2.148)$$

por ende, la transformada de Fourier es:

$$U(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} H(f) G(f - mf_s) \quad (2.149)$$

$$\text{y } H(f) = f_s \operatorname{sinc}(fT_s) \exp(-j2\pi fT_s) \quad (2.150)$$

Para recuperar la señal original $g(t)$ sin distorsión, se requiere de un filtro pasa bajos que elimina componentes superiores a f_s y un ecualizador cuya amplitud sea igual a la inversa de $H(f)$.

M. Cuantificación de imagen.

1. Cuantificación elemento por elemento. La etapa que sigue a la discretización es la cuantificación de los coeficientes de expansión de la señal en una base ortogonal finita dimensional (cuantificación elemento por elemento). Consiste en elegir un segmento de longitud finita en el dominio de valores de los coeficientes, los cuales están subdivididos en un número finito de subintervalos; los pasos de cuantificación y los valores que caen dentro de cada intervalo son indexados con un número simple (el número de intervalo). Durante la restauración de la señal se reemplaza por un valor que es representativo del intervalo dado. Este método de subdividir en intervalos y en valores representativos correspondientes son seleccionados, de tal modo, que se puedan satisfacer los requerimientos de exactitud al representar una señal continua por una señal digital. Por el hecho de que la transformación de una señal continua se realiza en dos etapas, i.e. discretización y cuantificación elemento por elemento, los requerimientos de exactitud para representar señales digitales deben ser formulados separadamente para cada caso.

Sea α_k el k -ésimo coeficiente de la representación discreta de la señal y α_{rk} el valor representativo del intervalo r -ésimo de cuantificación en el dominio de α_k . El

error de cuantificación puede ser caracterizado por el valor:

$$\epsilon_k^r = \alpha_k - \hat{\alpha}_k^r \quad (2.151)$$

Los requerimientos de exactitud de cuantificación son usualmente formulados al imponer restricciones en ϵ_k^r . La forma más general de formular estas restricciones es considerar que α_k y, por ende, ϵ_k^r son aleatorios e introducir una métrica, i.e. una cierta medida $D(\epsilon_k^r)$ que distinga α_k de sus representaciones cuantificadas $\hat{\alpha}_k^r$. Con esto en mente, la exactitud de la representación está caracterizada por la media ponderada de $D(\epsilon_k^r)$ con una distribución de probabilidad $p(\alpha_k)$:

$$Q = \sum_{r=0}^{M-1} \int_{\alpha_k^r}^{\alpha_k^{r+1}} p(\alpha_k) D(\epsilon_k^r) d\alpha_k \quad (2.152)$$

donde $\alpha_k^r, \alpha_k^{r+1}$ son los límites del r -ésimo intervalo de cuantificación y M es el número de intervalos o niveles de cuantificación.

La elección óptima de los intervalos de cuantificación y sus representantes, es la que utiliza un Q mínimo y no excede el valor límite prescrito.

Por lo general, se debe distinguir entre dos tipos de errores de cuantificación: errores de límites que suceden debido a las restricciones en el rango de valores de las variables de cuantificación y errores de cuantificación dentro

del intervalo elegido. En vista de esto es aconsejable formular los requerimientos de exactitud para representar un valor continuo por uno cuantificado, separadamente, para cada error de restricción:

$$Q_{1,b} = \int_{-\infty}^{\alpha_k} p(\alpha_k) D_{1,b}(\epsilon_k) d\alpha_k \quad (2.153)$$

$$Q_{2,b} = \int_{\alpha_{M-1}}^{\infty} p(\alpha_k) D_{2,b}(\epsilon_k) d\alpha_k \quad (2.154)$$

y para los errores de cuantificación dentro del segmento restringido:

$$Q_0 = \sum_{r=1}^{M-2} \int_{\alpha_r}^{\alpha_{r+1}} p(\alpha_k) D_0(\epsilon_k) d\alpha_k \quad (2.155)$$

donde $D_{1,b}(\epsilon)$, $D_{2,b}(\epsilon)$, $D_0(\epsilon)$ son medidas de la diferencia para los errores de restricción y cuantificación dentro de un segmento limitado.

La cuantificación óptima será la que tenga $Q_{1,b}$, $Q_{2,b}$ y Q_0 mínimas y satisfagan las condiciones siguientes:

$$Q_{1b,min} \leq \epsilon_{1b} \quad Q_{2b,min} \leq \epsilon_{2b} \quad Q_{0,min} \leq \epsilon_0 \quad (2.156)$$

donde los ϵ son los valores límites de los errores de restricción y cuantificación.

Al derivar e igualar a cero los valores de Q se obtiene un grupo de ecuaciones en donde si $D_0(\epsilon)$ es una función par, los

bordes de los intervalos de cuantificación deben seleccionarse en el punto medio de los valores representativos correspondientes:

$$\alpha_k^r = (\hat{\alpha}_k^{r-1} + \hat{\alpha}_k^r) / 2 \quad (2.157)$$

Las ecuaciones de las derivadas pueden usarse para encontrar los óptimos α_k^r y $\hat{\alpha}_k^r$ y mínimo M por métodos iterativos. Para encontrar la cuantificación óptima de una señal continua es conveniente simplificar los cálculos para obtener una solución analítica, que pueda ser empleada en dispositivos que convierten la señal analógica en digital.

Sea la integral:

$$Q_r = \int_{\alpha_k^r}^{\alpha_k^{r+1}} p(\alpha_k) D_0(\alpha_k - \hat{\alpha}_k^r) d\alpha_k \quad (2.158)$$

Considerando a la métrica y a la densidad de distribución como funciones suaves y como el número de niveles de cuantificación es suficientemente grande para que el ancho del intervalo de cuantificación sea pequeño, las funciones antes mencionadas pueden expresarse por desarrollo de Taylor de primer orden obteniendo:

$$Q_r \approx p(\hat{\alpha}_k^r) \int_{\alpha_k^r}^{\alpha_k^{r+1}} D_0(\alpha_k - \hat{\alpha}_k^r) d\alpha_k \quad (2.159)$$

$$= 2p(\hat{\alpha}_{k_0}^r) \int_0^{\delta^r} D_0(\epsilon) d\epsilon$$

donde $\delta^r = (\alpha_{k_0}^{r+1} - \alpha_{k_0}^r) / 2$

la integral puede remplazarse por $\bar{D}_0(\delta^r)$ de tal modo que:

$$Q_0 \approx \sum_{r=1}^{M-2} p(\hat{\alpha}_{k_0}^r) \bar{D}_0(\delta^r) (2\delta^r) \quad (2.160)$$

De acuerdo con esto el problema de cuantificación óptima se convierte en un problema de minimizar la suma anterior al dividir el segmento $(\alpha_{k_0}^1, \alpha_{k_0}^{M-1})$ en intervalos $2\delta^r$ ($r=1, 2, \dots, M-2$) de anchura óptima.

Los dispositivos de cuantificación existentes, usualmente, realizan lo que se llama cuantificación uniforme de la señal, i.e. los intervalos de cuantificación son de igual ancho. La cuantificación no uniforme óptima puede lograrse con estos dispositivos si antes de la cuantificación uniforme la señal es sometida a una transformación no lineal (predistorsión) cuya forma es elegida para satisfacer la condición mínima dada por la ecuación (2.160). Sea $w(\alpha_{k_0})$ la función que describía esta transformación que por lo general es una función suave y monotónica, de tal modo que:

$$\delta_0 \approx w'(\hat{\alpha}_{k_0}^r) \delta^r \quad (2.161)$$

donde δ_0 es la mitad del ancho del intervalo de cuantificación

uniforme.

$$\delta_0 = [w(\alpha_{k_1}^{M-1}) - w(\alpha_{k_1}^1)] / 2(M-2) \quad (2.162)$$

entonces, la ecuación (2.160) puede escribirse en la forma:

$$Q_0 = \int p(\alpha_k) D_0 \left(\frac{\delta_0}{w'(\alpha_k)} \right) \quad (2.163)$$

La función que minimiza (2.163) está dada por la ecuación de Euler-Lagrange. La forma de predistorsión óptima depende de la densidad de distribución de la variable cuantificada y de la medida del error de cuantificación.

Al restaurar una señal continua a partir de una cuantificada, un convertidor analógico-digital es utilizado con señales de salida de cuantificación uniforme. Para obtener los valores representativos del intervalo de cuantificación que corresponden a la cuantificación óptima, una señal cuantificada, uniformemente, pasa por un proceso de transformación no lineal. La forma de la función que describe la corrección es cercana a la inversa de la función de predistorsión no lineal utilizada durante la cuantificación. En aplicaciones prácticas de estos resultados, la pregunta principal es la elección de la medida de los errores de cuantificación, i.e. el criterio para la exactitud de cuantificación. Al elegir el criterio de exactitud de cuantificación se debe tener en mente el hecho de que el error de cuantificación es un proceso bidimensional que está, generalmente, hablando, correlacionado con la señal

cuantificada. Así, si el brillo de una imagen es cuantificado, el patrón de ruido de la cuantificación se vuelve similar al patrón de ruido de la imagen y, por consiguiente, puede interferir con la percepción visual, aún cuando las distorsiones de brillo en los elementos de la imagen sean insignificantes. En muchas imágenes se da el caso de grandes extensiones con cambios pequeños de brillo separados unos de otros por bordes donde los cambios de brillo son más nítidos. Durante la cuantificación puede suceder que una extensión sea cuantificada en dos niveles vecinos. Como resultado de esto, durante la restauración de la imagen cuantificada se crea un límite entre dos partes de una extensión que es claramente perceptible por el ojo, puesto que, la visión tiene un nivel muy bajo de detección de contraste si hay grandes extensiones para comparar. Este es el problema de falsos contornos que se encuentran en las imágenes cuantificadas.

Como un ejemplo de cómo se elige la distribución óptima y el número de intervalos de cuantificación, se recurre a lo que es la métrica de umbral.

Sea

$$D_{1B}(\epsilon) = D_{2B}(\epsilon) = 1$$

$$\bar{D}_0(\delta^r) = \begin{cases} 0 & |\delta^r| \leq \delta_{tn}^r \\ 1 & |\delta^r| > \delta_{tn}^r \end{cases} \quad (2.164)$$

Esta métrica corresponde a un criterio de exactitud que requiere que el error de cuantificación sea imperceptible. Para este criterio, la distribución óptima de los intervalos de cuantificación y la elección del número de intervalo es trivial y se reduce a resolver:

$$|\delta^r| = \delta_{th}^r \quad (2.165)$$

Así, el ancho del r -ésimo intervalo de cuantificación debe ser elegido para ser igual a $2\delta_{th}^r$, y el valor representativo del nivel r -ésimo es el valor de α en la mitad del r -ésimo intervalo. Si δ_{th}^r no depende de r se obtiene una escala de cuantificación uniforme. En éste el número de niveles de cuantificación (intervalos) se define como:

$$M_{th} = (\alpha_{max} - \alpha_{min}) / 2\delta_{th} \quad (2.166)$$

En algunos casos prácticos se tiene que

$$\delta_{th}^r = \delta_0 \cdot \alpha^r \quad (2.167)$$

es decir, cuando el valor relativo y no el absoluto del error de cuantificación es limitado. Así, de conformidad con la ley psicofísica de Weber-Fechner, resulta posible describir en una primera aproximación los requerimientos impuestos por el sistema de visión previo a la cuantificación del brillo de la imagen. Según (2.160) se debe someter, no a la variable misma a la cuantificación uniforme sino que a su logaritmo

normalizado:

$$\frac{w(\alpha) - w(\alpha_{\min})}{w(\alpha_{\max}) - w(\alpha_{\min})} = \frac{\ln(\alpha/\alpha_{\min})}{\ln q} \quad (2.168)$$

donde $q = \alpha_{\max}/\alpha_{\min}$

el número de intervalos de cuantificación en esta escala logarítmica debe ser:

$$M = (\ln q) / \delta_\alpha \quad (2.169)$$

Este debe ser hecho en la práctica: antes de la cuantificación uniforme, la señal debe ser sometida a distorsión logarítmica (compresión) los valores de los representantes de los intervalos de cuantificación durante la restauración son también elegidos en la escala uniforme y, luego, la señal sintetizada es expandida.

Las mediciones psicofísicas muestran que en luz normal el umbral de la sensibilidad relativa de contraste de la visión, δ_α , es del orden de 1.5 a 2 %. Los dispositivos existentes de reproducción dan un rango dinámico de brillo del orden de $q \approx 100$. De aquí que el número de intervalos de cuantificación sea $M \approx 230$.

Experimentos directos con brillo cuantificado utilizando equipo de reproducción de imagen de televisión han demostrado que 64 a 128 niveles son suficientes. Este decremento en el número de niveles requeridos es asociado, en parte, con ruido del sensor de la señal video y el equipo reproductor de

imagen.

2. Cuantificación : escalar. En el proceso de cuantificación, la amplitud de la muestra de una señal análoga es comparada con un conjunto de niveles de decisión. Si la amplitud de la muestra cae entre dos niveles de decisión, se cuantifica a un nivel de reconstrucción que se encuentra en la banda de cuantificación. En un sistema digital, a cada muestra cuantificada se le asigna un código binario.

Para el desarrollo de técnicas de cuantificación escalar de una señal, sean f y $\hat{f}$ representantes de la amplitud de una muestra de señal escalar y de su valor cuantificado, respectivamente. Se asume que f es una muestra de un proceso aleatorio con una densidad de probabilidad conocida $p(f)$. Además, se asume que f debe encontrarse en el rango:

$$a_L \leq f \leq a_U \quad (2.170)$$

donde a_L y a_U son límites inferior y superior.

El problema de cuantificación incluye especificaciones del conjunto de niveles de decisión d_j y un conjunto de niveles de reconstrucciones r_j tales que:

$$d_j \leq f \leq d_{j+1} \quad (2.171)$$

entonces, la muestra es cuantificada a un valor de reconstrucción r_j .

Los niveles de decisión y de reconstrucción se eligen, de tal modo, que reduzcan el error de medición entre f y $\hat{f}$. La medición del error de cuantificación, usualmente seleccionada, es el error medio cuadrático debido a que su medición es fácil y que, por lo general, correlaciona, razonablemente, con el criterio subjetivo. Para J niveles de cuantificación, el valor cuadrático medio del error es:

$$\begin{aligned}
 E = E\{(f-\hat{f})^2\} &= \int_{a_L}^{a_U} (f-\hat{f})^2 p(f) df \\
 &= \sum_{j=0}^{J-1} \int_{d_j}^{d_{j+1}} (f-\hat{f})^2 p(f) df \quad (2.172)
 \end{aligned}$$

Para un gran número de niveles de cuantificación J , la densidad de probabilidad puede representarse como un valor constante $p(r_j)$ sobre la banda de cuantificación.

Entonces:

$$E = \sum_{j=0}^{J-1} p(r_j) \int_{d_j}^{d_{j+1}} (f-r_j)^2 df \quad (2.173)$$

La ubicación óptima del nivel de reconstrucción r_j , dentro del rango d_{j-1} a d_j puede determinarse al minimizar E respecto de r_j , lo cual da como resultado que sea en el punto medio del intervalo. Para obtener el nivel óptimo de decisión se debe incluir este resultado en (2.173) y minimizar, dejando un valor de:

$$d_j = \frac{(a_U - a_L) \int_{a_L}^{a_U} [p(f)]^{-1/\alpha} df}{\int_{a_L}^{a_U} [p(f)]^{-1/\alpha} df} + a_L \quad (2.174)$$

donde

$$a_j = \frac{j(a_U - a_L)}{J} + a_L \quad (2.175)$$

para $j=0,1,\dots,J$.

Es posible realizar la cuantificación no lineal al realizar una operación de compansión, en donde la muestra es transformada, no linealmente, luego, se realiza cuantificación lineal y se toma luego la transformada inversa no lineal. En el sistema de compansión de cuantificación la densidad de probabilidad de las muestras transformadas es forzada a ser uniforme. Entonces, el valor de la transformada de muestreo es:

$$g = T(f) \quad (2.176)$$

donde la transformación no lineal $T(\cdot)$ es tal que la densidad de probabilidad de g es uniforme. Así

$$p(g) = 1 \quad (2.177)$$

para $-0.5 \leq g \leq 0.5$. Si f es una variable aleatoria de media nula, la propia función de transferencia es:

$$T(f) = \int_{-\infty}^{\infty} p(z) dz - 0.5 \quad (2.178)$$

Es decir, que, la función de transformación no lineal es equivalente a la distribución de probabilidad acumulada f .

3. Cuantificación de imágenes a color y monocromas.

a. Cuantificación de imágenes monocromas.

Típicamente, las señales monocromas de imagen ingresan a un procesador digital de imagen como una secuencia de palabras-código binarias de longitud uniforme. Debido a que las palabras-código binarias de longitud uniforme son utilizadas para cada muestra de imagen, el número de niveles de amplitud de cuantificación está dado por:

$$L = 2^B \quad (2.179)$$

donde B representa el número de bits de código a utilizarse en cada muestra.

Si la calidad de la imagen ha de ser juzgada por medio de una medición analítica, entonces, B es simplemente el menor valor para el cual se satisfacen aceptablemente los requerimientos de medición de calidad de imagen. Si se considera un punto de vista subjetivo, B es el menor valor para el cual los efectos de cuantificación se vuelven inaceptables. El ojo solamente es capaz de juzgar la brillantez absoluta de 10 a 15 tonos de gris, pero, es mucho más sensible a la diferencia en brillo de tonos de gris adyacentes. Para un reducido número de niveles de cuantificación, el primer artefacto que se puede observar es una escala de grises de contorno originadas por el salto entre niveles de cuantificación en el brillo de la imagen

reconstruida, en una región donde la imagen original cambia lentamente de brillo. El número mínimo de bits de cuantificación depende de una variedad de factores que incluyen la linealidad del equipo de visualización de imagen y los efectos de ruido, antes y después del digitalizador de imagen.

Se han realizado muchos estudios para determinar el número de niveles de cuantificación requerido para reducir el contorno de escala de grises. En los trabajos de W.M. Goodall se muestra que se requiere de 6 bits para cuantificar la intensidad de la imagen con una buena calidad. Otros investigadores han llegado a las mismas conclusiones.

Cuando la señal de luminancia ha sido, uniformemente, cuantificada, se nota que la escala de grises es visible en las regiones negras para imágenes de 5 o menos bits de cuantificación. En los experimentos en donde se utiliza un cambio de escala de la imagen en el rango $0 \leq F(j,k) \leq 1$ y, logarítmicamente, modificada según la relación:

$$G(j,k) = \frac{\ln(1 + F(j,k))}{\ln 2} \quad (2.181)$$

La imagen logarítmica $G(j,k)$ es, entonces, uniformemente cuantificada con un número variable de niveles para producir la reconstrucción $G(j,k)$. Seguido a esto, el brillo de la imagen es entonces reconstruido, según la operación:

$$F(j,k) = \exp \{G(j,k) \ln 2\} - 1 \quad (2.182)$$

Así se reducen notablemente, los efectos de contorno de gris en las imágenes digitalizadas.

b. Cuantificación de imágenes de color. Una imagen de color puede representarse por sus componentes RGB tri-estimulares o por cualquier función lineal o no lineal, invertible de los valores de estímulo triple. Si los valores de estímulo triple RGB deben ser individualmente cuantificados, entonces, la selección del número y el emplazamiento de los niveles de cuantificación se hace del mismo modo que para la señal monocroma. El ojo exhibe una respuesta no lineal a las diferentes luces espectrales, tanto como para la luz blanca, y, por consiguiente, es subjetivamente preferible realizar la expansión de los valores de estímulo triple antes de la cuantificación. Se sabe, sin embargo, que el ojo es moderadamente sensible a los cambios de brillo en la región azul del espectro, moderadamente sensible a los cambios de brillo en la región verde del espectro y menos sensible a los cambios en el rojo. Es posible asignar niveles de cuantificación en base a esto, más eficientemente que solamente asignando un número igual para cada valor de estímulo triple.

En la figura 2.14 se presenta un diagrama de bloques para un sistema de cuantificación de imagen a color. Una fuente de imagen descrita por los valores fuentes de estímulo triple

R_N, G_N, B_N es convertida a tres componentes $x(1)$, $x(2)$ y $x(3)$ donde son cuantificadas. Seguidamente, los componentes de cuantificación $\hat{x}(1)$, $\hat{x}(2)$ y $\hat{x}(3)$ son convertidos al sistema de coordenadas de color, originales, produciendo los valores de estímulo triple R , G y B . El cuantificador induce una partición en el espacio de color de las coordenadas de color $x(1)$, $x(2)$ y $x(3)$ en celdas de cuantificación y asigna un simple valor de color a todos los valores de color dentro de una celda. Para ser más eficientes, los tres componentes de color de $x(1)$, $x(2)$ y $x(3)$ deben ser cuantificadas conjuntamente. Sin embargo, los problemas de implementación, por lo general, dictan cuantificaciones separadas de las componentes de color. En este sistema $x(1)$, $x(2)$ y $x(3)$ son individualmente cuantificadas sobre sus máximos rangos. En efecto, el sólido de color físico está dentro de un rectángulo sólido, que es dividido en celdas rectangulares de cuantificación.

Si los valores de estímulo triple son convertidos a otro sistema de coordenadas para cuantificación, ocurren algunos problemas. Como un ejemplo considérese la cuantificación de los valores de estímulo triple UVW . Cuando se hacen los cambios de coordenadas surgen celdas que poseen coordenadas de colores no reproducibles y, por consiguiente, son desperdiciadas.

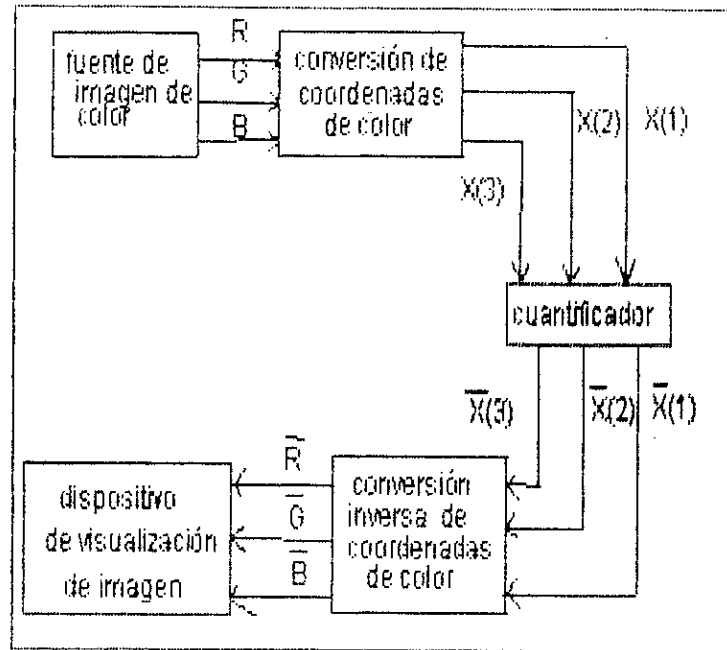


Figura 2.14. Modelo de cuantificación imagen a color

Para esta explicación se asumió que cada componente de color es linealmente cuantificada sobre su rango máximo en $2^{B(i)}$ niveles, donde $B(i)$ representa el número de bits asignados a la componente $x(i)$. El número total de bits asignados a la codificación está fijo en:

$$B_T = B(1) + B(2) + B(3) \quad (2.183)$$

Sea $a_U(i)$ el límite superior de $x(i)$ y sea $a_L(i)$ el límite inferior, entonces, cada celda de cuantificación tiene como dimensiones:

$$q(i) = \frac{a_U(i) - a_L(i)}{2^{B(i)}} \quad (2.184)$$

Cualquier color con la componente de color $x(i)$ dentro de la celda de cuantificación será cuantificado al valor de la

componente de color $\hat{x}(i)$. El error máximo de cuantificación a lo largo de cada eje coordenado de color es entonces:

$$\epsilon(i) = |x(i) - \hat{x}| = \frac{a_U(i) - a_L(i)}{2^{B(i)} + 1} \quad (2.185)$$

Así, las coordenadas del color cuantificado serán:

$$\hat{x}(i) = x(i) \pm \epsilon(i) \quad (2.186)$$

sujetas a las condiciones $a_L(i) \leq \hat{x}(i) \leq a_U(i)$. Se debe observar que los valores de $\hat{x}(i)$ estarán siempre dentro del menor cubo que engloba el sólido de color para el sistema de coordenadas de color dado.

De acuerdo con trabajos de A. K. Jain y W. K. Pratt se ha encontrado que la cuantificación del sistema de coordenadas R_N, G_N, B_N provee de los mejores resultados para reducir la distancia geodésica de color entre un color original y su representación de reconstrucción. La razón primaria fue que todos los niveles de cuantificación eran ocupados en este sistema, mientras que algunos niveles no lo eran en otros sistemas de color.

El muestreo y cuantificación de tal señal requiere de la consideración del criterio de Nyquist en donde la velocidad de muestreo sea un múltiplo entero de la velocidad de barrido de línea. La distorsión de cuantificación es menos visible puesto que los puntos de muestreo se encuentran en la misma posición espacial en el enrejado de cuadro en cuadro. Sin

embargo, para evitar la distorsión de intermodulación entre las frecuencias de muestreo y la de la subportadora que ocurre en el proceso no lineal A/D de conversión, la velocidad de muestreo debe ser un múltiplo de la frecuencia subportadora f_c . Además, para reducir el patrón de ruido de cuantificación, el muestreo debe estar en un armónico de la frecuencia de línea para NTSC, y, a un armónico impar de la mitad de frecuencia de línea para PAL.

Dos velocidades de muestreo se utilizan: $3f_c$ y $4f_c$

4. Cuantificación en presencia de ruido. Cuando se determinan los requerimientos del método de cuantificación de señales continuas, se debe tomar en cuenta que las fuentes reales de señales video, así como los dispositivos de reproducción de imagen, crean su propio ruido. Debido a esta, la correspondencia entre la señal y el objeto a estudiar no es absolutamente exacta. Al calcular la predistorsión no lineal óptima en cuantificación, se puede asumir que estas fuentes de ruido, recalculadas para la entrada de equipo de cuantificación uniforme, se combinan aditivamente con el ruido de cuantificación. De allí que la posible dependencia de la intensidad de ruido del sensor y del sintetizador del nivel de señal pueda establecerse. El criterio para exactitud en cuantificación debe formularse en esta fase tomando en cuenta el efecto conjunta del ruido del

sensor y del ruido de cuantificación.

Un hecho importante de la interacción entre estas dos formas de distorsión es la aleatoriedad del ruido de cuantificación, con lo cual su correlación con la señal a ser cuantificada es destruida. Así, por ejemplo, el ruido de cuantificación del sensor de señal video destruye los contornos falsos en cuantificación burda de la brillantez de la imagen, decrementando, así, su visibilidad. Un método para reducir la descripción de una imagen consiste en agregar ruido pseudoaleatorio en muestras independientes de la señal video antes de la cuantificación burda y restarle este ruido durante la restauración de la imagen. Un método análogo puede usarse para corrección de contraste en procesamiento digital. Sin embargo, la influencia del ruido aleatorio del sensor y del sintetizador sobre el ruido de cuantificación es benéfico, hasta cierto punto, solamente. Existe una relación óptima entre estos tipos de ruido, dependiendo de las propiedades de la señal cuantificada y de la naturaleza del problema a resolver. En la mayoría de los casos, el ruido aleatorio del sensor y del sintetizador deben tener la misma intensidad (misma varianza) que el ruido de cuantificación. Entonces, basado en los cálculos de tres diferentes criterios; se recomienda que el valor medio cuadrático del ruido aleatorio sea, aproximadamente, tres veces menor que el ancho del intervalo de cuantificación.

N. Digitalización de la imagen de televisión.

El análisis que se presenta a continuación se relaciona solamente con el proceso de transformar una señal de video analógica al formato digital, excluyendo en este proceso lo que se define como codificación o cualquier procesamiento relacionado con la señal digital.

El sistema es bastante sencillo: la señal de la cámara de televisión pasa por un LPF, la salida de éste entra a un ADC de n bits. La forma de obtener la señal analógica es usando el proceso inverso, es decir, que, la señal digital entra a un DAC, pasa luego a un LPF, para, después, terminar en un monitor de video.

Hay que tomar en cuenta que el muestreo bidimensional de la imagen se realiza en la entrada a la cámara (i.e conversión de radiación a valor eléctrico) y la conversión al formato digital en sí se realiza sobre la señal eléctrica unidimensional.

1. ADC y DAC. Para el convertidor Analógico-Digital se utiliza una frecuencia de muestreo igual al duplo de la frecuencia máxima posible en el canal de video, dejando, por supuesto, espacio suficiente para reducir el alias, es decir, unos 10 MHz o más (de acuerdo con la velocidad de Nyquist para una señal de banda base de 4.2 MHz) Además, hay que tomar en cuenta que los barridos V y H de las cámaras

están sincronizados con el mismo reloj del ADC para evitar que los errores de ruido debido al muestreo y codificación se trasladen a la imagen reconstruida.

El decodificador que se utiliza, por lo general, es del tipo de escalera. Debido a las transiciones entre niveles, se presentan en la salida del decodificador transientes que contribuyen al ruido que se da dentro de la banda de paso del sistema. Para evitar esto, se realiza el remuestreo de la señal decodificada (antes de ingresar al LPF de salida) a la misma velocidad de muestreo, con lo cual se generan transientes que ya no son función de los cambios de nivel y, por consiguiente, se encuentran fuera de la banda de paso de los circuitos del sistema. El ruido introducido en el proceso de remuestreo es eliminado por medio del LPF de salida.

2. Filtros de video. En el proceso de muestreo de la señal de video pueden aparecer distorsiones de alias, causando patrones espurios en las imágenes recuperadas, a menos que la parte de alta frecuencia de la señal de cámara sea suficientemente suprimida. Exámenes subjetivos se han realizado para determinar las pérdidas requeridas por los filtros, en el punto de mitad de frecuencia de muestreo, para desprestigiar subjetivamente los patrones espurios en la imagen de televisión muestreada. Se encontró que se requiere de una pérdida combinada de los filtros de entrada y salida de 16 a

19 dB, al menos, en la frecuencia de mitad de velocidad de muestreo para asegurar que los defectos de imagen sean despreciables. La frecuencia de remuestreo debe ser atenuada suficientemente por el filtro de salida para evitar que el patrón de remuestreo aparezca en la imagen de salida.

En general, las imágenes de televisión están restringidas por filtros de corrimiento de fase lineal que presentan una mejor resolución aparente y una ausencia de resonancia de lo que se puede lograr con filtros de corrimiento de fase mínimo. Se ha comprobado que la aparente nitidez de la imagen puede mejorarse al agregarle, controladamente, sobretiros en la respuesta trasiente de los filtros utilizados en el camino de la señal de video. El óptimo incremento en sobretiro es del 12% .

Un LPF plano de fase lineal es utilizado como filtro de entrada. En el punto de mitad de frecuencia de muestreo, la respuesta del filtro está bajo de 9.1 dB y bajo de 38.8 dB en la frecuencia de muestreo.

En la salida se utiliza un LPF de fase lineal con un sobretiro controlado. En el punto de mitad de frecuencia de muestreo, la respuesta del filtro está baja en 10.5 dB y baja de 60 dB para la frecuencia de muestreo.

Cada filtro debe estar aislado por un par de amplificadores de video para proveer de una entrada y salida de impedancia de acoplo de 75Ω.

3. El error de cuantificación en señal video. Para determinar el número de niveles de cuantificación y, por lo tanto, el número de bits por muestra es preciso saber cuál puede ser la amplitud máxima permitida de cresta del ruido de cuantificación.

Se admite que un valor aceptable para la relación señal/ruido de una señal de video es de 45 dB. lo que corresponde a una relación de voltaje de 178.

En la técnica de televisión, la relación S/R se define como:

$$20 \log (V_c/V_{\text{er}}) \quad (2.187)$$

donde

V_c es el valor de cresta de la señal de video (0.7 V)

V_{er} es el valor eficaz de la señal de ruido.

El valor eficaz máximo permitido del ruido alcanza 3.93 mV. Para calcular el valor eficaz, es preciso conocer la estructura del ruido de cuantificación, lo que requiere determinar sus límites de variación y su frecuencia de recurrencia. Luego de digitalizar una señal analógica y, posteriormente, transformarla en analógica de nuevo, esta señal aparece acompañada de impulsos indeseables.

La amplitud de error quedaría limitada entre +V y -V en un intervalo de tiempo t. Durante ese intervalo, todos los valores de error tienen la misma probabilidad de aparecer,

siempre que t sea lo suficientemente pequeño. Si se ordenan los impulsos en función de sus amplitudes, se obtiene una estructura triangular, pero, no necesariamente durante el intervalo δt ; pero, una modificación de éste sin variar el valor de cresta en $\pm V$ no afecta el valor eficaz (rms).

El valor pico a pico de una señal de error será de $2 V$ o un nivel de cuantificación q .

Como la relación S/R está dada por:

$$S/R = 20 \log N + 10.8 \text{ dB} \quad (2.188)$$

como N está determinado por el mismo número de bits empleados para la codificación $N = 2^m$ donde m es el número de bits, así:

$$S/R = 6m + 10.8 \text{ dB} \quad (2.189)$$

con lo cual se obtienen valores de $m = 6$ bits.

4. Estudio del efecto de diferentes cantidades de bits de cuantificación. En el caso de utilizar una señal triangular como señal de imagen, los resultados utilizando de uno a cinco bits indicaron que el sistema con 5 bits permitía visualizar los pasos de cuantificación en la imagen, aunque daba una imagen más definida entre tonos de luminancia que con menos bits, donde no sólo se visualizaban los pasos de cuantificación, sino, que, la imagen perdía la nitidez de los cambios graduales que presenta la imagen original.

Cuando se observan imágenes cualesquiera en un monitor TV se deduce que los efectos de contorno, que son altamente

identificables para dos o tres bits, son casi imposibles de identificar cuando se utilizan cinco bits y mejor aún cuando están en juego 6 bits. Para reducir aún más los efectos de contorno se agrega ruido aleatorio. Sin embargo, se debe pagar por obtener este resultado, pues, la imagen resulta ser más "ruidosa" que las otras imágenes. A pesar de esto una gran mayoría de observadores están de acuerdo en que el hecho de agregar ruido a la imagen es necesario para sistemas que utilizan un número pequeño de bits (menos de 3 bits).

Sin embargo, con 6 bits el margen de excursión se divide en 64 niveles de cuantificación con pasos de 1.6 % video. Pero, una variación del 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 es necesario utilizar, al menos, 8 bits que producirán 256 niveles, es decir, 0.4 % video. La relación S/R será, entonces, de 58.8 dB.

5. Selección de la frecuencia de muestreo.

a. Primera exigencia: como establece el teorema de muestreo, la frecuencia de muestreo debe ser, como mínimo, el doble de la mayor frecuencia a transmitir. Así, por ejemplo, en las normas de televisión en que la señal de luminancia se emite con un ancho de banda de 6 MHz se hace

preciso, para una norma internacional, que la frecuencia de muestreo sea al menos, de 12 MHz.

b. 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 línea (n muestras por línea). Es decir, que sea un muestreo ortogonal.

c. 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. En este momento existen dos normas distintas, una de 625 y otra de 525 líneas por cuadro, lo que corresponde a frecuencias de 15.625 kHz y 15.7342657 kHz, respectivamente.

d. La frecuencia de muestreo. Para obtener una frecuencia de muestreo idéntica, tanto para la norma de 625 líneas como para la de 525, es necesario que ésta sea un múltiplo común de ambas frecuencias de línea.

El mínimo común múltiplo es de 2.25 MHz. El cual no es el adecuado, pues, según la primera exigencia, debe ser, al menos, de 12 MHz. Un valor adecuado es 13.5 MHz que

corresponde a $858 f_{\text{LNTSC}}$ y a $864 f_{\text{PAL-SECAM}}$ la que fue aceptada, internacionalmente, como frecuencia de muestreo para la señal de luminancia para los sistemas digitales.

Como se ha visto, la frecuencia de muestreo para la señal de luminancia es de 13.5 MHz. Como para las señales diferencia de color es suficiente con un ancho de banda más limitado, se muestrean con la mitad de la frecuencia de luminancia a 6.75 MHz.

Las muestras de las señales, diferencia de color, se toman al mismo tiempo que las muestras impares de la luminancia. La codificación es lineal y se compone de 8 bits por muestra, tanto para la luminancia, como para las señales diferencias de color, lo que corresponde a 256 niveles de cuantificación.

Para los sistemas de 625 líneas se toman 220 niveles de cuantificación para la luminancia. El nivel del negro se fija en el número 16 y el del blanco en el 235. La reserva que queda es para eventuales sobremodulaciones.

Mientras que, para los sistemas de 525 líneas se utilizan 224 niveles de cuantificación para las señales diferencias de color, con un valor del cero analógico fijado en el número digital 128, lo que proporciona como valores extremos el 240 y el 16, quedando una reserva a ambos lados.

Los bits de luminancia y diferencia de color se multiplexan en el tiempo para su transmisión. Las muestras se omiten durante la supresión de línea, esto no altera nada,

pues, la información es idéntica para todas las líneas v. además. es conocida: esta omisión permite reducir la velocidad binaria de transmisión. Por ello, el número de bits activos se fijó en 720 por línea para ambas normas.

Como el período de muestreo es de 0.074074 μ s. una línea activa durará 53.333 μ s, que es mayor que el de la línea activa analógica actual de 52 μ s. El origen del tiempo de una línea de televisión es el flanco frontal del impulso de sincronismo de línea medido a mitad de amplitud. A partir de ese punto y durante 132 períodos no se toman muestras, eso significa que el muestreo empezará 9.778 μ s después del inicio de línea. deteniéndose después de 63.111 μ s, quedando tiempo para 12 muestras que también se dejan sin exploración. Esto, para la norma de 625 líneas donde el principio y también el fin de la supresión de línea se hallan dentro de la línea activa digital.

En la norma de 525 líneas hay también 720 muestras activas por línea, pero, el número de muestras no activas es de 138 y se divide en 122 antes de la línea activa y 16 después de las muestras activas.

La codificación lineal con 8 bits es la forma en que deben presentarse a la entrada y a la salida de los equipos, es decir, que, es la manera de intercomunicación entre equipos. Sin embargo y para aumentar la precisión y evitar pasos demasiado grandes, la señal dentro de una cámara, por ejemplo,

podría codificarse con 10 bits o, quizá, 12 bits antes del corrector de gamma. Después del tratamiento interno en los equipos, la señal puede reducirse a 8 bits.

La norma descrita, anteriormente, es conocida como la norma 4:2:2 y sus parámetros están en la tabla 2.2.

La cantidad de niveles designada para la cuantificación de la imagen de vídeo es suficiente para la salida de fuentes de imagen o de equipos de proceso de imágenes destinados a la transmisión por cables o pares de hilos.

En el interior de las fuentes ese número de niveles de cuantificación puede no resultar suficiente a causa del número de tratamientos de señal, necesarios, entre los cuales están la corrección de gamma y las operaciones de matrices.

Los redondeos pueden ocasionar errores de 0.5 de nivel de cuantificación, lo que perturba la curva de gamma teóricamente correcta o, sea, que, pueden ser causa suplementaria de ruido.

Como podría ocurrir que durante la cuantificación se produzca ya un error de 0.5 nivel, el error total podría alcanzar, en el peor de los casos, $2 * 0.5 = 1$ nivel de cuantificación.

Otro tipo de tratamiento de señal se refiere al uso de matrices. En cámaras, por ejemplo, en las que se utilizan matrices lineales que introducen pequeñas constantes como para realizar operaciones aritméticas.

Tabla 2.2

Parámetros de la norma 4:2:2

PARAMETROS	SISTEMA		
	525 líneas 60 campos	625 líneas 50 campos	
Señales codificadas	Y	R-Y	B-Y
Número de muestras por línea:			
-luminancia	858		864
-cada señal diferencia de color	429		432
Estructura de muestreo	Ortogonal, estructura idéntica para todos los campos cuadrados. Las señales (R-Y) y (B-Y) se muestrean simultáneamente con las muestras impares de la luminancia.		
Frecuencia de muestreo:			
-luminancia		13.50 MHz	
-cada señal diferencia de color		6.75 MHz	
Codificación	Cuantificación lineal. Codificación con 8 bits por muestra por la luminancia y cada señal diferencia de color.		
Número de muestras activas por línea digital luminancia	220 niveles de cuantificación. El nivel negro corresponde al número digital 16; el nivel nominal del blanco es el 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.		

Una multiplicación por factores pequeños equivale a una división por grandes valores del divisor, de modo que a pequeños parámetros, corresponden grandes divisores. En el cociente pueden aparecer decimales cuyos valores pueden aproximarse a 1. Cuando se realiza la multiplicación por un número pequeño y, luego, se resta a otro número y, luego, se redondea a un número entero de niveles, pueden ocurrir errores suplementarios. Bajo este tipo de errores se asciende como máximo a ± 0.5 intervalos de cuantificación de error. La adición de todos los errores puede causar un incremento indeseable del ruido de cuantificación.

Con un aumento del número de bits el valor de un intervalo de cuantificación disminuye proporcionalmente y, por lo tanto, los errores de redondeo también lo hacen.

Las expectativas actuales apuntan a que dentro de las cámaras se utilicen 10 bits y 12 bits en los telecines. Antes de alcanzar la salida, este número se reduce a ocho.

El número más elevado de bits por muestra tiene por misión no empeorar la relación señal/ruido en el tratamiento de la señal analógica aplicada a la entrada del convertidor analógico/digital. La relación señal/ruido de cuantificación se toma por encima de los 50 dB exigidos para la relación señal/ruido analógica.

La CCIR ha estandarizado la palabra digital a 8 bits para la representación de la señal video. Mientras que la

codificación PCM se usa algunas veces, existen códigos más elaborados, teniendo algunos más bits por palabra, que se utilizan en transmisión entre equipo o por circuitos donde se pueden introducir errores en el flujo de bits.

La gran velocidad a la cual el convertidor debe casar las muestras analógicas a las palabras digitales codificadas no puede ser manejada por circuitos que operan secuencialmente. En vez de esto se utilizan canales paralelos, lo que demuestra una gran dependencia de las técnicas de video digital de los IC.

Tabla 2.3

Almacenamiento digital de datos de video (palabras de 8 bits, frecuencia de muestreo de luminancia 13.5 MHz y de crominancia 6.75 MHz).

Líneas de barrido					
		Total		Activas	
Sistema		Duración (μs)	Palabras	Duración (μs)	Palabras
NTSC	(L)	63.555	858	52.456	708
	(C)	63.555	429	52.456	354
PAL/ SECAM	(L)	64	864	51.7	698
	(C)	64	432	51.7	349

Campos de barrido					
		Total		Activas	
Sistema		Duración (μ s)	Palabras	Duración (μ s)	Palabras
NTSC	(L)	16.68	225 220	15.34	207 050
	(C)	16.68	112 610	15.34	103 525
PAL/ SECAM	(L)	20	270 000	18.39	248 224
	(C)	20	135 000	18.39	124 112

Una complicación evidente es que cada uno de los canales paralelos debe trabajar en un preciso sincronismo. Esto se logra usando una fuente común temporal, el reloj maestro. Todos los convertidores requieren de un reloj para establecer la velocidad de muestreo y controlar los canales paralelos.

A pesar de ser el convertidor relámpago un ADC muy elaborado, para manejar el gigantesco flujo de bits que el CCIR recomienda, se requiere en la estación de televisión de un par de ADC relámpago en cascada, uno maneja el rango superior de los voltajes de referencia y el otro los inferiores, comparándose las dos salidas para determinar donde aparece el primer y último 0 ó 1.

A partir de los datos de esta tabla se puede ver que una VRAM (término con el cual se reconoce a una RAM dedicada para el almacenamiento de video digital) debe tener una capacidad

mínima para la luminancia de 1,801,760 celdas de memoria.

Los arreglos de RAM para video digital a nivel de almacenamiento de cuadro y de campo, es ya en el año de 1,990 un asunto práctico. Los diez chips de 64 kbyte bastan para almacenar un cuadro NTSC de, aproximadamente, medio millón de palabras de 8 bits con sus funciones de lectura y escritura. El costo de los chips de memoria se ha reducido en un factor de 10 en los diez últimos años y su capacidad se ha incrementado grandemente. Sin embargo, su costo es suficientemente alto para variar, considerablemente, el precio de los receptores que usan este tipo de almacenamiento.

6. Digitalización post-detector. El procesamiento de la señal después del segundo detector se realiza en forma digital en algunos receptores típicos. La señal analógica del segundo detector es muestreada a 13-14 Mmuestras/s (13.5 Mmuestras/s en el caso típico) en palabras de 7 bits cada una. La señal digitalizada alimenta dos procesadores, para sincronización de barrido y para procesamiento de luminancia y crominancia.

El bloque de sincronía contiene un reloj que opera a un múltiplo de la frecuencia de subportadora. Este reloj controla la velocidad de muestreo en ADC y todas las funciones digitales del receptor. Las palabras codificadas correspondientes a las señales de sincronización analógicas,

verticales y horizontales. son regeneradas para remover los efectos de ruido y otros desperfectos y son utilizados para el control de los circuitos de barrido. Las palabras correspondientes a la sincronización, a luminancia y crominancia, pasan por un filtro de peine para separar las respectivas bandas laterales.

Para producir un retardo de 1H. este filtro debe almacenar 6 006 bits en el sistema NTSC, muestreados a 13.5 Mmuestras/s, 7 bit por palabra. Estos valores se logran fácilmente en IC.

Después de filtrado, las señales YIQ son procesadas separadamente para formar las palabras digitales correspondientes a las señales Y, R-Y y B-Y. Estas son las formas digitales matriciales para formar las palabras para las señales RGB. En este punto se utilizan los DAC para obtener las versiones analógicas; en este punto se agregan las señales de los VCR.

El filtro digital utiliza CCD como unidades de memoria que pasan la carga de una unidad de memoria a la siguiente, según como va entrando cada bit a la primera celda.

El almacenamiento digital de campos y cuadros se utiliza para efectos de congelamiento de imagen. Después de almacenar un cuadro, la señal fuente es desconectada y el cuadro almacenado es leído repetidamente. Al temporizar la lectura para que ocurra durante una porción del barrido convencional de la imagen, se obtiene, tras almacenamiento de la misma a

partir de otro canal, una imagen pequeña en el monitor conocido como efecto PIP (picture in picture). Al restringir el número de bit en las imágenes insertadas, se tendrá memoria suficiente para almacenar diferentes imágenes PIP.

IV. PROCESAMIENTO DE IMAGEN

A. Compresión de imagen.

La compresión de imagen tiene, como fin, reducir la cantidad de datos necesarios para representar una imagen digital. La base para el proceso de reducción es la remoción de los datos redundantes. Desde el punto de vista matemático, esto no es más que la transformación de un arreglo bidimensional de píxeles en un conjunto de datos no correlacionados, estadísticamente. La transformación se aplica antes de almacenar o transmitir la imagen para, luego, ser descomprimida para reconstruir la imagen original o una aproximación de la misma.

1. Fundamentos. Como ya se mencionó, el término compresión de datos se refiere al proceso de reducir la cantidad de datos necesarios para representar una cantidad de información dada. Hay que hacer una clara distinción entre lo que es dato e información, pues no son sinónimos. De hecho, el dato es el medio por el cual se transporta la información.

La redundancia de datos es el punto central para la compresión de imagen digital. No es un concepto abstracto, sino que, una entidad matemática valuable. Si n_1 y n_2 indican el número de unidades portadoras de información en dos conjuntos de datos que representan la misma información, la

redundancia relativa de datos R_D del primer conjunto de datos (caracterizado por n_1) puede definirse como:

$$R_D = 1 - 1/C_R \quad (3.1)$$

donde C_R es la relación de compresión y se denota por:

$$C_R = n_1/n_2 \quad (3.2)$$

En general C_R y R_D se encuentran en los intervalos $(0, \infty)$ y $(-\infty, 1)$ respectivamente.

En compresión de imagen digital, existen tres tipos básicos de redundancia: redundancia de código, redundancia interpixel y redundancia psicovisual. Se logra la compresión de datos cuando una o más de estas redundancias es reducida o eliminada.

a. Redundancia de código. Supóngase que r_k es una variable aleatoria discreta en el intervalo $[0, 1]$ y que representa los niveles de gris de una imagen y que cada r_k ocurre con una probabilidad $p_r(r_k)$ dada por:

$$p_r(r_k) = n_k/n \quad k=0, 1, \dots, L-1 \quad (3.3)$$

donde L es el número de niveles de gris, n_k es el número de veces que el nivel k -ésimo aparece en la imagen y n es el número de píxeles en la imagen. Si el número de bits utilizados para representar cada valor de r_k es $l(r_k)$, el número promedio de bits necesario para representar cada píxel es:

$$L_{avg} = \sum_{k=0}^{L-1} l(r_k) p_r(r_k) \quad (3.4)$$

El asignar menos bits a los niveles de gris más probables que a los menos probables permite lograr la compresión de datos. Este proceso se le conoce, comúnmente, como, codificación de longitud variable.

b. Redundancia interpixel. El proceso de codificación anterior no alterará el nivel de correlación entre pixeles dentro de la imagen. En otras palabras, los códigos utilizados para representar los niveles de gris de cada imagen no tienen nada que ver con la correlación entre pixeles. Estas correlaciones son el resultado de la estructura o relaciones geométricas entre los objetos en la imagen.

Debido a que el valor de cada pixel puede ser razonablemente predicho a partir del valor de sus vecinos, la información aportada por los pixeles individuales es relativamente pequeña. Mucha de la contribución visual de un simple pixel a una imagen es redundante; podría adivinarse con base en los valores de sus vecinos. A esta dependencia entre pixeles se le ha dado diferentes nombres, tales como redundancia espacial, redundancia geométrica y redundancia intercuadro.

Para reducir la redundancia interpixel en una imagen, el arreglo bidimensional de pixeles, normalmente, utilizado para

la visualización e interpretación humana debe ser transformado en un formato más eficiente. Transformaciones de este tipo son conocidas como mapeos. Son llamadas reversibles si los elementos de la imagen original pueden ser reconstruidos a partir del conjunto de datos transformados.

c. Redundancia psicovisual. El ojo no responde con igual sensibilidad a toda información visual. Alguna información simplemente tiene menos importancia relativa que otra información en el proceso visual normal. Esta información se dice que es redundante psicovisualmente. Podría eliminarse sin afectar significativamente la calidad de la imagen percibida.

Esta redundancia existente no es una sorpresa, debido a que la percepción humana de la información en una imagen normal no implica un análisis cuantitativo de cada pixel o de los valores de luminancia de la imagen. En general, un observador busca elementos distinguibles tales como bordes o regiones de textura y las combina mentalmente en grupos reconocibles. El cerebro correlaciona estos grupos con conocimiento previo para completar el proceso de interpretación de la imagen.

La redundancia psicovisual es, fundamentalmente, diferente de las otras redundancias, ya discutidas. Esta redundancia está asociada con la información visual real o cuantificable.

Su eliminación es posible sólo porque la información en sí no es esencial para el procesamiento visual normal. Puesto que la eliminación de los datos redundantes resulta en una pérdida de información cuantitativa, se le conoce comúnmente como cuantificación. Esta terminología es consistente con el uso normal de la palabra que, generalmente, significa un mapeo de un amplio rango de valores de entrada a un limitado número de valores de salida. Puesto que es una operación irreversible (se pierde información visual), el resultado de la cuantificación es una pérdida en la compresión de datos.

La SNR media cuadrática de la eliminación de la redundancia psicovisual está dada por:

$$SNR_m = \frac{\sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x,y)^2}{\sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} [f(x,y) - \hat{f}(x,y)]^2} \quad (3.5)$$

siendo $\hat{f}(x,y)$ el estimado de la función de imagen real $f(x,y)$.

Aunque este es un criterio objetivo de fidelidad, las imágenes son observadas por seres humanos, por lo que la medición de calidad de imagen por evaluaciones subjetivas de observadores humanos es apropiada. Esto se puede lograr al mostrar una imagen típica descomprimida a un grupo de observadores y promediando sus evaluaciones. Estas pueden ser realizadas usando una escala absoluta o por medio de

comparaciones entre $f(x,y)$ y $\hat{f}(x,y)$

Una escala utilizada para este tipo de compresión es la cuantificación IGS (escala de grises mejorada). Esta reconoce la sensibilidad inherente del ojo a los bordes y los rompe al agregarle a cada pixel un número pseudo-aleatorio que es generado a partir de los bits de menor orden de los pixeles vecinos, antes de cuantificar los resultados. Debido a que los bits menos significativos son aleatorios, esto implica agregarle un nivel de aleatoriedad (que depende de las características locales de la imagen) a los bordes artificiales normalmente asociados con falsos contornos.

2. Modelo de compresión de imagen. El codificador de fuente es responsable de reducir o eliminar cualquier redundancia en la imagen de entrada. La aplicación específica y los requerimientos asociados de fidelidad dictan la mejor aproximación a usar en cualquier situación.

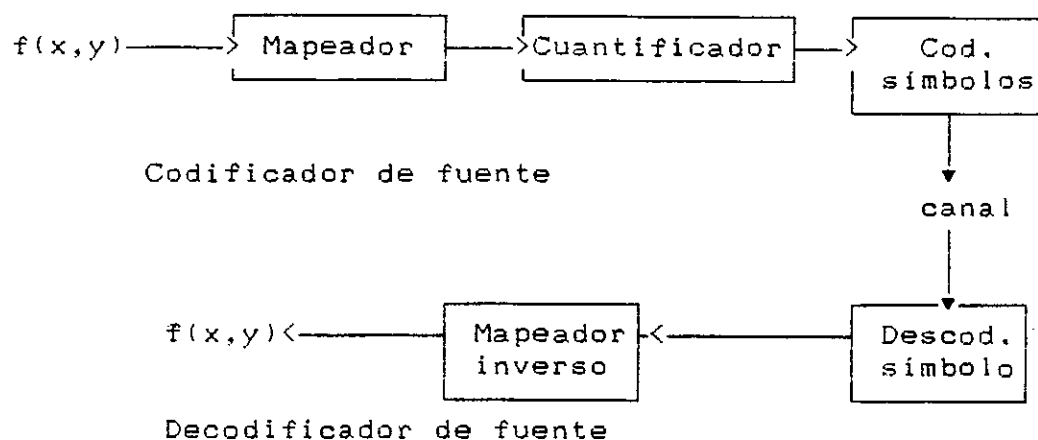


Figura 3.1. Modelo de codificador y decodificador de fuente

Normalmente, el acercamiento puede modelarse por una serie de tres operaciones independientes que se visualizan en la figura 3.1. En la primera etapa el mapeador transforma los datos de entrada en un formato designado para reducir la redundancia interpixel en la imagen de entrada. Esta operación es, generalmente, reversible y puede o no reducir directamente la cantidad de datos necesarios para representar la imagen. La codificación de longitud variable es un ejemplo de un mapeo que directamente resulta en la compresión de datos. en esta etapa inicial del proceso global de codificación de fuente.

La segunda etapa o bloque de cuantificador reduce la exactitud de la salida del mapeador de acuerdo con cierto criterio de fidelidad preestablecido. Esta etapa reduce la redundancia psicovisual de la imagen de entrada. Esta operación es irreversible.

En el codificador de símbolos se crea un código de longitud variable o fija que representa la salida del cuantificador y mapea la salida de acuerdo con el código. El término codificador de símbolos distingue esta operación de codificación del proceso global de codificación de fuente. En muchos casos, el código de longitud variable es utilizado para representar el conjunto de datos mapeados y cuantificados. Se le asigna el código más pequeño a los valores de salida más frecuentes y reduce, así, la redundancia. La operación es

reversible.

3. Modulación por código de pulso (PCM) Es una representación discreta de amplitud y de tiempo (o espacio) de la información visual. Aunque, conceptualmente, su primera aplicación la realizó Goodall en 1.951 se retrasó la aplicación general debido a la falta de tecnología para soportar las elevadas velocidades necesarias para la transmisión de imágenes de televisión.

El PCM básico exhibe una simplicidad conceptual nada común en otros codificadores, pero, tiene el problema de ser totalmente ineficiente al no aprovechar y utilizar la redundancia presente en la imagen.

La colocación de los niveles de cuantificación PCM se puede basar en el criterio psicovisual. Para imágenes de niveles de gris se utiliza la ley de Weber como criterio. Esto implica que la visibilidad de un incremento dado de ruido de cuantificación decrece con el nivel de iluminación y, por consiguiente, la robustés del cuantificador PCM puede incrementarse con el nivel de luminancia. Esta expansión de los niveles de cuantificación mejora la calidad de las imágenes PCM codificadas para un número dado de bits por muestra y en los sistemas lineales de visualización con gamma unitario, se pueden notar las ventajas, las cuales son poco notables en los sistemas usuales de cámaras o CRT. Por tal

razón, PCM uniforme se aplica a una señal de cámara con corrección de gamma.

La codificación PCM no utiliza las componentes RGB, sino que debe utilizar las señales transformadas antes de ser digitalizadas, por ejemplo, el sistema YIQ. La digitalización puede utilizar un criterio de calidad basado en mediciones en otro espacio de color que puede ser más apropiado psicovisualmente. En vez de la cuantificación independiente de cada componente, la cuantificación multidimensional por tratamiento simultáneo de más de una componente es posible.

Las componentes más sencillas de digitalizar son las RGB. Sin embargo, no es necesario cuantificar cada una con la misma exactitud, puesto que el ruido de cuantificación no es igualmente visible en cada una de estas componentes. Estudios han demostrado que el ruido aditivo en la señal B es 10 dB menos visible que en la R y 20 dB que en la G, por lo que para un mismo ancho de banda se requiere de menos bits para las señales R y B que para la G.

Una forma de reducción PCM es la cuantificación no uniforme (compansión) de la señal de crominancia. Este tipo de cuantificación puede realizarse en tablas ROM. Esto reduce la cantidad de bits necesarios para la codificación de la señal de luminancia.

4. Compresión libre de errores. En numerosas aplicaciones, la compresión libre de errores es un medio aceptable de reducción de datos.

a. Codificación de longitud variable. La aproximación más sencilla a la compresión libre de errores de una imagen es reducir solamente la redundancia de código. Esta, normalmente, se presenta en cualquier codificación binaria de una imagen y se logra por medio de una codificación de longitud variable.

La codificación Huffman es la técnica más popular para remover la redundancia. Al codificar los símbolos de una fuente de información, individualmente, la codificación Huffman conduce al menor número posible de códigos símbolo por símbolo de fuente. En términos del teorema de codificación sin ruido, el código resultante es óptimo para un valor fijo n , sujeto a la limitación que cada símbolo de fuente sea codificado uno a la vez.

El primer paso en el procedimiento de Huffman es agrupar todos los símbolos con sus probabilidades en forma decreciente. Luego, se realiza la primera reducción de la fuente al agrupar los dos símbolos de menor probabilidad para formar un símbolo compuesto cuya probabilidad es la suma de las de sus dos componentes. Después se le aplica el mismo procedimiento a la primera reducción de fuente, obteniéndose

la segunda reducción de fuente. El procedimiento continúa hasta llegar a tener solamente el símbolo de mayor probabilidad (en la fuente original) y el símbolo compuesto después de n reducciones de fuente.

El segundo paso es codificar cada fuente reducida, comenzando con la menor fuente (i.e. la que posee solamente dos elementos) y regresando hasta la fuente original. Para comenzar, se le asigna el valor binario 0 ó 1 a uno de los símbolos y 1 ó 0 al otro. El símbolo que posee la mayor probabilidad (en la fuente original) preserva el valor binario dado, pero, el compuesto le da el bit de prefijo a los símbolos que lo componen en la reducción de fuente anterior ($n-1$) y se le agrega 0 ó 1 al prefijo que posee cada símbolo. Después de esto, se tendrán los siguientes códigos: 0 (ó 1) para el símbolo de la fuente original y 00 y 01 para los dos símbolos de la $n-1$ reducción de fuente. El código del símbolo compuesto por los símbolos de la $n-2$ reducción de fuente, se convierte en el prefijo para codificar a los símbolos que conforman al símbolo compuesto. Estos dos símbolos tendrán como código (suponiendo que el símbolo compuesto de la reducción de fuente $n-1$ tiene como código el 01): 010 y 011. El procedimiento sigue hasta llegar a la fuente original donde los símbolos de mayor probabilidad tendrán codificaciones de menor longitud y los menos probables tendrán códigos de mayor longitud.

Por ejemplo, dada la tabla de símbolos con sus probabilidades ordenadas en forma decreciente:

Tabla 3.1
Ejemplo de reducción de fuente

P(a _i)			No. reducción de fuente		
			1	2	3
a ₁	0.4	1	0.4 1	0.4 1	0.6 0
a ₃	0.2	01	0.2 01	0.4 00	0.4 1
a ₂	0.2	000	0.2 000	0.2 01	
a ₄	0.15	0010	0.2 001		
a ₅	0.05	0011			

La longitud promedio dada por:

$$L_{avg} = \sum_{i=1}^n P(a_i) l(a_i) \quad (3.6)$$

siendo $P(a_i)$ la probabilidad del símbolo a_i y $l(a_i)$ la longitud del código en número de bits, es muy cercana a la entropía de la fuente, con lo cual la eficiencia de la codificación es muy cercana a la unidad (valor ideal 1).

Después de crear el código, la codificación-descodificación se realiza en forma de utilización de una tabla. El código en sí es un código de bloque descodificable instantáneo. Se llama código de bloque, debido a que cada símbolo de fuente es mapeado en una secuencia fija de símbolos código. Es instantáneo debido a que cada palabra código en

una cadena de símbolos código puede ser descodificada sin hacer referencia a los símbolos que le suceden. Es únicamente descodificable debido a que cada cadena de símbolo código puede ser descodificable de una sola manera. Entonces, cada cadena de símbolos código de Huffman puede ser descodificada al examinar los símbolos individuales en la cadena de izquierda a derecha.

Este código requiere de $J-2$ cálculos cuando la fuente está formada por J símbolos, lo cual implica demasiados cálculos cuando J es muy grande. Por tal razón, existen otros códigos que son cercanos a lo óptimo del código de Huffman.

El código natural binario es el que posee la longitud promedio mayor, seguido por el código B_2 . Este forma cada código por medio de la concatenación de dos bits con un bit llamado de continuación que puede ser 0 ó 1. Es decir, que, los primeros 12 símbolos son:

C00	C00C10
C01	C00C11
C10	C01C00
C11	C01C01
C00C00	C01C10
C00C01	C01C11

la separación entre símbolos código se realiza por medio del cambio del bit de continuación, es decir, si se desea la secuencia de símbolos código siguiente: C00 C01C11 al elegir como bit de continuación $C=0$, la separación entre un símbolo código y el siguiente se realiza colocando $\bar{C}=C=1$ para

los bit de continuación del símbolo código del otro. Entonces, la cadena sería: 000101111.

El siguiente código es el de corrimiento binario, que utiliza bloques de 7 símbolos para agregar el prefijo 111 al siguiente bloque. Los primeros bloques son:

000	100	111000	111100
001	101	111001	111101
010	110	111010	111110
011		111011	

El código Huffman truncado consiste en codificar los primeros ϕ símbolos usando la codificación Huffman y, luego, a los restantes se les coloca como prefijo el código Huffman del símbolo de mayor probabilidad y el resto del código es uno de longitud fija, tal como el binario.

b. Codificación de plano bit (bit plane) Esta es una técnica para reducir la redundancia entre píxeles. Se basa en el concepto de descomponer una imagen multinivel en una serie de imágenes binarias y comprimir cada una por medio de uno de los bien conocidos métodos de compresión.

1) Descomposición de plano bit (bit plane) Los m bit de una imagen digitalizada pueden representarse en forma de un polinomio de base 2. Un método simple de descomposición de la imagen en una colección de imágenes binarias es separar los m coeficientes del polinomio

en m planos bit de un bit. En general cada plano bit es numerado de 0 a $m-1$ y es construido al hacer sus pixeles iguales a los valores del apropiado coeficiente del polinomio para cada pixel en la imagen original. La desventaja inherente es que los cambios pequeños en el nivel de cuantificación pueden tener un impacto en la complejidad de los planos bit.

Un método alternativo para la descomposición (que reduce el efecto anteriormente mencionado) es representar la imagen por un código Gray de m bits cuyos coeficientes de polinomio son g_i :

$$\begin{aligned} g_i &= a_i \oplus a_{i+1} & 0 \leq i \leq m-2 \\ g_{i-1} &= a_{m-1} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Este código tiene la única propiedad de que sucesivas palabras código difieren en una sola posición de un bit. Permitiendo que los pequeños cambios en los niveles cuantificados sea menor y no afecte todos los m planos bit.

2) Codificación de área constante. Un método simple pero efectivo para comprimir la imagen binaria es utilizar unas palabras especiales de código que identifiquen grandes áreas de contiguos 1 ó 0. Este tipo de técnica se le conoce como CAQ: la imagen es dividida en bloques de $m \times n$ pixeles, que son clasificados como blancos,

negros o mixtos. A la categoría más probable se le asigna el código 0 y a las otras dos categorías se les asigna el 10 y 11. La compresión se logra debido a que los mn bits que normalmente serían utilizados para representar cada área constante, son reemplazados por códigos de 1 o 2 bits. Por supuesto que el código asignado a la categoría mixta es utilizado como prefijo, seguido por el patrón de mn bits del bloque. Este método se aprovecha del hecho que el ojo percibe más detalle en las áreas de la imagen de alto contraste que en las de menos.

3) Codificación unidimensional de longitud de serie. Una opción para la CAQ es representar cada fila de una imagen o plano bit por una secuencia de longitudes que describen series sucesivas de píxeles, blanco y negro. Esta técnica es conocida como codificación de longitud de serie RLC. El concepto básico es codificar cada grupo contiguo de 0 ó 1 encontrados en un barrido de izquierda a derecha de una fila por su longitud y establecer la convención para determinar el valor de la serie. Las opciones más utilizadas para determinar el valor de la serie son: especificar el valor de la primera serie de cada fila o asumir que cada fila comienza con una serie blanca, cuya longitud puede ser nula.

Aunque el método RLC es en sí un método efectivo de compresión de imagen, se puede lograr una compresión de imagen aún mayor al utilizar codificación de longitud variable de las propias longitudes de serie.

4) Codificación bidimensional de longitud de serie. Este tipo de codificación se deduce del unidimensional. Uno de los métodos más conocidos es llamado codificación de dirección relativa (RAC) que se basa en el principio de rastrear las transiciones que ocurren al finalizar cada serie negra o blanca.

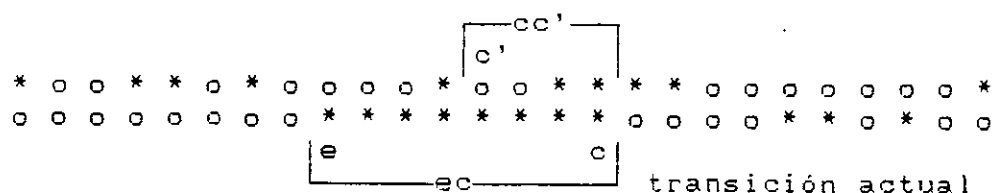


Figura 3.2. Ilustración de RAC

En la figura 3.2 ec es la distancia desde la transición actual a la última transición de la línea actual e , mientras que cc' es la distancia de c en la línea previa al mismo tipo de transición después de pasar por e , en el mismo sentido. Si $ec \leq cc'$ entonces $d=ec$ y si $cc' < ec$ entonces $d=cc'$.

Como RLC, el RAC requiere de la adopción de una convención para determinar los valores de las series. Como la distribución de probabilidades de las distancias RAC de la

mayor parte de las imágenes no es uniforme en la práctica, el último paso del proceso RAC es codificar la distancia seleccionada utilizando un código de longitud variable. A las distancias más pequeñas se les agrega un prefijo para indicar la distancia RAC más pequeña, un segundo prefijo que asigna a un rango específico de distancias y la representación binaria de d .

5) Codificación y trazado de contornos. RAC es un medio para representar las transiciones de intensidad que hacen los contornos de la imagen binaria. Otro método es representar cada contorno por un conjunto de puntos limitantes o por un simple punto limitante y un conjunto de direccionales. Este último se le conoce como trazado directo de contorno.

Otro método es el de cuantificación diferencial predictiva PDQ, donde los contornos frontal y posterior de cada objeto en una imagen son trazados, simultáneamente, para generar una secuencia de pares (δ', δ'') . El primer término, δ' , es la diferencia entre la coordenada inicial del contorno frontal en líneas adyacentes, y, δ'' es la diferencia entre las longitudes de contorno posterior a inferior. Estas diferencias, juntas con mensajes especiales que indican el inicio de un nuevo contorno (mensaje de nuevo contorno) y el final de viejos contornos (mensaje de fusión) representan cada objeto. Si δ''

es reemplazado por la diferencia entre las coordenadas de contorno posterior de líneas adyacentes, denotada por δ''' , la técnica es llamada codificación doble delta (DDC).

Los nuevos mensajes de nuevo comienzo y fusión permite que los pares (δ', δ'') o (δ', δ''') generados en una base de barrido de línea, sean unidos, propiamente, con los pares correspondientes en las filas, previa y siguiente. Sin estos mensajes, el decodificador estaría imposibilitado a referir un par de diferencia de otro o posicionar correctamente los contornos dentro de la imagen. Para evitar codificar tanto las coordenadas de fila como la de columna de cada mensaje de nuevo comienzo y fusión, un único código es utilizado para identificar las líneas barridas que no contienen píxeles de objeto. El último paso tanto en DDC como PDQ es representar δ' , δ'' , o, δ''' y las coordenadas de los mensajes de nuevo comienzo y fusión con un código de longitud variable.

c. Codificación predictiva sin pérdida. Este se basa en eliminar las redundancias interpixel de los píxeles espaciados cercanamente al extraer y codificar solamente la nueva información en cada pixel. La nueva información de un pixel está definida como la diferencia entre el valor actual y el predicho de este pixel.

En la figura 3.3 se muestran los componentes básicos de este sistema. Consiste en un compresor y un descompresor.

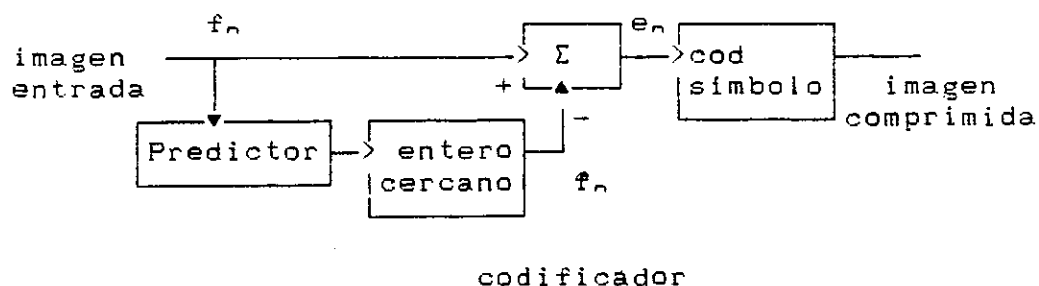
cada uno conteniendo un predictor idéntico. Conforme cada píxel sucesivo en la imagen de entrada, f_n , se introduce al compresor, el predictor genera el valor anticipado de ese píxel basándose en algún número de entradas anteriores. La salida del predictor es entonces redondeada al entero más cercano, $\hat{f}_n$ y utilizado para formar el error de predicción:

$$e_n = f_n - \hat{f}_n \quad (3.8)$$

que es codificado utilizando un VLC para generar el siguiente elemento del flujo de datos comprimidos. El descompresor reconstruye e_n a partir del VLC y realiza la operación inversa usando (3.8). En muchos casos la predicción se forma a partir de una combinación lineal de m píxeles previos. Es decir:

$$\hat{f}_n = \text{round} \left[\sum_{i=1}^m \alpha_i f_{n-i} \right] \quad (3.9)$$

donde m es el orden del predictor lineal, $\text{round}(x)$ es la función redondeo al entero más cercano y los α_i son los coeficientes de predicción.



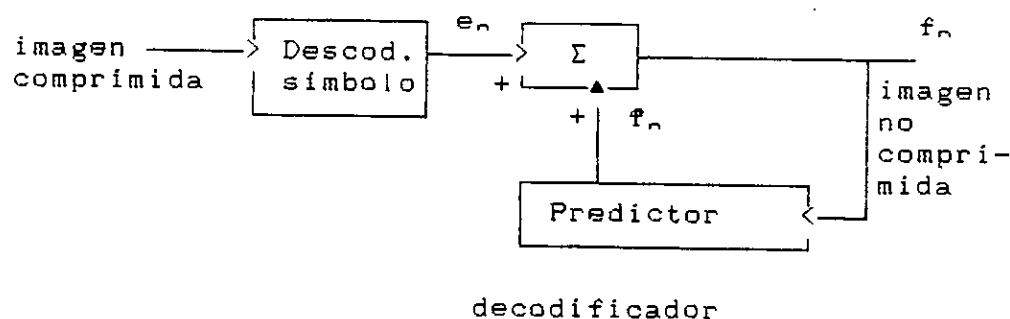


Figura 3.3. Diagrama de bloques de compresor y descompresor del sistema predictor.

En aplicaciones de barrido de emparrillado, el subíndice n indexa las salidas del predictor de acuerdo con su momento de aparición. Es decir, que, f_n , f_n y e_n pueden ser reemplazados por una notación más explícita $f(t)$, $f(t)$ y $e(t)$ siendo, todas, funciones temporales. En otros casos n es utilizado para indexar las coordenadas espaciales y/o el número de cuadro (en una secuencia temporal de imágenes) de una imagen.

La predicción unidimensional es una función del pixel previo en la línea actual. La predicción bidimensional es una función de los píxeles previos en el barrido de la imagen de izquierda a derecha y de arriba para abajo. En el caso tridimensional se agrega a lo anterior los píxeles previos de los cuadros anteriores.

El nivel de compresión en la codificación predictiva sin pérdida está relacionado directamente a la reducción de la entropía que resulta de realizar el mapeo de la imagen de

entrada en la secuencia de error de predicción. Debido a que se elimina gran cantidad de redundancia interpixel, la función de densidad de probabilidad del error de predicción es, en general, descrita como la pdf Laplaciana de media nula.

5. Compresión con pérdida. Este se basa en comprometer la exactitud de la imagen reconstruida a cambio de incrementar el nivel de compresión. Si la distorsión resultante puede tolerarse, el incremento en compresión puede ser muy significativo. De hecho, algunas técnicas de compresión con pérdida son capaces de reproducir imágenes cuyos datos han sido comprimidos en más de 30:1.

a. Código predictivo con pérdida. De acuerdo con la figura 3.4, el cuantificador es insertado entre el codificador de símbolo y el punto de origen de la función de error de predicción. Mapea el error de predicción en un rango limitado de salidas, denotada por e_n que establece el nivel de compresión y distorsión asociada con la codificación predictiva con pérdida.

1) Modulación delta. Un tipo de codificación predictiva con pérdida es la modulación delta, DM, donde el predictor y el cuantificador se definen según:

$$f_n = \alpha f_{n-1} \quad (3.10)$$

$$e_n = \begin{cases} +\tau & \text{para } e_n > 0 \\ -\tau & e_n \leq 0 \end{cases}$$

donde α es el coeficiente de predicción (normalmente menor que 1) y τ es una constante positiva. La salida del cuantificador puede representarse por un simple bit, de tal modo que el codificador de símbolo puede utilizar un código fijo de longitud 1 bit. La tasa de codificación del DM es de 1 bit/píxel.

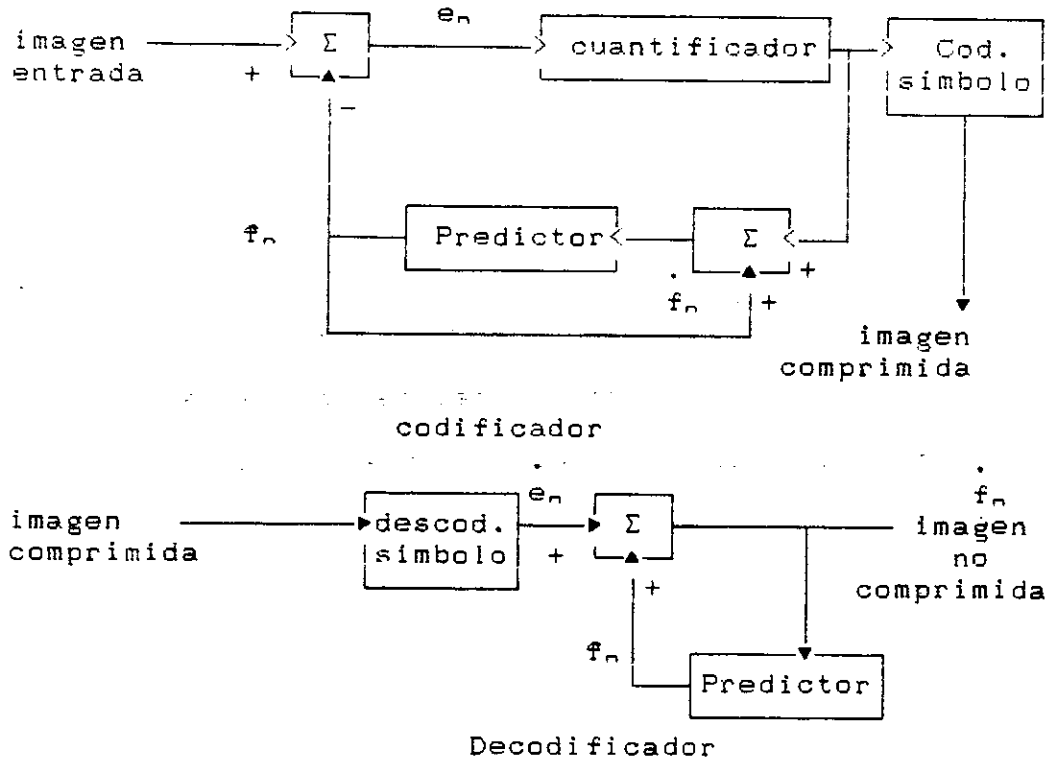


Figura 3.4. Modelo de codificación predictiva con pérdida

Las ventajas de este sistema es que genera un código que es, exactamente, de un bit por muestra, favoreciendo el reconocimiento del principio y final de la palabra código.

También el código de un bit puede ser convertido a una amplia variedad de otros códigos digitales. El funcionamiento del DM depende, generalmente, de dos parámetros: el tamaño de paso del cuantificador y la velocidad de muestreo.

Un gran tamaño de paso le permite al codificador la habilidad de seguir las grandes transiciones en la señal, pero, implica la introducción de ruido de cuantificación en las áreas planas (de bajo detalle) de la imagen. Un tamaño de paso pequeño implica una mejor reproducción de las áreas planas, pero, reduce la habilidad del codificador de seguir los bordes agudos en la imagen que provoca el empañamiento de la misma. El incremento de la velocidad de muestreo mejora la calidad de la imagen con el problema de una mayor velocidad de bit. Muchos codificadores DM necesitan muestrear la señal de entrada a una velocidad varias veces mayor que la de Nyquist para alcanzar una buena calidad de imagen. Esta velocidad de muestreo implica la reducción de visibilidad del ruido de cuantificación, pues, éste es de alta frecuencia.

Dada una velocidad de muestreo (o de bit) el funcionamiento del codificador DM puede mejorarse al adaptar (o compander) el tamaño de paso como una función de la propiedad local de la imagen. El tamaño de paso es dependiente del promedio de alguna propiedad de la señal sobre algunas muestras. En la compansión instantánea, por otra parte, el tamaño de paso es dependiente de los valores locales

de la señal en pequeñas vecindades, como algunos píxeles previos.

Estas adaptaciones mejoran el funcionamiento, pero, si son llevadas muy lejos, pueden provocar inestabilidades que introducen oscilaciones y ruido de cuantificación que es más visible. Una forma de evitar esto es utilizar las muestras futuras, por lo que la técnica se conoce como codificación retrasada. Hay que tomar en cuenta que se usa un bit para la codificación por lo que se tienen siempre dos opciones para cada elección. Así, desde la muestra actual a la n -ésima muestra en el futuro, hay 2^n posibles caminos correspondientes a cada posible patrón de bit que pueden ser transmitidos. La señal resultante decodificada de cada uno de estos posibles caminos se compara, muestra por muestra, con la señal de entrada actual y se calcula una medida de calidad de codificación. La opción del presente píxel que se encuentra en el camino que posee la mejor calidad de codificación, se selecciona y es transmitida. Esto mejora en 3 dB la SNR del sistema y las imágenes aparecen más nítidas debido a la buena reproducción de los bordes. Sin embargo, el sistema DM se hace tan complejo como el sistema DPCM.

La distorsión es común a todos los codificadores predictivos con pérdidas. La severidad de estas distorsiones depende de un conjunto complejo de interacciones entre los métodos empleados de cuantificación y de predicción. No

importando estas interacciones, el predictor normalmente es diseñado considerando que no hay error de cuantificación y el cuantificador es diseñado para reducir su propio error.

Un tipo interesante de DM es el Song ADM (DM adaptativo) que está descrito por las siguientes ecuaciones:

$$E(k+1) = \text{sgn}[S(k+1) - X(k+1)]$$

$$X(k+1) = X^*(k) + Y(k+1)$$

$$Y(k+1) = Y(k) [E(k) + 0.5 E(k-1)] \quad (3.11)$$

donde $E(k)$ es la salida, $S(k)$ la entrada, $X(k)$ la estimación, $X^*(k)$ la estimación del integrador, $Y(k)$ el paso del DM. La señal de entrada es comparada con la estimación y en caso en que ésta sea bipolar, la ecuación del integrador de arrastre es:

$$X^*(k) = X(k) - [X(k)/2^\alpha] \quad (3.12)$$

donde α determina la cantidad de arrastre. La necesidad del integrador de arrastre es para la reducción de los errores de canal.

Este tipo de tecnología DM presenta muchos errores en la reconstrucción de las imágenes (distorsión vertical de las mismas) por lo que se utiliza el MADM (DM adaptativo modificado). La ventaja de este dispositivo es que fuerza a un patrón predeterminado de estado estacionario cuando la señal es, aproximadamente, constante o se encuentra entre dos umbrales que detectan la constancia de la misma. Cuando el MADM sigue una señal con una gran pendiente, el codificador

trabaja como un ADM. Siempre y cuando la estimación del MADM (i.e. la diferencia entre un pel y el anterior) no sea mayor que el umbral D_1 , se envía el patrón de estado estacionario. Una vez el MADM está sacando este patrón, continuará haciéndolo hasta que la magnitud de la diferencia entre la estimación y la muestra excede el umbral D_2 . Una forma híbrida de este tipo de compresor es agregar la interpolación entre campos. Esto implica utilizar la MADM para la correlación horizontal y eliminar la transmisión de un campo cada dos para explotar la correlación vertical. Gracias a esto, se logran reducir los problemas de borde de las imágenes, mejorando la calidad de las mismas. Otro factor que es mejorado es la granularidad de las imágenes. Con lo cual se logra un 75% de compresión en los datos.

El integrador de arrastre es implementado utilizando un registro de 10 bits. Los artefactos debidos al ruido de contorno son reducidos debido al integrador de arrastre que introduce perturbaciones en la estimación, las cuales tienden a reducir los contornos ruidosos.

La introducción de este integrador de arrastre en el dispositivo MADM, permite que pueda trabajar en tasas de errores mayores.

2) Predictor óptimo DPCM. El predictor óptimo utilizado en muchas aplicaciones minimiza el error medio cuadrático de predicción (MSPE) del compresor:

$$E\{e_n^2\} = E\{(f_n - \hat{f}_n)^2\} \quad (3.13)$$

sujeto a los siguientes requerimientos:

$$\hat{f}_n = e_n + \hat{f}_n \approx e_n + f_n = f_n \quad (3.14)$$

y

$$\hat{f}_n = \sum_{i=1}^m \alpha_i f_{n-i} \quad (3.15)$$

El criterio de optimización elegido para minimizar el error de predicción medio cuadrático es que el error de cuantificación se asume como desdénable y la predicción está sujeta a una combinación lineal de los m píxeles previos. Estas restricciones no son esenciales, pero, simplifican el análisis, considerablemente y, al mismo tiempo, disminuyen los cálculos complejos del predictor. El código predictivo obtenido, así, se le conoce como modulación diferencial por código de pulso (DPCM)

De acuerdo con las condiciones anteriormente expuestas, el problema del diseño del predictor óptimo se reduce a la selección de los m coeficientes de predicción los cuales minimizan la expresión:

$$E\{e_n^2\} = E\left\{\left[f_n - \sum_{i=1}^m \alpha_i f_{n-i}\right]^2\right\} \quad (3.16)$$

La resolución del sistema de ecuaciones que se presenta al minimizar la ecuación (3.16), requiere de muchos cálculos que hacen difícil su resolución en la práctica. Por tal razón, se asume un modelo simple de imagen, por ejemplo: una fuente Markoviana bidimensional con funciones de autocorrelación separables y un predictor lineal de cuarto orden, obteniéndose, fácilmente, los valores de los coeficientes de predicción. No se utilizan más de tres o cuatro píxeles anteriores, pues, el nivel de compresión es pequeño y se incrementa demasiado la complejidad del predictor.

La última restricción a la cual se encuentran sometidos los coeficientes de predicción es que la suma de ellos debe ser menor estrictamente que la unidad. Esto es para asegurar que la salida se encuentre dentro del rango permitido de niveles de gris y reducir el impacto del ruido de transmisión que es, generalmente, visualizado como tiras horizontales en la imagen reconstruida. Varios exámenes subjetivos han mostrado que los errores por debajo de cierto umbral de visibilidad no son perceptibles del todo. Desafortunadamente, este umbral depende de las condiciones de visualización y del contenido de la imagen.

Se pueden hacer dos tipos de predictores: el no recursivo y el recursivo. En el primer caso, la predicción se realiza sobre un conjunto finito de píxeles, permitiendo la determinación de los coeficientes de predicción a partir de

las propiedades de correlación de la imagen. El recursivo, teóricamente, utiliza un conjunto infinito de píxeles. Sin embargo, en un proceso ARMA (autoregressive moving average) se permite un comportamiento cercano a la realidad. Su funcionamiento es mejor que el no recursivo y presenta una mejor SNR que otros. Esto se debe al uso de un conjunto extra de coeficientes que permite dos grados más de libertad que, junto con la presencia de polos en la función de transferencia del predictor, le permite casar con más exactitud con las características de imagen. Por otro lado, en presencia del ruido de cuantificación, el predictor recursivo tiene la habilidad de darle el valor de la estimación presente, basándose en los errores de predicción, pasados. La función de transferencia está formada por dos términos, los que pueden ser interpretados como la predicción a partir de los valores pasados y el segundo término como la corrección basada en los errores de predicción, pasados.

El sistema DPCM común solamente utiliza muestras anteriores a la que desea procesar. Sin embargo, existen versiones de DPCM que utilizan la codificación de base de árbol, la cual consiste en provocar un retardo de la toma de decisión en L muestras para utilizar en la predicción del dato n , los datos menores al dato $n+L$. Este retardo permite examinar todas las posibles secuencias de codificación posibles en el tiempo $n+L$. Esta es la base de los DPCM

interpolativos (IDPCM) que utilizan solamente una muestra futura y los DPCM suaves (SDPCM) que se basan en predicciones primarias de DPCM de árbol, seguidas de las predicciones de SDPCM que suavizan los valores, utilizando un filtro para mejorar las estimaciones.

Algunos predictores SDPCM utilizan en la definición de la ecuación de predicción la transformada Z .

El codificador utiliza términos como z^{-1} que indica un retardo de un pixel mientras que z^{-L} indica un retardo de una línea. Con este tipo de predictor, los coeficientes de autocorrelación de la video señal están cercanos a la unidad y el codificador DPCM tiene una gran eficiencia de codificación.

3) Predictores intracampo. La evaluación subjetiva de las imágenes cuantificadas con este método, indica que se mejora la definición de los bordes de los objetos en la imagen. También, al elegir cuidadosamente los coeficientes, es posible mejorar la predicción tanto como un decaimiento de los efectos de errores de bit de transmisión en la imagen reconstruida. Puesto que las correlaciones son usualmente altas y la media de la imagen de la señal no cambia dramáticamente dentro de algunas muestras, la suma de los coeficientes MSPE, óptimo, es cercano a la unidad.

Otra importante consideración para simplicidad de implementación es que los coeficientes del predictor deben ser potencias de 2^{-1} . La predicción 2D reduce el error en los bordes verticales, pero, incrementa el error en los bordes horizontales comparados con la predicción 1D.

Para la señal de crominancia, debido a las velocidades de muestreo bajas, la distancia entre el pixel de estudio y el adyacente izquierdo es mayor que la que hay entre el pixel de estudio y el superior, con lo cual este último se convierte en un mejor predictor que el adyacente izquierdo en un factor de 4, utilizando al MSPE como criterio de elección.

El uso de una frecuencia, múltiplo de la frecuencia subportadora de color, para el proceso de la señal compuesta, permite que la n -ésima muestra previa a lo largo de la línea barrida sea utilizada como predicción. Puesto que la n -ésima muestra previa tiene la misma fase, se reduce el efecto de la subportadora.

Una imagen es altamente no estacionaria; entonces, es ventajoso cambiar la predicción basándose en las propiedades locales de la señal de imagen. En el caso de predicción intracampo, se calcula alguna medida de correlación direccional basándose en los pixeles de la vecindad local que han sido transmitidos y se utiliza esta medición para seleccionar el predictor a lo largo de la dirección de correlación máxima. El conjunto de predictores del cual se

extrae el predictor seleccionado es usualmente lineal y se elige, de tal modo, que cada uno de ellos dé menor error de predicción si la señal está correlacionada en alguna dirección.

Una extensión de este concepto es la predicción de contorno. Si se asume que la dirección del contorno que cruza una línea de barrido no cambia significativamente, entonces, la dirección de contorno puede determinarse en el pixel previo al de estudio, al buscar el pixel entre los 4 que rodean al pixel previo que hace menor la distancia entre el pixel previo y cada uno de los 4 que lo rodean. Entonces, el pixel a la derecha dentro de la vecindad puede considerarse como la predicción buscada. La predicción de contorno mejora la calidad de la imagen siempre y cuando la dirección del contorno pueda ser predicha exactamente. Sin embargo, en la práctica, la dirección del contorno no puede ser predicha con exactitud, con lo cual se originan artefactos. Otra variación en la predicción adaptativa es utilizar sumas ponderadas de varios predictores, donde los pesos son conmutados de pixel en pixel y son elegidos al observar ciertas características de los pels de la vecindad ya transmitidos.

En el caso de codificación de la componente de color, la adaptación de la predicción de luminancia puede hacerse de una de las formas ya mostradas anteriormente. Habiendo codificado la componente de luminancia, es deseable derivar de ésta tanta

información útil sobre la codificación de las componentes de crominancia como sea posible. En la mayoría de las imágenes de color, naturales, la mayoría de los grandes cambios espaciales en las señales de crominancia están acompañados de grandes cambios en la señal de luminancia. Sean L_n y C_n las componentes de luminancia y crominancia del pixel presente, entonces, se realizan ciertas predicciones de L_n utilizando los valores de luminancia de los pixeles previos en la línea y los de la línea anterior en su vecindad. Conociendo L_n , se calcula el error de predicción para cada predictor y el que dé menor valor absoluto de error de predicción es el que se elige. Se asume que la mejor representación en la muestra presente de crominancia está dada por el mismo predictor que para la luminancia. En la práctica, las componentes de crominancia son submuestreadas a una velocidad por debajo de la de luminancia. En tal caso, las muestras de luminancia en las posiciones de crominancia submuestreadas pueden ser utilizadas como anteriormente, pero, la reducción de entropía es menor.

4) Predicción entrecuadro o entrecampo. Este usa,

por lo general, una combinación de píxeles del campo presente, tanto como del campo anterior. Para escenas con bajo detalle y poco movimiento, la predicción de diferencia de cuadro es el mejor método a utilizar. En escenas con mayor detalle y movimiento, la predicción de diferencia de campo resulta un mejor método que la predicción de diferencia de cuadro. Conforme el movimiento en la escena se incrementa, trabajan mejor los predictores intracampo. Este se debe a dos razones: primero, para elevado movimiento, hay menos correlación entre el píxel presente y el píxel del campo anterior o cuadro anterior y, segundo, debido al tiempo de integración de la señal en la cámara de video, la correlación espacial de la señal TV en la dirección del movimiento es incrementado. Por las mismas razones, los predictores que producen un elemento o una diferencia de línea de cuadro o diferencia de campo también trabajan mejor cuando hay mucho movimiento.

La predicción adaptativa de cuadro a cuadro, se basa en una filosofía similar a la predicción intracampo. La extensión de un predictor de Graham, a tres dimensiones, seleccionaría al píxel predictor en la muestra anterior H, en la línea anterior B (pero en la misma posición) o en el cuadro anterior M, cualquiera que haga que la diferencia con el píxel anterior $|H-G|$ (diferencia de elemento) $|H-A|$

(diferencia de línea) y $|H-L|$ (diferencias de cuadro) sea la menor.

En algunos codificadores entrecuadro, durante la sobrecarga del codificador, estos pixeles pueden no estar disponibles debido al submuestreo. Sin embargo, mejores predictores adaptativos de codificación de cuadro a cuadro son los que toman en cuenta la velocidad y dirección del movimiento de los objetos.

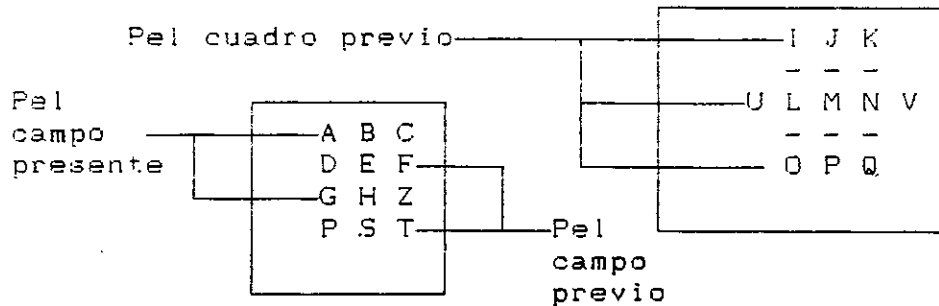


Figura 3.5. Configuración de pixel para predicción entrecuadro.

5) Estimación de movimiento. Si una escena de televisión contiene objetos en movimiento y si hay disponible una estimación de su traslación, entonces, se puede realizar una predicción más eficiente utilizando elementos en el cuadro previo que están desplazados en el espacio apropiadamente. Esta predicción es llamada predicción de compensación de movimiento. En escenas reales, el movimiento puede ser una combinación compleja de traslaciones

y rotaciones. Este movimiento es difícil de estimar y puede requerir gran cantidad de procesamiento. El éxito de este método es que depende del incremento de movimiento traslacional de la escena y de la habilidad del algoritmo para estimar la traslación con la exactitud que es necesaria para los buenos predictores.

La mayoría de los algoritmos estimadores de movimiento en la codificación intracuadro asumen lo siguiente: primero, los objetos se mueven en traslación en un plano que es paralelo al plano de la cámara, i.e. no se consideran los efectos de la ampliación (zoom) y de la rotación de los objetos. Segundo, la iluminación es espacialmente y temporalmente uniforme y, tercero, se desdénia la oclusión de un objeto por otro.

De acuerdo con lo anterior, las intensidades de los puntos $b(z,t)$ y $b(z,t-\tau)$ de dos cuadros consecutivos se relacionan por:

$$b(z,t) = b(z-D,t-\tau) \quad (3.17)$$

donde τ es el tiempo entre dos cuadros, D es el vector de traslación bidimensional de un objeto durante el intervalo temporal $[t-\tau,t]$ y z es el vector bidimensional de la posición espacial. Así, en escenas reales, una buena aproximación de $b(z,t)$ es el miembro derecho de la ecuación (3.17). El problema es estimar D a partir de las intensidades de los cuadros presentes y previos. Dos métodos se pueden utilizar: el método de casado de bloques y el método recursivo.

a) Método de casado de bloque. Con los métodos de bloque se asume que el desplazamiento de los objetos es constante dentro de un bloque B pequeño bidimensional de píxeles.

El desplazamiento D puede estimarse por técnicas de correlación o de casado. Así, D puede elegirse de tal modo que minimice alguna medida del error de predicción:

$$PE(D) = \sum N(b(z,t) - b(z-D,t-\tau)) \quad (3.18)$$

donde N(.) es la métrica de la distancia tal como la magnitud o la función cuadrática.

Considérese un bloque de M*N centrado alrededor de z_0 en el cuadro actual, en el tiempo t. Algunas simplificaciones pueden realizarse respecto al criterio de la ecuación (3.18):

$$PE(z_0, i, j) = (1/MN) \sum_{|m| \leq M/2} \sum_{|n| \leq N/2} |b(z_{mn}, t) - b(z_{m+1, n+j}, t-\tau)|^2$$

donde

$$-d_{max} \leq i, j \leq d_{max}$$

$$z_{mn} = z_0 + [m, n] \quad (3.19)$$

Además de la simplificación de este criterio de casado, hay tres métodos para simplificar el procedimiento de búsqueda y son: el primero, es la búsqueda logarítmica bidimensional, el segundo, es la búsqueda en tres pasos y, el tercero, es la dirección modificada conjugada. En todos, el objetivo es necesitar el menor número de corrimientos posibles y por consiguiente evaluar la PE las menos veces posibles (cada corrimiento requiere del cálculo de PE).

En la búsqueda logarítmica bidimensional, el algoritmo sigue la dirección de distorsión mínima. A cada paso se verifican cinco corrimientos (o cinco puntos). La distancia entre los puntos de búsqueda es reducida si el mínimo está en el centro de los puntos de búsqueda o en los límites del área de búsqueda.

En el procedimiento de búsqueda en tres pasos, ocho píxeles espaciados ampliamente alrededor del píxel central z_0 son examinados en el primer paso. En el segundo paso, otros ocho píxeles se utilizan alrededor del que tuvo una PE mínima en el primer paso, pero, ahora, el espaciado es más fino que en el paso anterior. El procedimiento continúa con el tercer paso que es lo mismo, pero, con un espaciado menor, dando como resultado el vector de desplazamiento final.

La búsqueda de dirección conjugada, en su forma simple, busca la dirección de mínimo $PE(z_0, i, j)$. Es un procedimiento en dos pasos. En el primero, se calcula el mínimo entre $PE(z_0, -1, 0)$, $PE(z_0, 0, 0)$ y $PE(z_0, 1, 0)$. El procedimiento sigue en la dirección horizontal hasta que el algoritmo determina el mínimo en esta dirección, que es cuando se localiza un punto entre dos valores máximos. En el segundo paso se realiza el mismo procedimiento que anteriormente, pero, en la dirección vertical a partir del punto mínimo en la dirección horizontal del paso anterior.

Una de las características de estos métodos de bloque es que, puesto que los pixeles que no han sido transmitidos al receptor son utilizados para el cálculo del desplazamiento, los valores de desplazamiento deben ser transmitidos, separadamente, como sobreencabezado. Esto incrementa la cantidad de bits, pero, mejora la estimación del desplazamiento.

b) Método recursivo. Las técnicas de estimación de desplazamiento utilizan la relación entre los cambios temporales y espaciales de intensidad. Utilizando la ecuación (3.17) se puede escribir la señal diferencia de cuadro FDIF(z,t) como:

$$\begin{aligned} \text{FDIF}(z,t) &= b(z,t) - b(z,t-\tau) \\ &= b(z,t) - b(z+D,t) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Definiendo la diferencia horizontal de elemento:

$$\text{EDIF}(z) = 0.5 [b(z+\delta x,t) - b(z-\delta x,t)] \quad (3.21)$$

y la diferencia vertical de línea:

$$\text{LDIF}(z) = 0.5 [b(z+\delta y,t) - b(z-\delta y,t)] \quad (3.22)$$

y asumiendo que:

$$\sum_R \text{EDIF}(z) \text{ LDIF}(z) \approx 0 \quad (3.23)$$

con lo cual la mejor predicción para D está dada por:

$$D^* = \frac{\begin{bmatrix} \sum \text{FDIF}(z,t) \text{ sign}[\text{EDIF}(z)] / \sum | \text{EDIF}(z) | \\ \sum \text{FDIF}(z,t) \text{ sign}[\text{LDIF}(z)] / \sum | \text{LDIF}(z) | \end{bmatrix}}{(3.24)}$$

Las operaciones antes mencionadas se realizan en bloques de 4×8 y 16×32 pixeles.

Los algoritmos recursivos obtienen una estimación del desplazamiento local iterativamente, i.e. basados en estimaciones previas. También, las iteraciones pueden realizarse a lo largo de una línea de barrido, de línea en línea o de cuadro en cuadro. Los algoritmos recursivos tienen la habilidad de superar el problema de objetos múltiples móviles así como el movimiento en diferentes direcciones de las diferentes partes del objeto, siempre y cuando la recursión tenga una convergencia suficientemente rápida. También, se puede arreglar la recursión para minimizar el error de predicción de pixeles en vez del error de desplazamiento y, así, sería más útil para codificación. Puesto que el error de predicción se calcula para la transmisión, su uso en la estimación recursiva del desplazamiento, no implica cálculo extra. Así, si un pixel en la posición z_n en el cuadro presente es predicho con el desplazamiento D^{*}_{k-1} , resultando en cierto aumento del error de predicción, el estimador debe tratar de reducir el error de predicción para z_{n+1} por la mejor elección de D^{*}_k .

Se define una cantidad llamada Diferencia de cuadro desplazado, DFD, como:

$$DFD(z, D^{*}) = b(z, t) - b(z - D^{*}, t - \tau) \quad (3.25)$$

DFD se define en término de dos variables: primero, la localización espacial z en la cual la DFD es valuada y, en segundo lugar, el desplazamiento estimado D^* utilizado para calcular una intensidad en el cuadro anterior. En el caso de una rejilla bidimensional de muestras discretas, un proceso de interpolación debe ser utilizado para evaluar $b(z-D^*, t-\tau)$ para valores de D^* que no son números enteros del espaciamiento entre pixeles.

Los estimadores de desplazamiento recursivo intentan minimizar recursivamente $[DFD(z, D^*)]^2$ en cada área móvil de pixel, según:

$$D^*_{k+1} = D^*_{k-1} - \epsilon DFD(z_n, D^*_{k-1}) G_z \{b(z_n - D^*_{k-1}, t - \tau)\}$$

donde

(3.26)

$$G_z b(z, t) = \begin{bmatrix} EDIF(z) \\ LDIF(z) \end{bmatrix}$$

Así, el nuevo valor de D es igual al valor antiguo más un término de actualización. En cada nueva iteración se le suma a la estimación anterior una cantidad vectorial, que es paralela a, u, opuesta a la dirección del gradiente espacial de intensidad de imagen, dependiendo del signo de la DFD, el error de predicción de movimiento compensado. La recurrencia de un solo pixel presenta una menor convergencia comparada con los algoritmos de múltiples pixeles. La inclusión de más pixeles en el término de actualización mejora la convergencia

y el error de estado estacionario. La compensación de movimiento para señales TVC puede realizarse, ya sea en la señal compuesta o en las señales componentes RGB. En el último caso, la estimación de movimiento puede hacerse para cada componente. Sin embargo, para mantener el hardware, lo más sencillo posible, es deseable estimar el movimiento basándose solamente en la componente de luminancia y, luego, usar esta estimación para las componentes de color. Evidencia experimental muestra que la correlación entre las componentes de luminancia y crominancia puede explotarse porque: primero, los desplazamientos de luminancia y crominancia son idénticos, segundo, conmutando el predictor para crominancia del mismo modo que el de luminancia, es decir, que, conmutación entre pel previo, previa línea, previo cuadro y predictores de cuadro previo, desplazados para ambas señales.

c) Dirección de mínima distorsión. Para este método primero se divide la imagen U en subbloques de $M \times N$ y U_R es una imagen de referencia dividida en subbloques de $(M + 2p) \times (N + 2P)$ siendo p el máximo desplazamiento permitido en cualquier dirección en un número entero de píxeles.

Sea la mdf (mean distortion function) entre U y U_R como:

$$D(i, j) = (1/MN) \sum \sum g(u(m, n)) - u_R(m+i, n+j)$$

$$\text{para } -p \leq i, j \leq p$$

(3.27)

donde $g(x)$ es una función de distorsión positiva y creciente. La DMD es tal que $D(i,j)$ es mínima para un par (i,j) .

Una forma de reducir los cálculos necesarios para encontrar la DMD es asumir que:

$$D_{\square}(q,l) = \min_{i,j} \{D(i,j)\} \quad (3.28)$$

y con esto se comienza una búsqueda 2D que es una extensión de los métodos de búsqueda binaria o logaritmica en 1D. La búsqueda comienza con la ubicación de un área rodeando al punto inicial, donde se consideran 5 puntos a analizar (el central y los cuatros límites del área en los puntos medios de cada lado). Encontrado el mínimo $D(i,j)$ se realiza la traslación del análisis a la región que contiene como punto central el punto cuyas coordenadas son las del mínimo anterior. Ahora, la región es menor y se consideran otros 5 puntos a analizar como anteriormente se hizo. El procedimiento sigue hasta que el área es de dos unidades cuadradas, donde se realiza la última búsqueda del mínimo: encontrado éste se tienen las coordenadas de la DMD.

6) Cuantificación óptima. El problema del diseño del cuantificador es el criterio óptimo de selección de los niveles de decisión para una pdf de entrada dada. Si el criterio de decisión que puede ser una medida

psicovisual o estadística es la minimización del error de cuantificación de media cuadrática y la pdf $p(s)$ es una función impar, las condiciones para un error mínimo están dadas por:

$$\int_{s_{i-1}}^{s_i} (s-t_i) p(s) ds = 0 \quad i=1,2,\dots, L/2 \quad (3.29)$$

$$s_i = \begin{cases} 0 & i=0 \\ \frac{t_i+t_{i+1}}{2} & i=1,2,\dots, \frac{L}{2}-1 \\ \infty & i=L/2 \end{cases} \quad (3.30)$$

y

$$s_{-i} = -s_i \quad t_{-i} = -t_i$$

siendo s los valores de entrada y t los valores de salida. El cuantificador que verifica estas condiciones se llama cuantificador Lloyd-Max de nivel L .

Si se utiliza un codificador de símbolo que usa un VLC, en el codificador predictivo general con pérdida de la figura 3.4, un cuantificador óptimo uniforme de tamaño de paso, θ , proveerá una tasa de código menor que un cuantificador Lloyd-Max de longitud fija con la misma fidelidad de salida.

Aunque los cuantificadores Lloyd-Max y óptimo uniforme no son adaptativos, se gana mucho al ajustar los niveles de cuantificación basados en el comportamiento local de una imagen. En teoría, las regiones que cambian lentamente pueden

ser cuantificadas finamente, mientras que las áreas de cambio rápido pueden ser cuantificadas robustamente. Esta técnica, simultáneamente, reduce tanto el ruido granular como la subida de sobrecarga, necesitando un incremento mínimo en la tasa de código. Lamentablemente, esto incrementa la complejidad del cuantificador.

b. Codificación de transformada. Las técnicas anteriormente descritas actúan directamente sobre lo que es el pixel de una imagen, por lo que, se les llama métodos de dominio espacial. Existen otras técnicas que se basan en modificar la transformada de una imagen. En la codificación de transformada, una transformada lineal, reversible, es utilizada para mapear la imagen en un conjunto de coeficientes de transformada, que son cuantificados y codificados. Para una gran mayoría de las imágenes naturales, un número significativo de coeficientes tienen magnitudes pequeñas y pueden ser cuantificados robustamente (o descartados por completo) con una pequeña distorsión de la imagen.

En la figura 3.6 se muestra un sistema de codificación de transformada. El descodificador implementa la secuencia inversa de pasos (con excepción de la función de cuantificación) del codificador, que realiza cuatro operaciones: descomposición en sub-imágenes, transformación,

cuantificación y codificación.

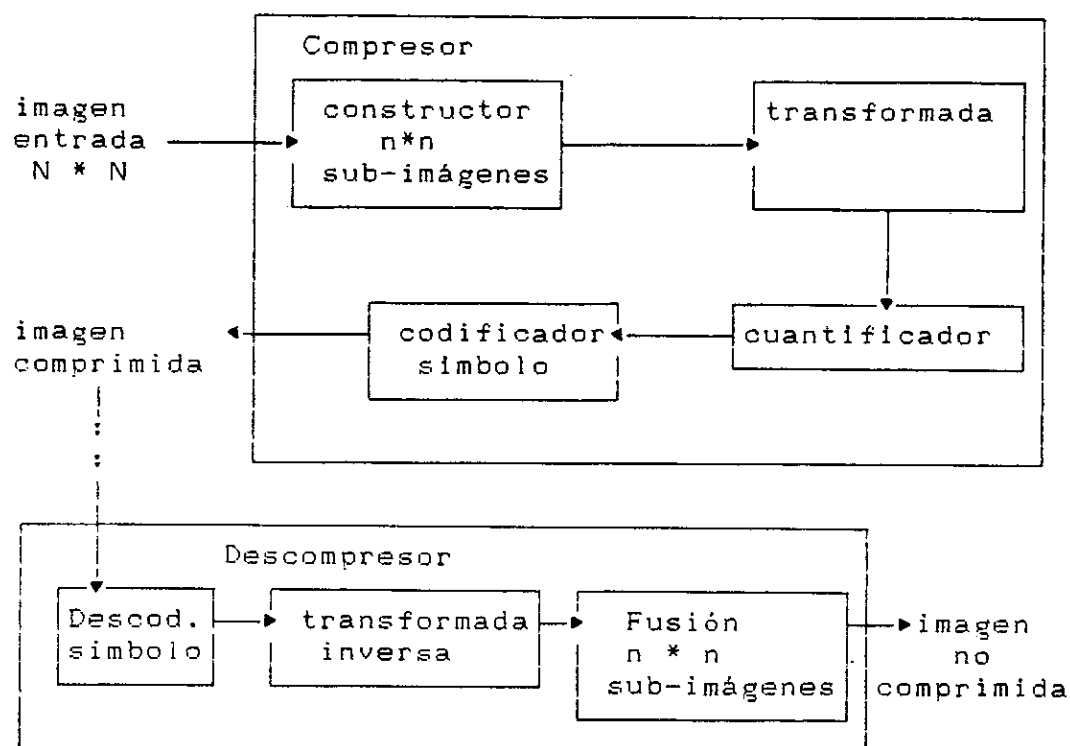


Figura 3.6. Sistema de codificación de transformada

Una imagen de entrada de $N * N$, primeramente, es subdividida en sub-imágenes de tamaño $n * n$, que son transformadas para generar $(N/n)^2$ arreglos transformados de $n * n$ sub-imágenes. El objetivo del proceso de transformación es realizar la decorrelación de píxeles de cada sub-imagen o empacar tanta información como sea posible en el menor número de coeficientes de transformada. La etapa de cuantificación selectivamente elimina o cuantifica más burdamente los coeficientes que llevan la menor información. Estos coeficientes tienen un impacto menor en la calidad de la

sub-imagen reconstruida. El proceso de codificación termina al codificar (normalmente usando un VLC) los coeficientes cuantificados. Alguno o todos los pasos de codificación de transformada pueden ser adaptados al contenido local de la imagen, llamado codificación adaptativo de transformada, ATC, o, pueden ser fijos para todas las sub-imágenes, llamado codificación no adaptativa de transformada, NATC. La comparación entre la eficiencia de los OTC puede realizarse gracias a la desviación de la potencia en los coeficientes de transformada:

$$D = (1/MN) \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N h_{i,j} \quad (3.30)$$

donde los $h_{i,j}$ es la potencia de los coeficientes de transformada $x_{i,j}$ y está dado por:

$$[h_{i,j}] = [\text{var}(x_{i,j})] \quad (3.31)$$

Este coeficiente satisface la siguiente condición:

$$1 \leq D \leq MN \quad (3.32)$$

conforme D se acerca a MN, la variación de la potencia entre los $x_{i,j}$ es mayor, indicando una elevada eficiencia de codificación. Por el contrario, conforme D se acerca a la unidad, la eficiencia de codificación se ve reducida. De aquí que D sea un parámetro razonable de evaluación de la eficiencia de codificación de las OTC.

1) Transformadas discretas lineales ortonormales.

En el caso de una dimensión toda transformada $T(u)$ discreta puede ser descrita del siguiente modo al aplicarse a una función $f(x)$:

$$T(u) = \sum_{x=0}^{N-1} f(x) g(x,u) \quad (3.33)$$

siendo $g(x,u)$ el núcleo de la transformada y N el número de muestras.

De igual modo la transformada inversa está dada a partir del núcleo de transformada inversa $h(x,u)$:

$$f(x) = \sum_{u=0}^{N-1} T(u) h(x,u) \quad (3.34)$$

Para el caso bidimensional se tendrán formas parecidas:

$$T(u,v) = \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x,y) g(x,y,u,v) \quad (3.35)$$

$$f(x,y) = \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{N-1} T(u,v) h(x,y,u,v) \quad (3.36)$$

Desde un punto de vista vectorial toda transformada discreta puede ser descrita del siguiente modo: al aplicarse a un vector $\mathbf{b}$ formado por el conjunto de N píxeles b_i de un bloque de imagen:

$$\mathbf{c} = T\mathbf{b}$$

$$\text{y} \quad \mathbf{b} = T'\mathbf{c} \quad (3.37)$$

donde T' es la transpuesta conjugada de T , y, nos referimos a $\mathbf{c}$ como el bloque (usualmente una N -upla) de coeficientes de

transformación. Siendo t_m la m -ésima columna de la matriz de transformada inversa:

$$b = \sum_{m=1}^N c_m t_m \quad (3.38)$$

los vectores t_m son vectores base ortonormales de T y se puede escribir que:

$$c_m = t'_m b \quad (3.39)$$

El vector base t'_m está formado por valores constantes para todas las transformadas de interés, i.e. corresponde a la frecuencia espacial nula y está dado por:

$$t'_1 = (1/\sqrt{N}) (1, 1, 1, 1, \dots, 1) \quad (3.40)$$

Por esta razón a c_1 se le conoce como el coeficiente DC.

El vector b puede ser construido a partir de N pixeles sucesivos de una línea de barrido, en cuyo caso la codificación de transformada explota la correlación horizontal unidimensional entre pixeles. Alternativamente, b puede construirse a partir del arreglo de imagen $L \times L$ bidimensional al colocar una tras otra en fila cada columna o fila de L pixeles dando como resultado un vector de $N=L^2$ elementos, en cuyo caso, la codificación de transformada explota tanto la correlación horizontal como la vertical en la imagen.

Una tercera posibilidad es denotar al arreglo $L \times L$ de imagen por una matriz cuadrada $B=[b_{ij}]$ y separar la transformada en dos pasos. Primero se transforman las filas

de B con una transformada de longitud L para aprovechar la correlación horizontal de la imagen. Luego, las columnas de B son transformadas para explotar la correlación vertical. La combinación de operaciones puede escribirse como:

$$c_{mn} = \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L b_{ij} t_{ni} t_{mj} \quad (3.41)$$

Asumiendo que los vectores base unidimensionales están indexados en orden creciente de frecuencia, el subíndice m indexa la frecuencia vertical espacial y el n , la frecuencia horizontal espacial. Si f_m y f_n son estas frecuencias, entonces, la frecuencia correspondiente a los coeficientes c_{mn} es:

$$f_{mn} = f(f_m^2 + f_n^2) \quad \text{ciclos/distancia} \quad (3.42)$$

Las transformaciones lineales son procesos que preservan la información y producen coeficientes de transformada, estadísticamente independientes, de tal modo que pueden ser codificados independientemente uno de otro con una buena eficiencia. Otro objetivo es la compactación energética, i.e. la concentración de la energía en pocos coeficientes.

a) Transformada Discreta de Fourier
(DFT, RDFT) En el caso de la transformada

discreta de Fourier se tendrá la igualdad:

$$\begin{aligned} g(x,u) &= (1/N) a(x,u) \\ a(x,u) &= \exp(-j2\pi ux/N) \end{aligned} \quad (3.43)$$

Para dos dimensiones:

$$g(x,y,u,v) = (1/N) a(x,u) a(y,v) \quad (3.44)$$

el término $1/N$ se debe a que tanto $f(x,y)$ y $T(u,v)$ son un par de transformadas de Fourier y su valor se da debido a las condiciones de ortogonalidad de las mismas, difiriendo entre el valor unidimensional y bidimensional.

En muchas aplicaciones de la transformada de Fourier a datos pictóricos, la imagen muestreada es primero subdividida en secciones, relativamente pequeñas, llamadas bloques. Supóngase que se consideran bloques de $1 \times N$ píxeles, es decir, un pixel vertical y N horizontales. Aún más, supóngase que se designa al conjunto de valores de pixel de un bloque por $\{b_i, i=1,2,\dots,N\}$. Entonces, se pueden escribir los coeficientes de la transformada de Fourier discreta (DFT) como:

$$c_m = (1/\sqrt{N}) \sum_{i=1}^N b_i \exp[-2\pi j(i-1)(m-1)/N] \quad (3.45)$$

$m=1,\dots,N$

Puesto que b es real, los coeficientes complejos de c tienen una simetría conjugada, i.e.

$$c_{2+p} = c'_{N-p} \quad 0 \leq p < N-2 \quad (3.46)$$

La reconstrucción de los N píxeles de b requiere de la transmisión de solamente N valores reales.

La transformada discreta de Fourier real unitaria (RDFT) con N coeficientes reales, pueden obtenerse, al normalizar, las partes real e imaginaria de los vectores base de la DFT:

$$t_{1R} = t_1$$

$$t_{2R} = \sqrt{2} \operatorname{Re}(t_2)$$

$$t_{NR} = \begin{cases} \sqrt{2} \operatorname{Im}(t_{(N+1)/2}) & N \text{ impar} \\ \sqrt{2} \operatorname{Re}(t_{(N+2)/2}) & N \text{ par} \end{cases} \quad (3.47)$$

b) Transformada Walsh. Cuando $N = 2^n$ la transformada discreta Walsh, $W(u)$ de una función $f(x)$ se obtiene a partir de su núcleo:

$$g(x,u) = (1/N) w(x,u)$$

$$w(x,u) = \prod_{i=0}^{n-1} b_i(x) b_{n-1-i}(u) \quad (3.48)$$

donde $b_k(z)$ es el k -ésimo bit de la representación binaria de z . Por ejemplo, en el caso en que $n=3$ y $z=6$ se tendrá que $b_0(z)=0$, $b_1(z)=1$ y $b_2(z)=1$. El núcleo de la transformada inversa de Walsh es igual que el de la transformada directa con la excepción de la ausencia del término $1/N$.

En el caso bidimensional, se usa la propiedad que los núcleos de transformada son separables y simétricos para escribir que:

$$g(x,y,u,v) = g_1(x,u) g_2(y,v)$$

$$= (1/N) w(x,u) w(y,v) \quad (3.49)$$

c) Transformada Hadamard. Esta es más conocida como la transformada de Walsh-Hadamard (WHT) debido a que se deduce la transformada de Hadamard a partir de la de Walsh. Esta transformada se describe recursivamente. Sea $H_1 = 1$, y para $N=2^n$ se define:

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

La matriz unitaria, simétrica de la transformada está dada por:

$$T = (1/\sqrt{N})H_N = T' \quad (3.51)$$

La ventaja de esta transformada es que aparte del factor $1/\sqrt{N}$ se requieren solamente hacer sustracciones y sumas, lo cual facilita los cálculos. Una representación que es más útil para implementación de hardware en una computadora es la siguiente: el núcleo de la transformada está dado por:

$$g(x,u) = (1/N) \text{had}(x,u) \sum^+ b_k(x)b_k(u) \quad (3.52)$$

con $\text{had}(x,u) = (-1)^{\sum^+ b_k(x)b_k(u)}$

la suma es módulo 2 y $b_k(z)$ es el k -ésimo bit de la representación binaria de z . El núcleo de la transformada inversa es igual que el de la transformada. Puesto que los núcleos Hadamard son separables y simétricos se tendrá en el caso bidimensional:

$$\begin{aligned}
 g(x,y,u,v) &= g_1(x,u) g_2(y,v) \\
 &= (1/N) \text{had}(x,u) \text{had}(y,v) \quad (3.53)
 \end{aligned}$$

El concepto de frecuencia puede extenderse a la WHT en cuyo caso se le llama secuencia. La secuencia de los vectores base t_m de la WHT se define como el número de cambios dentro de éste, dividido entre dos.

d) Transformada discreta coseno. En el caso de una dimensión la DCT está definida como:

$$C(u) = \alpha(u) \sum_{x=0}^{N-1} f(x) \cos\{[(2x+1)u\pi]/2N\} \quad (3.54)$$

se puede identificar como núcleo de la transformada a la expresión:

$$g(x,u) = \alpha(u) \cos\{[(2x+1)u\pi]/2N\} \quad (3.55)$$

y la DCT inversa es:

$$f(x) = \sum_{u=0}^{N-1} \alpha(u) C(u) \cos\{[(2x+1)u\pi]/2N\} \quad (3.56)$$

donde $\alpha(u) = \begin{cases} \sqrt{1/N} & \text{para } u=0 \end{cases}$

$$\alpha(u) = \begin{cases} \sqrt{2/N} & \text{para } u=1,2,\dots,N-1 \end{cases} \quad (3.57)$$

la expresión del núcleo de la transformada inversa es idéntica a la de $g(x,u)$.

Al igual que en los casos anteriores, la DCT es una transformada simétrica y separable por lo cual se puede expresar el núcleo de la transformada en el caso bidimensional

como:

$$g(x,y,u,v) = g(x,u) g(y,v) \quad (3.58)$$

igual sucede para el núcleo de la transformada inversa.

La energía AC y DC se define del siguiente modo:

$$E_{dc} = T^2(0,0)$$

$$E_{ac} = \left[\sum_u \sum_v T^2(u,v) \right] - T^2(0,0) \quad (3.59)$$

La energía DC es una medida de la intensidad del fondo de la imagen. Cuando una subimagen mantiene una intensidad de fondo uniforme, la mayor parte de la energía se concentra alrededor del término $T(0,0)$. La energía AC es una medida de la variación entre píxeles que existe en un bloque específico. Una imagen con grandes variaciones en tonalidad distribuye su energía en todo el espectro.

En el sistema Chen se divide la subimagen en bloques a los cuales se les aplica 2D-DCT. Luego, son ordenados los subbloques según el contenido energético AC y clasificados en cuatro categorías energéticas, según su decremento. Para realizar esto se calcula la varianza en cada píxel para computar cuatro mapas de bits, uno para cada clase de subimagen. Cada elemento del mapa indica el número de bits utilizados para cuantificar el valor real $T(u,v)$.

Actualmente, se utiliza lógica difusa para realizar la DCT. La diferencia con el sistema anterior se basa en la forma de clasificar las subimágenes. Estas se pueden

clasificar en cuatro clases difusas representadas por los valores difusos AL (alto) MA (medio alto) MB (medio bajo) y BA (bajo). Al igual que el sistema de Chen, la subimagen AL se codifica con más bits y la BA con menos. Los cuatro conjuntos difusos GR (grande) MD (mediano) PQ (pequeño) y MP (muy pequeño) sirven para valorar la variable lingüística A, que representa la potencia AC de una imagen. Además, se introduce la variable L, que denota la potencia AC de baja frecuencia y toma los valores PQ (pequeño) y GR (grande).

Sea la subimagen de $m \times m$ píxeles, con m par. Las variables A y L se definen, numéricamente, así:

$$A = \sum_{u=0}^{m-1} \sum_{v=0}^{m-1} |T(u,v)| - |T(0,0)| \quad (3.60)$$

$$L = \sum_{u=0}^{\frac{1}{2}m-1} \sum_{v=0}^{\frac{1}{2}m-1} |T(u,v)| - |T(0,0)| \quad (3.61)$$

Después, corresponde estimar reglas FAM (Fuzzy Associative memories) del tipo $(A_i, L_i; B_i)$ con base en datos de entrenamiento. Para cubrir todas las posibilidades se determinan 8 reglas de actuación. Las ocho reglas se determinan según la tabla:

		A			
		GR	MD	PQ	MP
L	GR	AL	AL	MB	BA
	PQ	AL	MA	MB	BA

Como ejemplo, la celda (PQ,MD) sintetiza la regla:

"Si la potencia AC es MEDIANA y la potencia de baja frecuencia

es PEQUEÑA, entonces, clasifíquese la subimagen en la clase MEDIA ALTA". La diferencia entre este tipo de clasificación y el de Chen radica en el hecho de que esta última tiene que ordenar las subimágenes y, luego, clasificarlas, mientras que la FAM no necesita el ordenamiento previo.

e) Transformada Haar. Esta se basa en las funciones Haar $h_k(z)$ que están definidas sobre un intervalo continuo y cerrado denotado por $z \in [0,1]$ y para $k = 0,1,\dots,N-1$ donde $N=2^n$. El primer paso para generar la transformada de Haar es que el entero k puede ser descompuesto únicamente como:

$$k = 2^p + q - 1 \quad (3.62)$$

donde $0 \leq p \leq n-1$ $q=0$ o 1 para $p=0$ y $1 \leq q \leq 2^p$ para $p \neq 0$.

La función Haar se define como:

$$h_0(z) = h_{00}(z) = 1/\sqrt{N} \quad \text{para } z \in [0,1] \quad (3.63)$$

y

$$h_{pq}(z) = \begin{cases} 2^{p/2} & \frac{q-1}{2^p} \leq z < \frac{q-0.5}{2^p} \\ -2^{p/2} & \frac{q-0.5}{2^p} \leq z < \frac{q}{2^p} \\ 0 & \text{para otros } z \in [0,1] \end{cases} \quad (3.64)$$

$h_{pq}(z) =$
 $h_p(z) = (1/\sqrt{N}) *$

Estos resultados pueden utilizarse para encontrar las matrices de transformación de Haar de orden $N \times N$. Se forma la i -ésima

fila con los elementos $h_i(z)$ para $z=0/N, 1/N, 2/N, \dots, N-1/N$, aplicando la ecuación (3.64).

f) Transformada Hotelling. Esta se basa en las propiedades estadísticas de la representación vectorial. Considérese una población de vectores aleatorios de la forma:

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]' \quad (3.65)$$

El vector medio de la población es:

$$\mathbf{m}_x = E(\mathbf{x}) \quad (3.66)$$

siendo $E(\cdot)$ el valor esperado del argumento. La matriz de covarianza de la población está definida como:

$$\mathbf{C}_x = E\{(\mathbf{x} - \mathbf{m}_x)(\mathbf{x} - \mathbf{m}_x)'\} \quad (3.67)$$

Para M vectores de muestra de una población aleatoria, el vector medio y la matriz de covarianza pueden ser aproximados, por las muestras, según:

$$\mathbf{m}_x = (1/M) \sum_{k=1}^M \mathbf{x}_k \quad (3.68)$$

y

$$\mathbf{C}_x = (1/M) \sum_{k=1}^M \mathbf{x}_k \mathbf{x}_k' - \mathbf{m}_x \mathbf{m}_x' \quad (3.69)$$

Debido a que $\mathbf{C}_x$ es real y simétrica, encontrar un conjunto de n vectores propios ortonormales es posible. Supóngase que $\mathbf{A}$ está formada por los valores propios de $\mathbf{C}_x$. En la primera fila se coloca el mayor valor propio, en la última se coloca

el menor. Si A es la matriz de transformación que mapea las x en un vector y según:

$$y = A(x - m_{x,}) \quad (3.70)$$

Esta ecuación se conoce como transformada Hotelling o de Karhunen-Loève (KLT). El vector medio de y es nulo y la matriz de covarianza es:

$$C_y = AC_xA' \quad (3.71)$$

C_y es una matriz diagonal cuyos elementos son los valores propios de C_x y, por ende, no están correlacionados.

Otra propiedad de la transformada de Hotelling es la reconstrucción de x a partir de y . Debido a que las filas de A son vectores ortonormales, la inversa es igual a la transpuesta y cualquier vector x puede ser recuperado de su correspondiente y por la relación:

$$x = A' y + m_{x,} \quad (3.72)$$

Supóngase que en vez de utilizar todos los valores propios de C_x se forma una matriz A_K de los K mayores valores propios de $K \times n$. El vector y será K dimensional y la reconstrucción de (3.72) ya no será exacta sino que estará dada por:

$$\hat{x} = A_K' y + m_{x,} \quad (3.73)$$

El error medio cuadrático entre x y $\hat{x}$ está dado por la suma de los valores propios no utilizados:

$$MSE = \sum_{j=K+1}^n \tau_j \quad (3.74)$$

Debido a que los valores propios decrecen monotónicamente, el error es minimizado al seleccionar los K valores propios con los valores mayores. Así, la transformada de Hotelling es óptima en el sentido en que reduce el error medio cuadrático entre el vector x y su aproximación $\hat{x}$.

2) Comparación de transformadas. Los sistemas de codificación de transformada basados en las transformadas discretas lineales ortonormales de Karhunen-Loève (KLT) discreta de Fourier (DFT) discreta de coseno (DCT) Walsh-Hadamard (WHT) y otras varias transformadas, han sido construidos y/o estudiados, extensamente. La elección de una transformada particular en una aplicación dada, depende, del nivel de error de reconstrucción que puede ser tolerado y de las fuentes de cálculo disponibles.

La compresión de los datos se logra durante la cuantificación de los coeficientes transformados (no durante los pasos de transformación)

Las pequeñas diferencias en el error medio cuadrático de reconstrucción están relacionadas directamente a la energía o a las propiedades de empaqueo de información de la transformada empleada. En el caso de sub-imágenes se reemplaza N por n en la ecuación (3.36) que representa ahora a la sub-imagen de la imagen que ha de ser comprimida. Puesto que el núcleo de la transformada inversa depende de x, y, u, v

y no de la transformada o de la función en sí, se puede considerar que define a un conjunto base de imágenes dado por:

$$F = \sum_{u=0}^{n-1} \sum_{v=0}^{n-1} T(u,v) H_{u,v} \quad (3.75)$$

donde F es una matriz de $n \times n$ que contiene los pixeles de $f(x,y)$ y la matriz $H_{u,v}$ tiene como elementos a los núcleos $h(i,j,u,v)$ con i y j variando de 0 a $n-1$. Las matrices $H_{u,v}$ con u y v variando de 0 a $n-1$ son las imágenes base de la transformada utilizada para realizar los cálculos de los coeficientes de la serie de expansión $T(u,v)$

Si se define una función máscara de coeficientes de transformada:

$$m(u,v) = \begin{cases} 0 & \text{si } T(u,v) \text{ satisface el criterio} \\ & \text{especificado de truncado} \\ 1 & \text{si no lo satisface} \end{cases} \quad (3.76)$$

se puede obtener una aproximación de F a partir de la expansión truncada:

$$F = \sum_{u=0}^{n-1} \sum_{v=0}^{n-1} T(u,v) m(u,v) H_{u,v} \quad (3.77)$$

donde $m(u,v)$ es construido para eliminar las imágenes base que hacen la menor contribución a la suma total en la ecuación (3.77). El error medio cuadrático entre la sub-imagen F y su aproximación es:

$$e_{m.e.} = \sum_u \sum_v \sigma^2 T(u,v) [1 - m(u,v)] \quad (3.78)$$

Las transformaciones que redistribuyen o empaquetan la mayor información en el menor número de coeficientes, proporciona la mejor aproximación de sub-imagen y, por consiguiente, el menor error de reconstrucción.

Finalmente, el error medio cuadrático de la imagen $N * N$ es idéntico al error medio cuadrático de la subimagen simple.

La habilidad del empaquetado de información del DCT es superior en comparación con el DFT y WHT. Sin embargo, estas condiciones, usualmente, se mantienen para la mayoría de las imágenes naturales. el KLT es la transformada óptima en un sentido de empaquetado de información. Es decir, el KLT minimiza el error medio cuadrático (ver ecuación 3.78) para cualquier imagen de entrada y cualquier número de coeficientes retenidos. Sin embargo, debido a que el KLT es dependiente de datos, la obtención de la base de imágenes KLT para cada sub-imagen, en general, es una tarea muy engorrosa de cálculo. Por esta razón, se utiliza una transformada DCT cuyas base de imágenes es fija (independencia de la entrada) De las posibles transformadas independientes de entrada, las no senoidales (tales como WHT o HT) son las más sencillas de implementar. Las transformadas senoidales (tales como DFT o DCT, DST) aproximan con bastante exactitud a la habilidad de empaquetado del óptimo KLT.

Por consiguiente, para muchas transformadas prácticas, el sistema de codificación se basa en DCT, que provee un buen

compromiso entre la habilidad del empaquetado de información y la complejidad de los cálculos. De hecho, las propiedades de DCT han probado ser de un valor práctico que se ha convertido en el estándar internacional para sistemas de codificación de transformada. Comparado con las otras transformadas independientes de entrada, tiene las ventajas de ser implementado en un IC, de utilizar el menor número de coeficientes y reduce la aparición de bloque en la imagen reconstruida, conocido como artefacto de bloque. Esta última propiedad es particularmente importante en comparación con las otras transformadas senoidales.

3) Cuantificación de los coeficientes de transformada. A diferencia de DPCM, donde una muestra particular cuantificada afecta relativamente pocos píxeles en la imagen reconstruida, la cuantificación de un coeficiente de transformada particular afecta a cada píxel en el bloque transformado. Este esparcimiento del error de cuantificación obliga a diseñar en forma distinta a los cuantificadores de coeficientes de transformada que en los usados para DPCM.

Si se ha de mantener el error de cuantificación por debajo del umbral de visibilidad y si las frecuencias de los vectores base están separadas lo suficiente como para ser detectadas

independientemente por el sistema visual humano, entonces, una técnica apropiada de cuantificación será:

$$|c_m - \hat{c}_m| < T_m \quad (3.79)$$

donde T_m es el umbral de visibilidad correspondiente al vector base t_m y $\hat{c}_m$ es el valor de coeficientes reconstruido.

Todos los coeficientes de transformada excepto c_1 tiene, aproximadamente, una PD Laplaciana, mientras que c_1 tiene una uniforme, a menos que el tamaño de bloque sea grande, entonces, se usa una distribución Gaussiana. Como el error de cuantificación en c_1 no está representado, subjetivamente, bien por el MSE, se utiliza cuantificación uniforme y codificación de longitud fija.

Dos esquemas de cuantificación son comúnmente utilizados para los coeficientes de transformada no DC. Estos son: primero, un cuantificador Lloyd-Max con codificación de palabra de longitud fija y, segundo, una cuantificación uniforme con codificación de palabra de longitud variable, i.e. cerca de la codificación óptima de entropía.

4) Codificación de transformada intercuadro. Con imágenes de televisión o cine una extensión lógica del concepto de codificación intracuadro es la codificación de transformada 3D. Con este método se codifican L cuadros a la vez y los datos son particionados en bloques de $L \times L \times L$ píxeles antes de la transformación. Cada bloque puede

ser arreglado en un vector columna de longitud L^3 y transformado vía una transformada de N -ésimo orden. Sin embargo, lo usual es utilizar transformadas separables 3D, i.e. la aplicación tres veces sucesivas de una transformada de L -ésimo orden a los ejes horizontal, vertical y temporal de cada píxel de bloque. Así, si $B=[b_{i,j}]$ es el bloque tridimensional de píxeles a ser transformados, entonces, el bloque de $L*L*L$ coeficientes de transformada es $C=[c_{lmn}]$ donde:

$$c_{lmn} = \sum_{i,j,k=1}^L b_{i,j,k} t_{li} t_{mj} t_{nk} \quad (3.80)$$

y los t , son elementos de la matriz de transformada T de $L*L$. Si i, j y k son las coordenadas vertical, horizontal y temporal, respectivamente, entonces l y m son las coordenadas de frecuencia espacial vertical y horizontal y n es la coordenada de frecuencia temporal.

Así, como con las transformadas intracuarto, los coeficientes de la transformada entrecuarto tienen PD Laplaciana, excepto el coeficiente DC, el cual es considerado como una PD uniforme. Sin embargo, la codificación de transformada entrecuarto es afectada no sólo por los incrementos distintos de detalle espacial dentro de un cuarto, pero, también, por las variaciones en el incremento de movimientos y otras actividades temporales en diferentes regiones de la imagen. Así, existen dos fuentes de no

estacionariedad estadística, y, por consiguiente, es necesario utilizar técnicas adaptativas para alcanzar buenos resultados. De hecho, la evidencia experimental indica que la codificación de transformada no adaptativa de entrecuadro de $16*16*16$ pixeles por bloque funciona un poco mejor que la codificación no adaptativa de intracuadro de $16*16$ pixel/bloque, que es mucho menos costosa de implementar.

El problema de cuantificar la actividad temporal para cada bloque 3D de pixeles y adaptar la codificación de coeficiente es directamente análogo a la codificación de transformada adaptativa 2D, donde la actividad espacial es el parámetro controlador. Sin embargo, debido a la propiedad promediadora temporal de muchas cámaras de TV, es muy raro que el bloque de transformada 3D tenga simultáneamente alta actividad espacial y temporal. Así, la energía de los coeficientes no DC no es una buena medida de actividad para propósitos de codificación. En vez de eso, un conjunto seleccionado de coeficientes de frecuencia espacial ($n=0$ en la ecuación (3.72) debe ser utilizado para indicar la actividad espacial y un conjunto seleccionado de coeficientes de frecuencia temporal ($l=m=0$ ecuación 3.72) debe ser utilizado para indicar la actividad temporal. Las técnicas de clasificación pueden ser utilizadas para categorizar cada bloque, según el incremento de actividad espacial y/o temporal y como en la codificación de transformada adaptativa 2D, codifiquen utilizando una

cuantificación de coeficientes y asignación de bit a los mismos basados en la visibilidad subjetiva de distorsión en cada clase.

5) Selección de tamaño de sub-imagen. Otro

factor importante que afecta al error de codificación de transformada y la complejidad de los cálculos es el tamaño de la sub-imagen. En muchas aplicaciones, las imágenes son subdivididas, de tal modo, que la correlación entre sub-imágenes adyacentes se reduce a un nivel aceptable y esto se logra al hacer n una potencia entera de dos, donde n es la dimensión de la sub-imagen. La última condición simplifica los cálculos de la transformada de sub-imagen. En general, tanto el nivel de compresión y la complejidad de cálculos crece, según el tamaño de la imagen se incrementa. Los tamaños más usuales de sub-imágenes son de 8×8 y 16×16 .

La codificación de transformada implica una elevada complejidad tanto a nivel de almacenamiento como a nivel de los requerimientos de cálculo. Para fuentes con parámetros estadísticos estacionarios, la codificación de transformada con grandes bloques elimina toda la redundancia estadística presente en la fuente de señal. Sin embargo, en el mundo real, se deben utilizar bloques pequeños, donde las técnicas adaptativas puedan acomodarse a los cambios en la estadística de las áreas locales. Otra razón es que así se pueden utilizar para aprovechar las propiedades psicovisuales del observador.

6) Codificación de transformada híbrida. Con lo

dicho en el punto anterior, el uso de bloques pequeños permite la existencia de redundancia aún después de ser sometidos a la codificación de transformada. Este es un dilema que es, parcialmente, solucionado por la codificación de transformada híbrida que reduce los requerimientos de almacenamiento y la complejidad operacional de los algoritmos.

a) Codificación de transformada híbrida de intracuadro. Básicamente, la

codificación de transformada híbrida combina la codificación de transformada y la codificación predictiva para reducir los requerimientos de almacenamiento e incrementar la adaptabilidad y la eficiencia. La codificación de transformada híbrida de intracuadro se realiza primero usando codificación de transformada en una dimensión espacial y, luego, codificación DPCM en la otra dimensión espacial.

La metodología es dividir la imagen en tiras verticales, a las cuales se les aplica la codificación de transformada 1D, línea por línea.

$$c_{1m} = \sum_{j=1}^L b_{1j} t_{mj} \quad (3.81)$$

A los vectores que representan cada línea vertical i dentro de cada tira k (c_{1k}) se le aplica la codificación DPCM para eliminar la redundancia.

Este tipo de codificación híbrida, requiere solamente de una memoria de una sola línea en vez de L líneas. Aún más, con el procesamiento línea a línea, la capacidad de adaptación a las variaciones locales en la imagen es, significativamente, mejorada comparado con la codificación de transformada 2D.

b) Codificación de transformada híbrida de entrecuadro. La codificación de

transformada de bloque 3D necesita tanto en el transmisor como en el receptor de una capacidad de memoria de L cuadros. Esta necesidad puede reducirse a, aproximadamente, un cuadro de memoria en el transmisor y uno en el receptor utilizando esta técnica híbrida.

El primer paso es realizar la partición de cada imagen en bloques bidimensionales de $L \times L$ píxeles. Siendo el k -ésimo bloque de píxeles en el i -ésimo cuadro, B_i^k , entonces, cada bloque es transformado por una transformada 2D produciendo un vector de longitud L^2 de coeficientes c_i^k . Estos son codificados DPCM. La predicción se realiza utilizando el cuadro previo. En el caso de TV, la imagen es entrelazada, por lo que la codificación de transformada se aplica a cada campo (ya no a cada cuadro) y la predicción utiliza el campo previo.

7) Posicionamiento de bit. El error de reconstrucción asociado con la expansión de serie truncada de la ecuación (3.77) es una función del número y de la importancia relativa de los coeficientes de la transformada que son descartados, así como de la precisión que es utilizada para representar a los coeficientes retenidos. En muchos sistemas de codificación de transformada, los coeficientes retenidos son seleccionados en base a la varianza máxima (llamado codificación zonal) o con base en la magnitud máxima (llamado codificación de umbral). El proceso total de truncamiento, cuantificación y codificación de los coeficientes de la sub-imagen transformada es comúnmente llamado colocación de bit.

a) Codificación de zona. Se basa en el concepto de la teoría de información en que la información visualizada es incierta. Por consiguiente, los coeficientes de transformada de varianza máxima llevan la mayor información de imagen y deben ser retenidos en el proceso de codificación. Las varianzas mismas pueden ser calculadas directamente a partir del conjunto de $(N/n)^2$ arreglos de sub-imagen transformada o basándose en el modelo que se asumió. En cualquier caso, el proceso de muestreo de zona puede ser visto como la multiplicación de cada $T(u,v)$ por el correspondiente elemento en la máscara de zona, que se

construye colocando un 1 en la posición de máxima varianza y un 0 en las demás posiciones. Los coeficientes de máxima varianza, usualmente, son localizados alrededor del origen de la transformada de imagen.

Los coeficientes que son retenidos durante el proceso de muestreo de zona deben ser cuantificados y codificados. En muchos casos, los coeficientes usan el mismo número de bits o algún número fijo de bits es distribuido entre ellos desigualmente. En el primer caso, los coeficientes son generalmente normalizados por su desviación estándar y cuantificados uniformemente. En el segundo caso, un cuantificador, tal como el cuantificador de Lloyd-Max, es diseñado para cada coeficiente. Para construir los cuantificadores requeridos, el coeficiente DC o cero es normalmente modelado por una función de densidad de Rayleigh, mientras que los demás coeficientes son modelados por una función de densidad Gaussiana o Laplaciana. El número de niveles de cuantificación dedicados a cada cuantificador es proporcional a $\log_2 \sigma^2_{\text{coeficiente}}$. Esta repartición es consistente con la teoría de distorsión de velocidad, la cual indica que una variable aleatoria Gaussiana con varianza σ^2 no puede ser representada por menos de $0.5 \log_2(\sigma^2/D)$ bit y puede ser reproducida con un error medio cuadrático menor que D . La conclusión intuitiva es que el contenido de información de una variable aleatoria Gaussiana es proporcional a $\log_2(\sigma^2/D)$.

Así, los coeficientes retenidos en la ecuación (3.77) que son seleccionados con base en las varianzas máximas, deben tener asignados la cantidad de bits en proporción al logaritmo de las varianzas de coeficientes.

b) Codificación de umbral. Usualmente, la codificación zonal es implementada usando una máscara simple fija para las sub-ímagenes. La codificación de umbral, sin embargo, es inherentemente adaptativa en el sentido que la posición de los coeficientes de transformada retenidos para cada sub-imagen, varía de una a otra. De hecho, la codificación de umbral es la técnica de codificación adaptativa de transformada más utilizada por su simplicidad de cálculo. El concepto expuesto aquí es que para cualquier sub-imagen, los coeficientes de transformada de mayor magnitud son los que contribuyen en mayor magnitud en la calidad de la sub-imagen reconstruida. Debido a que las posiciones de los mayores coeficientes varían de una sub-imagen a otra, los elementos de $T(u,v)m(u,v)$ normalmente son reordenados (de un modo predefinido) para formar una secuencia de codificación unidimensional de longitud de serie.

Hay tres formas básicas de establecer el umbral de una sub-imagen transformada o, dicho de otro modo, de crear una función de máscara de umbral de sub-imagen: la primera es un umbral global simple que se aplica a toda la sub-imagen, la

segunda es utilizar un umbral diferente para cada sub-imagen y la tercera es variar el umbral como una función de la posición de cada coeficiente dentro de la sub-imagen. En la primera técnica, el nivel de compresión difiere de una imagen a la siguiente, dependiendo del número de coeficientes que exceden el umbral global. En la segunda, el mismo número de coeficientes es descartado para cada sub-imagen. Como resultado, la velocidad de codificación es constante y conocida de antemano. La tercera técnica, como la primera, da una velocidad de codificación variable, pero ofrece la ventaja que el establecimiento de los umbrales y la cuantificación puede ser hecho al reemplazar $T(u,v)m(u,v)$ en la ecuación 3.69 por:

$$T(u,v) = \text{round} \left[\frac{T(u,v)}{Z(u,v)} \right] \quad (3.82)$$

donde $T(u,v)$ es una aproximación umbralizada y cuantificada de $T(u,v)$, y, Z es el arreglo de normalización de transformada $Z(u,v)$.

Antes de la transformación de una sub-imagen normalizada, $T(u,v)$ puede ser transformada inversamente para obtener una aproximación de $F(u,v)$ se debe multiplicar por $Z(u,v)$. El arreglo resultante desnormalizado, designado como T , es una aproximación de $T(u,v)$:

$$T(u,v) = T(u,v) Z(u,v) \quad (3.83)$$

La transformada inversa de (3.83) da la aproximación de sub-imagen descomprimida.

6. Quantificación vectorial. La cuantificación escalar implica, básicamente, dos operaciones: la primera es realizar la partición del rango de posibles valores de entrada en una colección finita de subrangos o subconjuntos y la segunda es la elección de un valor representativo para cada subconjunto a ser enviado cuando el valor de entrada se encuentra en el subrango, i.e. un miembro de ese subconjunto. Con la cuantificación vectorial, las mismas dos operaciones se realizan no en un espacio escalar unidimensional, sino, que, en un espacio vectorial N dimensional. Así, si el espacio vectorial es particionado en 2^{NR} subconjuntos, cada uno con su correspondiente valor representativo o vector codificado, entonces, bloques b de N píxeles pueden ser codificados con RN bits por bloque o R bits por píxel.

Si se asume que el filtrado, la corrección de gamma y otras operaciones preliminares se han realizado, entonces, es posible definir una medida de diferencia de distorsión $d(b-\hat{b})$ entre el vector de entrada b y el vector codificado $\hat{b}$. El problema de cuantificación vectorial es elegir entonces la partición y los vectores código de tal modo que se minimice la distorsión total en la imagen.

El diseño de los cuantificadores vectoriales de imagen (VQ) generalmente, requiere de un conjunto de imágenes de entrenamiento, pues, nunca se dispone de los parámetros estadísticos exactos. Los vectores VQ y las particiones se determinan iterativamente por procesamiento repetitivo del conjunto de entrenamiento. Habiendo diseñado al VQ, un bloque de b píxeles puede ser codificado al seleccionar al vector $\mathbf{D}$ que minimiza $d(\mathbf{b}-\mathbf{D})$ y transmitir un índice de palabras código de NR bits para indicarle al receptor qué palabra código utilizar. El decodificador, entonces, muestra al vector $\mathbf{D}$ como la representación codificada.

La ventaja del VQ es la simplicidad de la estructura del receptor, pues, solamente debe utilizar una tabla de 2^{NR} vectores código. Las desventajas son la complejidad del codificador y el hecho de que las imágenes disímiles a las del conjunto de entrenamiento pueden no ser bien representadas por los vectores código en el decodificador.

Se han sugerido métodos que aceleren la operación de codificación, i.e. seleccionar los vectores código que mejor aproximen cada vector de entrada.

El VQ multietapa reduce el tiempo de búsqueda y los requerimientos de almacenamiento. En la primera etapa VQ se realiza a baja velocidad y se transmite una palabra-índice codificada. Luego, se genera un primer vector de error al sustraer el vector código del vector original. Este vector de

error es codificado por un VQ distinto, se transmite una palabra-índice codificada y, si es necesario, se genera un segundo vector de error. El receptor produce un vector descodificado al sumar todos los vectores código correspondientes a los índices recibidos. En un principio, el error de código puede reducirse, eventualmente, a un nivel deseable, sin embargo, los píxeles de los vectores de error se vuelven no correlacionados y, por consiguiente, inservibles para la cuantificación vectorial eficiente.

Las técnicas de extracción de parámetros, conocidas como Códigos producto, son capaces de reducir la complejidad VQ. Si se calcula la media y la varianza de cada vector de entrada se le puede restar al mismo la media y al multiplicarlo por un factor de ganancia se puede obtener un vector de media nula y varianza unitaria. Lo que permite tener una tabla de valores de vectores mucho menor que la utilizada en un método VQ más sencillo.

Las técnicas de clasificación de bloque pueden ser utilizadas con buena ventaja en la cuantificación de vector adaptativa. En ésta, los bloques son clasificados en una de las varias clases según su actividad espacial y se utiliza una tabla de valores VQ distinta para cada clase. Este método no sólo produce tablas VQ mejor adaptadas al bloque que debe codificar, sino que tiene menor sensibilidad a los cambios en

el material de imagen. Lo malo de este método es el sobreencabezado necesario para enviar cada clase de bloque.

Así como se da en la codificación híbrida de transformada, las técnicas de predicción pueden ser utilizadas en VQ. Se calcula la predicción del bloque presente basándose en los bloques previos codificados. Los bloques adyacentes en el mismo cuadro o en el mismo campo pueden ser utilizados en la predicción. El error de predicción es codificado y enviado via VQ.

La cuantificación vectorial de las imágenes de color alcanza la posibilidad de explotar la correlación entre las componentes de color puesto que, en principio, un bloque de $L \times L$ píxeles de color es simplemente un arreglo de números de $L \times L \times 3$ que puede ser reordenado como un vector $3L^2$. Entonces VQ puede ser operado como antes. Si se ha de acomodar una gran variedad de colores, entonces las componentes de color YIQ son prácticamente no correlacionadas. En este caso la codificación combinada de componentes es de poca utilidad y la codificación de componentes separadas da resultados más óptimos.

7. Codificación de transformada no unitaria interpolativa. Se divide la imagen en bloques de 4×4 píxeles:

A	B	C	D
E	F	G	H
I	J	K	L
M	N	O	P

Para cada bloque, se codifica y transmite el primer pixel A sin transformación alguna. Entonces, se codifica y transmite el pixel P usando DPCM utilizando el pixel cuantificado A (A'') como una predicción y, luego, se envían los pixeles D y M por DPCM utilizando como predicción el valor $(A''+P'')/2$. Los pixeles que quedan son codificados y transmitidos vía DPCM utilizando la interpolación de los vecinos cercanos previamente transmitidos vía DPCM.

La aproximación descrita, anteriormente, difiere de la codificación de transformada simple en el hecho de que los coeficientes de transformada están asociados con un pixel particular del bloque b. Aún más, después que cada coeficiente es cuantificado, el pixel asociado de b es reemplazado por su valor cuantificado de tal modo que todas las predicciones pueden ser calculadas exactamente en el receptor. Puesto que la matriz de transformada es muy dispersa, con muchos elementos nulos, la complejidad puede considerarse menor que con las transformadas ortogonales. En muchos casos la complejidad se incrementa linealmente con el tamaño del bloque.

8. Codificación de truncamiento de bloque (BTC)

El objetivo de este algoritmo es cuantificar los pixeles de un bloque $L \times L$ de tal modo que preserve la media y la varianza. El primer paso es calcular la media y la varianza:

$$\bar{b} = (1/L^2) \sum_{i,j=1}^L b_{i,j}$$

$$\sigma^2 = (1/L^2) \sum_{i,j=1}^L (b_{i,j} - \bar{b})^2 \quad (3.84)$$

Estos valores son, entonces, cuantificados y transmitidos. Después, los pixeles del bloque son cuantificados a dos niveles utilizando $\bar{b}$ como un umbral, i.e. se envía un 1 ó 0 dependiendo si $b_{i,j}$ está por debajo del mismo o por encima, respectivamente.

En el receptor, el primer paso es evaluar q , el número de 1 recibidos en el bloque. El número de ceros es entonces $p = L^2 - q$. El siguiente paso es evaluar los dos niveles del cuantificador que preservan la media y la varianza. Estos se muestran por:

$$L_0 = \bar{b} - \sigma f(q/p)$$

$$L_1 = \bar{b} + \sigma f(p/q) \quad (3.85)$$

Finalmente, cada pixel es decodificado a L_0 y L_1 dependiendo si se recibió un 0 ó 1.

Las imágenes decodificadas BTC, típicamente, reproducen bordes nítidos de grandes objetos, al igual que la textura aleatoria. Sin embargo, en áreas de bajo detalle de la imagen donde brillo y/o color varían lentamente, aparece algún contorno visible y discontinuidad en borde de bloque debido a la cuantificación burda.

La codificación de compresión adaptativa (ACC) se forma al combinar BTC con la codificación de árbol cuádruple para las regiones que son suaves y regiones que contienen un borde. La calidad de la imagen se mejora al utilizar filtros de post suavización los cuales suavizan la apariencia de bloque que hay a esos niveles de compresión. Este tipo de técnica posee la ventaja de preservar los bordes no importando el nivel de compresión.

Hay tres formas para aplicar esta técnica. La primera categoría es donde la intensidad de los bloques es relativamente uniforme. La segunda es donde el bloque contiene un borde y, la tercera es donde el bloque contiene un patrón aleatorio o pseudoaleatorio. En la primera categoría, el bloque es representado por su promedio. En la segunda categoría se utiliza un árbol cuádruple. Para el último caso se utiliza BTC, pero, en caso de que las intensidades de los dos niveles de salida BTC difieran en 20 o menos, se utiliza una versión distinta de BTC. Esta versión utiliza tablas de valores que codifican al bloque en 7 bits.

La forma como se determina si un bloque es o no uniforme es calcular la diferencia entre el valor máximo y mínimo de iluminación y compararlo con un valor umbral predeterminado de 18, conocido como umbral de suavidad.

Para el segundo caso se compara ahora con un umbral de 120, conocido como umbral de borde. Si la diferencia es menor que el umbral, se dice que el bloque es de naturaleza de textura. De otro modo el bloque posee un borde. Al descubrir un borde, el bloque es dividido en sub bloques de 2×2 y la diferencia comparada con un umbral de 60.

Este es un esquema que utiliza tres dimensiones (dos espaciales y una temporal) para reducir la tasa de bit. En este método se utilizan 3 cuadros con bloques de $4 \times 4 \times 3$ pixeles. Una parte de los bloques son codificados en BTC 3D y los restantes son codificados en BTC 2D que son utilizados para procesar bordes. Para que el receptor pueda reconocer entre bloques 2D y 3D, se utilizan dos vectores, correspondientes a los movimientos horizontales y verticales del cuadro 2, relativamente al cuadro 1 y el cuadro 3, relativamente, al cuadro 2.

9. Métodos de codificación misceláneos

- a. Codificación interpolativa y extrapolativa. En este tipo de codificación se elige, primero, un

subconjunto de píxeles para ser transmitidos. Para este subconjunto de píxeles se puede utilizar cualquier esquema de codificación (PCM, DPCM o transformada). Los píxeles que no son seleccionados son reproducidos por interpolación en el receptor utilizando la información de los píxeles enviados. En la codificación interpolativa, algunos píxeles presentes y otros futuros son transmitidos y el resto es interpolado en el receptor, mientras que en el extrapolativo, los píxeles del futuro inmediato son extrapolados a partir de los del pasado, uno por uno. El primer píxel para el cual el error de extrapolación supera el umbral establecido causa que el proceso de extrapolación se detenga. Este píxel es, entonces, transmitido con su dirección y los demás píxeles son extrapolados otra vez como antes. Tanto los métodos interpolativos como extrapolativos pueden ser divididos en dos clases: fijos y adaptativos.

Los métodos interpolativos fijos, utilizan un conjunto fijo de píxeles seleccionados para la transmisión y obvian el resto que debe ser interpolado. Hay varias formas de realizar la transmisión de muestras: una cada dos, una cada cuatro, cada línea alternada de barrido, cada campo o cuadro alterno. La calidad de la imagen es una función del número y tipo de muestras que son obviadas y del método de interpolación. La práctica ha demostrado que los interpoladores lineales son

suficientemente efectivos y no se gana mucho con el uso de polinomios interpolativos de orden mayor.

La interpolación adaptativa puede ser más efectiva que la fija. Por ejemplo, se puede establecer una regla:

$$\begin{array}{ccc} * & E & * \\ D & o & C \\ * & B & * \end{array} \quad o = \text{pixel a interpolar}$$

El valor del pixel a interpolar estaría dado por:

$$A = \begin{cases} 0.5(C+D) & \text{si } |C-D| \leq |B-E| \\ 0.5(B+E) & \text{en caso contrario} \end{cases} \quad (3.86)$$

Un esquema interpolativo comúnmente utilizado para codificación intercuadro es obviar campos alternos en la transmisión. Cada pixel del campo i obviado es interpolado, utilizando los pixeles adyacentes temporal (campos $i+1$ e $i-1$) y espacialmente (pixeles superior e inferior y laterales)

La codificación interpolativa adaptativa consiste en tres partes: la primera es elegir los pixeles a transmitir, la segunda es construir una interpolación de los pixeles no transmitidos y la tercera es evaluar el error de interpolación. Si el error se encuentra por debajo del umbral establecido, entonces, se eligen menos pixeles para la transmisión; si supera el umbral, entonces, se utilizan más muestras.

El funcionamiento de los codificadores interpolativos depende de las técnicas utilizadas para la transmisión de las muestras y para la interpolación. Sin embargo, por lo

general, su rendimiento se encuentra por encima de los DPCM no adaptativos pero por debajo de los adaptativos, haciéndolos útiles para aplicaciones donde se requiere de una elevada reducción de la tasa de bits y donde no es posible codificar cada muestra.

b. Interpolación adaptativa de movimiento. Este es un tipo de interpolación que se ha hecho popular y se basa en el método de interpolación que obvia campos alternos. Sin embargo, en este método se reducen los efectos del anterior al utilizar estimadores de movimiento que generan vectores de desplazamiento que se le suman al valor interpolado entre los dos campos no obviados.

Para lograr este esquema, además del estimador de desplazamiento, es necesario segmentar el cuadro en áreas de movimiento. Bajo movimiento moderado, una eliminación de cuadro 4:1 (es decir se obvian 3 de cada 4 cuadros) e interpolación adaptativa de movimiento, permiten un buen rendimiento de movimiento. Se han creado técnicas que verifican en el transmisor la calidad de la interpolación y si el error es mayor que el umbral, se envía información lateral al receptor. Debido a las inexactitudes de los estimadores de desplazamiento (i.e. movimiento traslacional y rotacional complejo) y al proceso de segmentación, este tipo de información se hace necesaria para reducir los artefactos que

pueden introducirse debido a la falta de interpolación.

c. Codificación de pirámide, codificación de subbanda. En la codificación de pirámide se representa la imagen no codificada como una serie de imágenes pasa banda, cada una muestreada a bajas velocidades. Una implementación de esto es construir en la primera etapa una secuencia de imágenes LPF $\{b_k(x_j, y_i)\}$ $k=1, \dots, n$, tal que (ignorando los efectos de borde):

$$b_{k+1}(x_j, y_i) = \sum_{m=-p}^p \sum_{n=-p}^p h(m, n) b_k(x_{2j+n}, y_{2i+m}) \quad (3.87)$$

donde $h(m, n)$ son los pesos cuyos valores aproximan a una función tipo Gaussiana y $b_0(x_j, y_i)$ es la imagen original. Por simplicidad, $h(m, n)$ es separable.

La siguiente etapa de codificación es generar una secuencia de imágenes de error al expandir, primero, la imagen LPF submuestreada $b_{k+1}(\cdot)$ por interpolación y, luego, sustracción de la $b_k(\cdot)$.

$$L_k = b_k(x_j, y_i) - b_{k+1,\cdot}(x_j, y_i) \quad (3.88)$$

donde los píxeles interpolativos de la versión expandida $b_{k+1,\cdot}(\cdot)$ están dados por:

$$b_{k+1,0}(x_1, y_1) = 4 \sum_{m=-2}^2 \sum_{n=-2}^2 h(m, n) b_{k+1}(x_{(j-n)/2}, y_{(i-m)/2})$$

(3.89)

donde sólo se pueden utilizar subíndices enteros de x, y .

Así, se crea una secuencia de imágenes BPF, $L_k(\cdot)$. La compresión se realiza al cuantificar $b_n(\cdot)$ seguido de $L_k(\cdot)$ y, luego, codificando en entropía a las salidas cuantificadas. La imagen $b_n(\cdot)$ puede, de hecho, contener solamente un píxel. En el receptor se realiza la operación inversa fácilmente. Además de la buena relación de compresión, el esquema permite la transmisión secuencial. En este caso, el nivel más alto de la pirámide se transmite primero y es expandido por interpolación en el receptor para formar una imagen burda inicial. Este es seguido por la transmisión del siguiente nivel de la pirámide, el cual es sumado después de expansión a la imagen existente en el receptor, incrementando la calidad de la imagen en el receptor. La ventaja principal es que los cálculos son sencillos, locales y pueden ser realizados en paralelo.

En el procedimiento descrito anteriormente, los $L_k(\cdot)$ pueden ser obtenidos no en forma iterativa, sino, que, como salida de n LPF paralelos. En este caso el algoritmo de compresión es llamado codificación de subbanda. Como en el caso anterior, los $L_k(\cdot)$ son cuantificados y codificados, separadamente, tal vez utilizando RLC para las cadenas nulas.

La imagen decodificada se obtiene simplemente sumando las imágenes recibidas pasabanda.

d. Codificación híbrida BTC-VQ-DCT Este tipo de codificación se realiza en tres fases:

En la primera se realiza la codificación BTC de la imagen de entrada, que comprime, los bloques de $N \times N$ de la imagen original en un mapa de bit y dos imágenes reducidas de nivel de gris, que están compuestas por los valores de píxeles por encima de la media y los que están por debajo de la misma.

En la segunda fase se implementa VQ en el mapa de bit para remover aún más la redundancia intrabloque. Se utiliza en este punto una tabla de 64 kbit para acelerar la cuantificación vectorial.

En la tercera fase, se implementa ADCT para comprimir las imágenes de $N/4 \times N/4$ de las subimágenes, por encima y por debajo de la media, y, remover la correlación intra como entrebloque.

e. Codificación de transformada de chirrido. Sea $x(t)$ una señal dada, la versión de $x(t)$ comprimida o expandida en el tiempo se puede escribir:

$$y(t) = x[\sigma(t-\tau)] \quad (3.90)$$

donde $\sigma > 1$ para compresión temporal y $0 < \sigma < 1$ para la expansión temporal y τ es el retardo. Un modo de obtener $y(t)$ a partir

de $x(t)$ es, primero, tomar la transformada de Fourier $X(w)$ de $x(t)$. Luego, se multiplica $X(w)$ por $\sigma^{-1} \exp(-j\omega\tau)$ se cambia la variable de frecuencia por $w=w'/\sigma$, y, luego, se calcula la transformada inversa de Fourier dando el valor de $y(t)$ la cual es la versión compandida (compresión o expansión temporal) de $x(t)$.

La formación de este tipo de transformada se logra utilizando un filtro lineal dispersivo (LDF) Sabiendo que f_0 es la frecuencia central y β la relación entre el ancho de banda y el retardo de dispersión:

$$\beta = \delta f / \delta \tau \quad (3.91)$$

La función de transferencia del filtro es:

$$H(f) = \begin{cases} e^{-j2\pi[(f-f_0)\tau_0 + ((f-f_0)^2/2\beta) + \phi_1]} & -\delta f/2 \leq f-f_0 \leq \delta f/2 \\ 0 & \text{de otro modo} \end{cases} \quad (3.92)$$

calculando la transformada inversa y desdeshando ciertos términos de perturbación de fase:

$$h(t, \beta) = \begin{cases} A \cos 2\pi[(f_0 - 0.5\delta f)t + 0.5\beta t^2 + \phi_2] & \tau_0 - 0.5\delta\tau \leq t \leq \tau_0 + 0.5\delta\tau \\ 0 & \text{de otro modo} \end{cases} \quad (3.93)$$

Asumiendo que el ancho de banda del LDF es infinito, se tiene que $h(t)$ puede simplificarse como:

$$h(t, \beta) = e^{j2\pi(f_0 t + (\beta/2)t^2)} \quad (3.94)$$

denotando la convolución como $\otimes$ y $'$ como la conjugada compleja, la transformada de Fourier se puede obtener como:

$$\begin{aligned} g(t) &= h'(t, \beta) \{ h(t, \beta) \otimes [h(t, -\beta) x(t)] \} \\ &= X(\beta f) \end{aligned} \quad (3.95)$$

la transformada inversa es entonces:

$$\begin{aligned} \hat{g}(t) &= h'(t, -\alpha) \{ h(t, -\alpha) \otimes [h(t, \alpha) X(t)] \} \\ &= 2\pi x(\alpha t) \end{aligned} \quad (3.96)$$

donde $g(t)$ y $\hat{g}(t)$ son conocidas como las transformadas de chirrido. Gracias a estas transformadas y a los filtros LDF que pueden ser utilizados como convolucionadores se puede obtener la expansión o compresión deseada siempre y cuando el valor del factor de compansión esté dado por:

$$\sigma = \alpha/\beta \quad (3.97)$$

f. Codificación de visibilidad de mínimo ruido. Este

es un tipo de sistema de compresión de datos que explota el fenómeno visual para reducir la visibilidad del ruido de cuantificación. Es un método no estadístico que utiliza una tasa de datos constante y trabaja bien en presencia de errores de canal y es sencillo de implementar.

La señal de luminancia digital es separada en dos componentes (baja y alta frecuencia) La salida del filtro es apropiadamente submuestreada y los datos resultantes son transmitidos al receptor donde se reconstruyen las componentes de baja frecuencia por un interpolador. La señal de baja

frecuencia es sustraída de la señal de banda base en el transmisor para obtener las componentes de alta frecuencia. Estas son procesadas por un cuantificador ruidoso con tomas que utiliza ruido pseudoaleatorio (PRN) para mejorar la calidad de la imagen decodificada. En el canal de alta frecuencia se utilizan 5 bit/muestra. En el canal de baja frecuencia la señal es primero filtrada horizontalmente y submuestreada 5:1. Se realiza submuestreo de 3:1 después del filtrado vertical. La cuantificación se realiza con 8 bit/muestra.

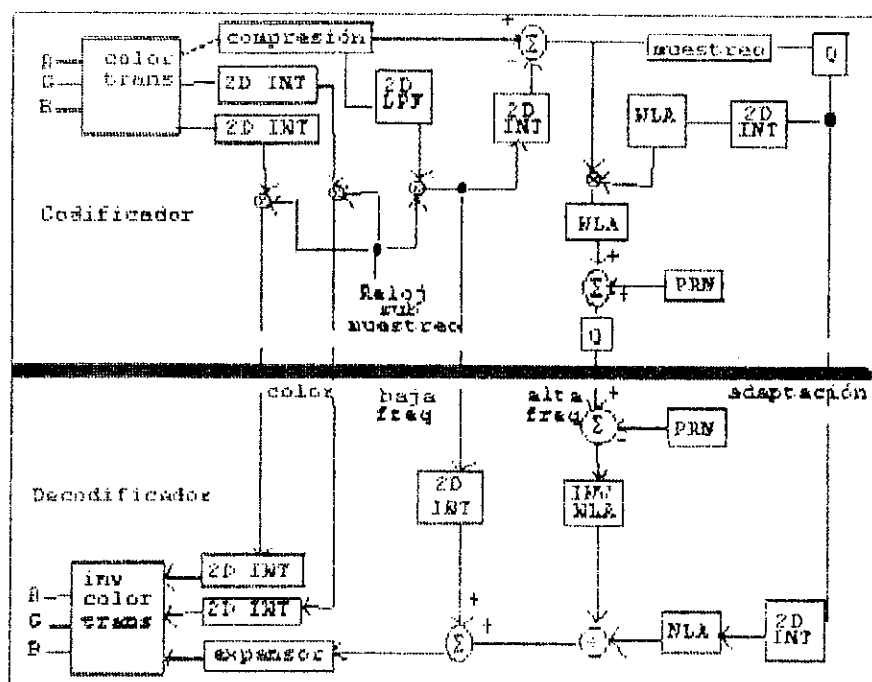


Figura 3.7. Diagrama de bloques del AMNVC

Puesto que la única degradación en la señal es el ruido aditivo, la calidad de la imagen se incrementa monotónicamente hacia la perfección, según que el ruido es reducido. En los sistemas no adaptativos esto se puede lograr al incrementar el número de pasos (i.e. el número de bits/pixel) o decrementando el rango lineal del cuantificador.

El sistema adaptativo se construye al submuestrear la señal de alta frecuencia h en un factor de 3:1 y cuantificada burdamente y transmitida. Parte de esta señal es interpolada 2D obteniendo la señal $\hat{h}$ y, luego, pasa a un transformador no lineal (NLA) donde se realiza la operación $f=k/\hat{h}$, siendo k un factor de prevención de sobrecarga. De este modo se multiplica la señal h por el factor f , con lo cual se reduce el ruido en un factor de f al dividir la señal recibida entre f .

Las componentes diferencia de color son submuestreadas y cuantificadas con 3 bits/pel. En la figura 3.7 se muestra el diagrama de bloques de este sistema.

B. Mejoramiento de imagen.

El objetivo principal de las técnicas de mejoramiento de imagen es procesar la imagen de tal modo que el resultado es más deseable que la imagen original para una aplicación específica. Desde un punto de vista general se definen dos tipos de técnicas: el dominio espacial y el de frecuencia.

1. Mejoramiento por procesamiento de punto.

a. Algunas transformaciones de intensidad sencillas.

1) Negativos de imagen. El negativo de una imagen digital se obtiene utilizando la función de transformación que invierte el nivel negro en blanco y el blanco en negro. La forma de la función de transformación es una recta con pendiente negativa y con puntos de corte con el eje en donde están los valores máximos de los niveles de gris (i.e ecuación $s = -r + L$).

2) Estrechamiento de contraste. Las imágenes de bajo contraste pueden resultar de una iluminación pobre, falta de rango dinámico en el sensor de imagen o, aún, valores erróneos en la apertura de la lente de captura de la imagen. La idea detrás del estrechamiento de contraste es incrementar el rango dinámico de los niveles de

gris en la imagen a ser procesada. El uso de funciones de umbral es lo que permite la realización de este proceso. Una función de este tipo es creciente pero en ciertos puntos (umbrales) la pendiente cambia, con lo cual se incrementa el nivel de gris en una región y se reduce en otras.

3) Compresión del rango dinámico. En algunas ocasiones el rango dinámico excede la capacidad de un dispositivo de visualización, de tal modo que, las partes brillantes de la imagen son las únicas visibles en el monitor. Lo mismo ocurre cuando se desea grabar la imagen en una película. Una forma de lograrse es utilizar funciones logarítmicas trasladadas para evitar calcular el logaritmo de cero.

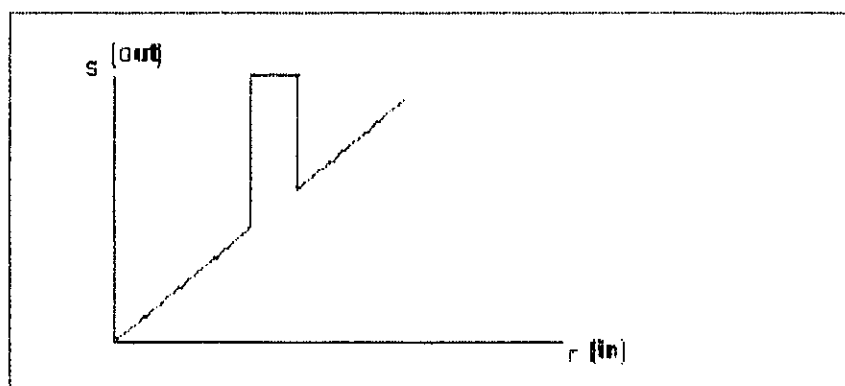


Figura 3.8. Ejemplo de una función de división de nivel de gris.

4) División de nivel de gris. Esta técnica incrementa el nivel de gris de la imagen solamente en un rango de niveles de gris. La función de transformación es la identidad para todo nivel que no interesa y en el rango de interés es constante a un valor elevado del nivel de gris (ver figura 3.8).

5) División de plano bit. El plano bit no es más que la técnica de asignar planos a cada bit de la palabra de cuantificación que representa la información de la imagen. La técnica de división de plano bit consiste en mejorar el nivel de gris de algunos planos para mejorar la apariencia de la imagen total. El procedimiento es la aplicación de alguna de las técnicas anteriores a alguno de los planos bit.

b. Procesamiento de histograma. El histograma de una imagen digital con L niveles de gris está formado por la función $p(r_k) = n_k/n$, donde r_k es el k -ésimo nivel de gris, n_k es el número de píxeles en la imagen con ese nivel de gris y n es el número total de píxeles en la imagen, y, k varía de 0 a $L-1$.

1) Ecualización de histograma. Considérese que los valores de pixeles son cantidades continuas y que han sido normalizados para que se encuentren en el intervalo $[0,1]$, con $r=0$ para el nivel negro y $r=1$ para el nivel blanco. Los niveles de gris en una imagen pueden ser vistos como cantidades aleatorias en el intervalo ya mencionado.

Si son variables continuas, los niveles de gris originales y transformados pueden ser caracterizados por las funciones de densidad de probabilidad (fdp) $p_r(r)$ y $p_s(s)$.

Considerándose la función de transformación como la función de distribución acumulada (cdf) de r , se obtiene una función que incrementa, monotónicamente, en el intervalo como función de r .

$$s = T(r) = \int_0^r p_r(w) dw \quad (3.93)$$

La pdf de los niveles de gris transformados es igual a la unidad. Este resultado es independiente de la función de transformación inversa, lo que es importante porque la obtención, analíticamente, de $T^{-1}(s)$ no siempre es sencillo.

Para que esto sea útil para el procesamiento digital de imagen, los conceptos antes expuestos deben ser formulados en forma discreta. En el caso discreto la pdf de entrada es:

$$p_r(r_k) = n_k/n \quad 0 \leq r_k \leq 1 \text{ y } k=0,1,\dots,L-1 \quad (3.94)$$

La forma discreta de la ecuación (3.93) es:

$$s_k = T(r_k) = \sum_{j=0}^k (n_j/n) \quad (3.95)$$

Las condiciones que debe satisfacer $T(r_k)$ son: primero, $T(r)$ es una función monotonica, uno a uno que incrementa en el intervalo $[0,1]$ y, segundo, la función $T(r_k)$ se encuentra acotada en el intervalo $[0,1]$ al igual que r .

2) Especificaciones de histograma. Aunque el método anteriormente descrito es útil, no se usa comúnmente en la práctica. La razón es que este método es capaz de generar solamente un resultado: una aproximación a un histograma uniforme.

Una forma de evadir este problema es utilizar la ecuación (3.93) con dos pdf distintas. Primero se realiza la ecualización utilizando la ecuación (3.93), se especifica una pdf distinta y se calcula la función inversa de la cdf con la nueva pdf, con lo cual se obtiene:

$$z = G^{-1}[T(r)] \quad (3.96)$$

En la práctica, el cálculo de la transformada inversa de $G(z)$ no es sencillo, por lo que la solución es almacenar un mapa para ser leído y transformar los pixeles.

3) Mejoramiento local. Los procedimientos explicados anteriormente, realizan el mejoramiento de la imagen global. En algunos casos es

necesario solamente mejorar ciertas porciones de la imagen.

Esta técnica se basa en definir una vecindad alrededor de un punto de la región donde se ha de trabajar y, luego, aplicarle a ésta vecindad, las técnicas de histograma antes mencionadas, obteniendo una función de transformada, la cual es utilizada para realizar el mapeo del pixel en el centro del cuadro definido. Se desplaza el centro del cuadro a otro pixel y se realiza el mismo procedimiento. Esto se hace hasta que se ha cubierto la región de trabajo.

Otra forma de realizar el mejoramiento local es reemplazar el uso de las técnicas de histograma con el uso de otras propiedades de pixeles: la media de intensidad (brillo promedio) y la varianza (medida de contraste). Para esto se hace el mapeo de la imagen $f(x,y)$ a una función $g(x,y)$ según:

$$g(x,y) = A(x,y) [f(x,y) - m(x,y)] + m(x,y) \quad (3.97)$$

donde

$$A(x,y) = kM/\sigma(x,y) \quad 0 < k < 1$$

En esta fórmula $m(x,y)$ y $\sigma(x,y)$ son la media y la desviación estándar calculada en la vecindad centrada en (x,y) , M es la media global de $f(x,y)$ y k es una constante.

c. Sustracción de imagen. La diferencia entre dos imágenes se obtiene al calcular la diferencia entre todos los pares de los pixeles correspondientes de las dos imágenes:

$$g(x,y) = f(x,y) - h(x,y) \quad (3.98)$$

d. Promedio de imagen. Considérese una imagen ruidosa $g(x,y)$ formada por la suma de ruido $\pi(x,y)$ a una imagen $f(x,y)$:

$$g(x,y) = f(x,y) + \pi(x,y) \quad (3.99)$$

donde se asume que en cada par de coordenadas (x,y) el ruido no está correlacionado y tiene un valor medio nulo. El objetivo del siguiente procedimiento es reducir los efectos de ruido al sumar un conjunto de imágenes ruidosas, $\{g(x,y)\}$.

Si el ruido satisface estos requerimientos, es un problema simple demostrar que, si una imagen es formada al promediar M imágenes ruidosas diferentes:

$$\hat{g}(x,y) = (1/M) \sum_{i=1}^M g_i(x,y) \quad (3.100)$$

entonces, se deduce que:

$$E\{\hat{g}(x,y)\} = f(x,y) \quad (3.101)$$

$$y \quad \sigma_{\hat{g}(x,y)}^2 = (1/M) \sigma_{\pi(x,y)}^2 \quad (3.102)$$

La desviación estándar en cualquier punto en la imagen promedio es:

$$\sigma_{\hat{g}(x,y)} = (1/\sqrt{M}) \sigma_{\pi(x,y)} \quad (3.103)$$

Las ecuaciones (3.101) y (3.102) indican que si M crece, la variabilidad de los valores de los píxeles en cada posición (x,y) decrece. De acuerdo con la ecuación (3.101) $\hat{g}(x,y)$ se

acerca a $f(x,y)$ conforme el número de imágenes ruidosas, utilizadas en el proceso de promediado, se incrementa.

2. Filtrado espacial. Este término se refiere al conjunto de píxeles que componen una imagen y los métodos de dominio espacial son procedimientos que trabajan directamente en estos píxeles. La función de procesamiento en el dominio espacial puede expresarse como:

$$g(x,y) = T[f(x,y)] \quad (3.104)$$

donde $f(x,y)$ es la imagen de entrada, $g(x,y)$ es la imagen procesada y T es un operador en f , definido sobre alguna vecindad de (x,y) .

Se define la vecindad de un píxel (x,y) como un cuadrado centrado en él. El centro de la subimagen se mueve de un píxel a otro, comenzando el movimiento en la esquina superior izquierda de la imagen.

La manera más sencilla de T es cuando la subimagen es de 1×1 , llamándose T la función de transformación de nivel de gris, formando parte de la categoría del procesamiento de punto.

Las vecindades más grandes permiten una variedad de funciones de procesamiento. Una de las principales técnicas en esta formulación se basa en el uso de máscaras. A las técnicas que se basan en el uso de éstas se les conoce como procesamiento de máscara o filtrado.

a. Filtros suaves. Estos son utilizados para la reducción del ruido y del empañamiento. Este último es usado en los pasos de preprocesamiento, tales como la remoción de pequeños detalles de imagen, antes de la extracción de objetos grandes. La reducción de ruido puede lograrse al realizar el empañamiento, utilizando un filtro lineal y también por filtrado no lineal.

1) Filtrado espacial pasa-bajos. La forma de la respuesta impulsiva necesaria para implementar un filtro espacial indica que todos los coeficientes son positivos. Sin embargo, aunque la forma del filtro puede ser modelada por una función Gaussiana de muestreo, lo que importa es que los coeficientes sean positivos, por ejemplo: todos los coeficientes de la máscara sean unitarios. Ya que la respuesta del filtro es igual a la suma del producto del valor ponderado de la máscara y del valor de nivel de gris del pixel, la máscara deberá ser multiplicada por la inversa del número de elementos de la máscara, con lo cual la respuesta de la misma no se encontrará fuera del rango válido de la escala de gris.

Debido a la forma de esta máscara la respuesta será igual al promedio de todos los pixeles en el área de la máscara. Por esta razón, el uso de esta máscara es conocido como promediado de vecindad.

2) Filtrado de mediana. Una de las principales dificultades del método suave discutido con anterioridad es que empaña los bordes y otros detalles finos. Si el objetivo es lograr la reducción de ruido en vez del empañamiento, un acercamiento alternativo es utilizar un filtro de mediana. Es decir, el nivel de gris de cada pixel es reemplazado por la mediana del nivel de gris en la vecindad de ese pixel, en vez del promedio. Este método es, particularmente, efectivo, cuando el patrón de ruido consiste en componentes en forma de espiga y la característica a mantener es la agudeza de bordes. Estos filtros son no lineales.

b. Filtros de nitidez. El principal objetivo de éstos es incrementar el detalle fino en una imagen o mejorar el detalle que ha sido empañado, tanto como error o como un efecto natural al captar la imagen.

1) Filtros espaciales pasa- altos básicos. La forma de la respuesta impulsiva de estos filtros indica que el filtro debe tener coeficientes positivos cerca de su centro y negativos en la periferia.

Cuando la máscara se encuentra sobre un área de nivel constante o que varía muy poco, la respuesta del filtro es pequeña o nula. Este tipo de filtro elimina la componente DC,

con lo cual se anula el valor promedio de nivel de gris en la imagen, reduciendo, significativamente, el contraste global de la imagen. El resultado está caracterizado por bordes realzados sobre un fondo oscuro. La reducción del valor promedio de una imagen a cero implica que la imagen debe tener algunos niveles negativos de gris. Puesto que solamente se trabaja con niveles positivos, el filtrado pasa alto implica una forma de recorte de los niveles para que queden dentro del intervalo $[0, L-1]$.

2) Filtro de alto reforzamiento. Una imagen pasa-alto puede ser calculada como la diferencia entre la imagen original y una versión de pasa-bajo de la imagen:

$$\text{Paso-alto} = \text{Original} - \text{Paso-bajo} \quad (3.105)$$

El multiplicar la imagen original por una constante A conduce a lo que se llama filtro de alto reforzamiento o filtro de énfasis de alta frecuencia:

$$\begin{aligned} \text{Alto reforzamiento} &= A (\text{original}) - \text{Pasa-bajo} \\ &= (A-1) (\text{original}) + \text{Pasa-alto} \end{aligned} \quad (3.106)$$

Cuando $A > 1$ parte de la imagen original es sumada al resultado pasa alto, que restaura las componentes perdidas, de baja frecuencia. El resultado es que la imagen de alto reforzamiento se parece más a la original, con un grado

relativo de mejora que depende del valor de A. El proceso general de sustracción de una imagen empañada de la original, se le llama enmascarado no nítido.

3) Filtros derivativos. El promediado de píxeles en una región tiende a empañar a la imagen. Puesto que el promediado es análogo a la integración, la diferenciación puede considerarse que tiene el efecto opuesto y, por consiguiente, agudiza la imagen.

El método más usual para diferenciar es el gradiente. Se puede calcular como:

$$\begin{aligned}
 Gf &\approx \text{sqr} \{ (z_5 - z_9)^2 + (z_5 - z_6)^2 \} \\
 &\approx |z_5 - z_9| + |z_5 - z_6| \\
 &\approx \text{sqr} \{ (z_5 - z_7)^2 + (z_6 - z_9)^2 \} \\
 &\approx |z_5 - z_7| + |z_6 - z_9|
 \end{aligned}
 \tag{3.107}$$

Estas ecuaciones pueden implementarse utilizando máscaras de 2*2, el resultado es el valor absoluto de la respuesta de la máscara. Estas se conocen como operadores Roberts de gradiente cruzado.

El utilizar máscaras de 3*3 lleva a una aproximación del gradiente:

$$Gf = |(z_7+z_9+z_8)-(z_1+z_2+z_3)| + |(z_3+z_6+z_7)-(z_1+z_4+z_7)|
 \tag{3.108}$$

A las máscaras utilizadas para implementar el cálculo se les conoce con el nombre de operadores Prewitt y operadores Sobel.

3. Mejoramiento en el dominio de la frecuencia. Esta técnica se basa en el teorema de convolución. Sea $g(x,y)$ una imagen formada por la convolución de una imagen $f(x,y)$ y un operador lineal invariante en posición, $h(x,y)$:

$$g(x,y) = h(x,y) \otimes f(x,y) \quad (3.109)$$

Usando el teorema de convolución y la relación con el espacio de frecuencia:

$$G(u,v) = H(u,v) F(u,v) \quad (3.110)$$

a $H(u,v)$ se le conoce como la función de transferencia óptica y a su magnitud se le llama función de transferencia de modulación.

Cuando una imagen es procesada para interpretación visual, el observador es el que juzga cuan bueno es un método particular. La evaluación visual de la calidad de una imagen es un proceso altamente subjetivo, haciendo que la definición de una buena imagen sea un estándar exclusivo por medio del cual se puede comparar el funcionamiento de un algoritmo.

La realización de este proceso es, en un principio, sencillo. Se calcula la transformada de Fourier de la imagen a mejorar y se multiplica el resultado por una función de transferencia de filtro y se considera la transformada inversa para producir la imagen mejorada.

a. Filtro pasa bajos.

- 1) Filtro ideal. Un ILPF 2D tiene una función de transferencia que satisface la relación:

$$H(u,v) = \begin{cases} 1 & \text{si } D(u,v) \leq D_0 \\ 0 & \text{si } D(u,v) > D_0 \end{cases} \quad (3.111)$$

donde

$$D(u,v) = \text{sqr}(u^2 + v^2) \quad (3.112)$$

El problema de este tipo de filtro es que no puede ser implementado con componentes electrónicos. La realización de filtros aproximados al ideal implica el empañamiento de la imagen y apareamiento de sobresaltos en los niveles de gris de la misma.

- 2) Filtro Butterworth. La función de transferencia del BLPF de orden n y cuya frecuencia de corte a una distancia D_0 del origen se define por:

$$H(u,v) = \frac{1}{1 + [D(u,v)/D_0]^{2n}} \quad (3.113)$$

A diferencia del ILPF, el BLPF no tiene una discontinuidad aguda que establece claramente la frecuencia de corte que separa las frecuencias eliminadas y las no eliminadas.

Estos filtros se usan para la eliminación de falsos contornos o de ruido de alta frecuencia.

b. Filtro pasa-altos. Debido a que una imagen puede ser empañada cuando las componentes de alta frecuencia se ven atenuadas, el uso de un filtro pasa altos agudiza las componentes que están asociadas con los bordes y otros cambios abruptos.

- 1) Filtro ideal. El IHPF 2D tiene como función de transferencia:

$$H(u,v) = \begin{cases} 0 & \text{si } D(u,v) \leq D_0 \\ 1 & \text{si } D(u,v) > D_0 \end{cases} \quad (3.114)$$

Al igual que el ILPF, éste no es realizable en la práctica.

- 2) Filtro Butterworth. La función de transferencia de BHPF es:

$$H(u,v) = \frac{1}{1 + [D_0/D(u,v)]^{2n}} \quad (3.115)$$

4. Procesamiento de imágenes en color.

a. Sistema de color YIQ. Uno de los modelos utilizados para este tipo de procesamiento es el YIQ mencionado en capítulos anteriores. En el caso en que se desea mejorar la iluminación de la imagen sin necesidad de variar el color de la misma, se utiliza el procesamiento digital solamente en la componente de luminancia del sistema

por medio de las técnicas anteriormente descritas.

b. Sistema de color HSI. El matiz es un atributo que describe la pureza de color, mientras que la saturación es una medida del grado en que un color puro está diluido con la luz blanca. El sistema de color HSI muestra su utilidad en dos hechos principales. El primero, la componente de intensidad, I , está separada de la información de color en la imagen. En segundo lugar, tanto el matiz como la saturación están íntimamente relacionados con el modo como los seres humanos miran. Esto permite crear algoritmos de procesamiento de imagen basados en algunas propiedades del sistema visual humano.

La conversión del sistema RGB al HSI y viceversa es:

$$I = (R + G + B)/3 \quad (3.116)$$

$$H = \cos^{-1} \left(\frac{[(R-G) + (R-B)]/2}{[(R-G)^2 + (R-B)(G-B)]^{1/2}} \right) \quad (3.117)$$

$$S = 1 - \frac{3}{(R + G + B)} \{ \min(R, G, B) \} \quad (3.118)$$

todos los valores se encuentran en el intervalo $[0,1]$

C. Segmentación de imagen.

El primer paso en el análisis de imagen, generalmente, es la segmentación de la misma. Esta subdivide una imagen en sus partes constituyentes u objetos. El nivel de subdivisión depende del problema a resolver. Es decir, la segmentación se detendrá cuando los objetos de interés en una aplicación han sido aislados.

Los algoritmos de segmentación para imágenes monocromas, generalmente, se basan en dos propiedades básicas de los valores de nivel gris: discontinuidad y similitud. En la primera categoría, la técnica consiste en realizar la partición de la imagen basándose en los cambios abruptos en el nivel de gris. Las áreas principales de interés dentro de esta categoría son la detección de puntos aislados y la de líneas y bordes en una imagen. La técnica principal en la segunda categoría se basa en el uso de umbrales, crecimiento de región y resquebrajamiento de la región y fusión. El concepto de segmentación de una imagen basado en las discontinuidades o similitudes de los valores de nivel gris de sus píxeles es aplicable, tanto a las imágenes estáticas como dinámicas. En el último caso, el movimiento puede ser utilizado como una señal para mejorar el funcionamiento de los algoritmos de segmentación.

1. Detección de discontinuidades. En la práctica, el modo más común para encontrar discontinuidades es mover una máscara por toda la imagen. Para la máscara de la figura 3.9 de 3*3 implica la suma de los productos de los coeficientes con los niveles de gris contenidos en la región cubierta por la máscara. Es decir, que la respuesta de la máscara será:

$$R = \sum_{i=1}^9 w_i z_i \quad (3.119)$$

w_1	w_2	w_3
w_4	w_5	w_6
w_7	w_8	w_9

Figura 3.9. Máscara de 3*3 pixeles

donde z_i es el nivel de gris del pixel asociado con el coeficiente de máscara w_i . Como es usual, la respuesta de la máscara se define con respecto a su posición central. Cuando la máscara se centra en el pixel del borde, la respuesta es calculada usando los vecinos parciales apropiados.

a. Detección de punto. La detección de puntos aislados en la imagen es directa. El uso de la máscara, donde los $w_i = -1$ excepto para $w_5 = 8$ indica que se ha localizado al punto en el centro de la máscara si:

$$|R| > T \quad (3.120)$$

donde T es el umbral no negativo y R está dado por (3.119). Básicamente, todo lo que realiza esta formulación es la medición de las diferencias ponderadas entre el punto central y sus vecinos. La idea es que el nivel de gris de un punto aislado será diferente de los niveles de gris, de sus vecinos.

b. Detección de líneas. La detección de líneas depende de la máscara utilizada. Existen máscaras que detectan líneas horizontales, otras verticales y otras a un ángulo de 45° o -45° . Esto se consigue colocando coeficientes de la máscara de mayor valor en el sentido en que se desea detectar la línea. Para determinar a qué tipo de línea pertenece un punto específico se deben pasar las máscaras, una tras otra, por la imagen y si $R_i < R_j$ con $j \neq i$, se dice que el punto está más asociado con la línea en la dirección de la máscara j .

c. Detección de bordes. Este es el medio más utilizado para detectar discontinuidades en el nivel de gris. La razón es que puntos aislados y líneas finas no ocurren frecuentemente en las aplicaciones prácticas.

1) Formulación básica. Un borde es el límite entre dos regiones con propiedades de nivel de gris, relativamente, distintas. Básicamente, la idea que se

utiliza en muchas técnicas de detección de borde es el cálculo de un operador derivativo local. La magnitud de la primera derivada puede ser utilizada para detectar la presencia de un borde en una imagen y el signo de la segunda derivada puede ser usada para determinar si un pixel se encuentra en una zona oscura o clara de un borde. Hay que hacer notar que la segunda derivada tiene un cruce en cero en el punto medio de un nivel de transición de gris.

Aunque la discusión se limite a un perfil horizontal unidimensional, un argumento similar se aplica a un borde de cualquier orientación de imagen. Se define simplemente un perfil perpendicular a la dirección del borde en un punto deseado y se interpretan los resultados. La primera derivada en cualquier punto en una imagen se obtiene al usar la magnitud del gradiente en ese punto. La segunda derivada se obtiene de igual modo utilizando el Laplaciano.

2) Operador gradiente. Para simplificar los cálculos de la magnitud del gradiente en un punto, se aproxima el mismo por medio de la suma de los valores absolutos de sus componentes. La dirección del vector gradiente se obtiene como el arcotangente del cociente de sus componentes bidimensionales.

Hay que hacer notar que el cálculo del gradiente de una imagen se basa en la obtención de las derivadas parciales

respecto de x , y y z , en cada posición de pixel. Las derivadas pueden ser implementadas en forma digital de muchos modos. Sin embargo, los operadores Sobel tienen la ventaja de proveer un efecto diferenciador. Debido a que las derivadas incrementan el ruido, los efectos de suavizamiento son un punto atractivo de los operadores Sobel. Las máscaras de derivadas basadas en los operadores Sobel son:

$$G_x = (z_7 + 2z_8 + z_9) - (z_1 + 2z_2 + z_3) \quad (3.121)$$

$$G_y = (z_2 + 2z_4 + z_6) - (z_1 + 2z_3 + z_5) \quad (3.122)$$

3) El Laplaciano. El Laplaciano de una función $f(x,y)$ es una derivada de segundo orden que puede ser implementada usando:

$$G = 4z_5 - (z_2 + z_4 + z_6 + z_8) \quad (3.123)$$

El requerimiento básico en la definición del Laplaciano digital es que el coeficiente asociado con el pixel central sea positiva y los coeficientes asociados con los pixeles externos sea negativo. Debido a que el Laplaciano es una derivada de segundo orden, la suma de los coeficientes es nula. De aquí que la respuesta es nula siempre que el punto en cuestión y sus vecinos tienen el mismo valor.

Aunque el Laplaciano responda a las transiciones en intensidad, raramente se utiliza en la práctica en la detección de bordes por las siguientes razones: siendo una

derivada de segundo orden, el Laplaciano, típicamente, es inaceptablemente sensible al ruido. Aún más, el Laplaciano produce bordes dobles y no es apto para la detección de la dirección del borde.

Un uso mejor del Laplaciano es encontrar la ubicación de los bordes utilizando sus propiedades de cruce por cero. El concepto se basa en convolucionar una imagen con el Laplaciano de una función Gaussiana bidimensional como:

$$h(x,y) = \exp \left[-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2} \right] \quad (3.124)$$

Al extraer el Laplaciano a h se obtiene una función de forma de sombrero mejicano haciendo $r^2 = x^2 + y^2$. La máscara de Laplaciano tendrá coeficientes nulos en las esquinas de la misma, valor positivo grande en el centro y negativo pequeño en el resto de los elementos de la máscara de 3*3.

2. Detección de límite y eslabonamiento de borde. Las técnicas descritas anteriormente se aplican a píxeles que se encuentran en los límites entre regiones. En la práctica, este conjunto de píxeles caracterizan un límite completamente debido al ruido, distorsionan el límite de iluminación uniforme e introducen discontinuidades espurias de intensidad. Por esta razón, los algoritmos de detección de borde son seguidos por procedimiento de eslabonamiento y otros

procedimientos de detección de límite.

El procesamiento local es uno de los procedimientos más sencillos para eslabonar los puntos que conforman el borde. Se analizan las características de los píxeles en una pequeña vecindad de 3×3 en cada punto (x,y) de la imagen que ha pasado por detección de borde: todos los puntos similares son eslabonados, formando un límite de píxeles que tienen propiedades comunes.

Las dos principales propiedades principales utilizadas para establecer la similitud entre píxeles de borde es: primero, la magnitud de la respuesta del operador gradiente utilizado para producir al píxel de borde y, segundo, la dirección del gradiente. La primera propiedad está dada por el valor real del gradiente del punto o por su aproximación antes explicada. Así, un píxel de borde con coordenadas (x',y') y en la vecindad preestablecida de (x,y) tiene similar magnitud al píxel en las coordenadas (x,y) , si el valor absoluto de la diferencia de los gradientes de los dos píxeles es menor que un valor umbral positivo y tendrá un ángulo similar si el valor absoluto de la diferencia de las direcciones de los gradientes es menor que otro valor umbral positivo.

Un punto en la vecindad predefinida de (x,y) está eslabonado al píxel en esa posición, si tanto los criterios de magnitud y de dirección son satisfechos.

3. Detección de borde utilizando DCT. idealmente.

se puede utilizar la transformada KL para hacer la extracción de los bordes. Sin embargo, la implementación de la misma implica la determinación de los valores propios y los correspondientes vectores propios de la matriz de covarianza y no existe un algoritmo lo suficientemente rápido para el cálculo. Una transformada alternativa es la DCT.

Se utilizan subbloques cuadrados con k píxeles de imagen y se asume que el patrón de borde se puede caracterizar con un único tipo de borde, por lo que, el borde se puede representar por las componentes en las direcciones x,y . También se excluyen los bordes que presentan patrones complicados, lo cual es válido para bloques de pequeña magnitud, i.e. de 4×4 píxeles.

La DCT se aplica en una dimensión, tanto en la dirección vertical como horizontal, obteniéndose los coeficientes V_i y H_i de la 1D-DCT. La dirección del borde se puede distinguir a partir del conjunto $V_{\bullet} = \{V_i: i=1,2,3,4\}$ y $H_{\bullet} = \{H_i: i=1,2,3,4\}$. Hay que hacer notar que un borde se distingue con mayor facilidad conforme los coeficientes incrementan.

Para encontrar la ubicación del borde se utilizan las polaridades de 4 coeficientes DCT: V_1, H_1, V_2 y H_2 . Con el signo que tiene el coeficiente se puede saber la posición del borde y la polaridad del mismo, i.e. si la transición de intensidad del borde es de alto a bajo o al revés.

4. Detección de borde de color. Como se sabe, las imágenes a color están completamente definidas por sus valores de estímulo triple. El valor de luminancia está dado por la suma ponderada de estos valores.

Se han propuesto varias definiciones de lo que es el borde de color. Un borde de color en una imagen a color puede existir si y sólo si el campo de luminancia contiene un borde. Esta definición ignora las discontinuidades de matiz y saturación que ocurren en las regiones de luminancia constante. Otra definición es que existe un borde de color si el borde existe en alguno de las componentes de estímulo triple, constituyentes. Una tercera definición se basa en la suma

$$G(j,k) = G_1(j,k) + G_2(j,k) + G_3(j,k) \quad (3.125)$$

del gradiente $G_1(j,k)$ de los valores de estímulo triple o algún componente lineal o no lineal. Existe un borde de color si el gradiente excede cierto umbral.

Con las definiciones de borde de color de las tres componentes, los resultados son dependientes del sistema particular de coordenadas de color elegido para la representación.

D. Modificación geométrica de imagen.

Una de las operaciones de procesamiento más comunes de imagen y que se realizan en el SEG (generador de efectos especiales) es la modificación geométrica de la imagen en donde una imagen es espacialmente trasladada, rotada, cambiada de tamaño (homotecia) combada y torcida no linealmente o vista en diferente perspectiva.

1. Traslación, minificación, magnificación y rotación.

Estos efectos pueden analizarse desde un punto de vista unificado. Sea $G(j,k)$ para $1 \leq j \leq J$ y $1 \leq k \leq K$ la imagen de salida que es creada por modificación geométrica de la imagen discreta de entrada $F(p,q)$ para $1 \leq p \leq P$ y $1 \leq q \leq Q$. En esta deducción, la imagen de entrada y de salida pueden tener tamaños distintos. Las transformaciones geométricas de imagen se basan, usualmente, en la representación del sistema de coordenadas cartesianas en donde el origen (0,0) es la esquina inferior izquierda de la imagen, mientras que para la imagen discreta, usualmente, el origen se encuentra en el punto de coordenadas (1,1) en la esquina superior izquierda. Las relaciones entre las representaciones cartesianas y discreta de imagen de salida está dada por:

$$\begin{aligned} x_L &= k - 0.5 \\ y_L &= J + 0.5 - j \end{aligned} \quad (3.126)$$

De igual modo, las relaciones entre el arreglo de entrada y de

salida son:

$$\begin{aligned}u_a &= q - 0.5 \\v_a &= P + 0.5 - p\end{aligned}\quad (3.127)$$

a. Traslación. La traslación de $F(p,q)$ respecto de su origen Cartesiano, para producir $G(j,k)$ implica el cálculo del corrimiento relativo de las direcciones de las dos imágenes. Las relaciones de traslación de dirección son:

$$\begin{aligned}x_s &= u_a + t_x \\y_s &= v_a + t_y\end{aligned}\quad (3.128)$$

donde t_x y t_y son constantes de corrimiento de traslación. Existen dos técnicas para realizar el cálculo para imágenes discretas: el cálculo de direccionamiento hacia adelante y el cálculo de direccionamiento hacia atrás. En la primera técnica, u_a y v_a se calculan, para cada pixel de entrada (p,q) y lo sustituye en las ecuaciones 3.128 para obtener x_s y y_s . Después, el arreglo de direcciones de salida se calcula invirtiendo las ecuaciones 3.126. Los cálculos compuestos son:

$$\begin{aligned}j' &= p - (P-J) - t_y \\k' &= q + t_x\end{aligned}\quad (3.129)$$

donde j' y k' no son enteros a menos que t_x y t_y sean enteros. Si j' y k' son redondeados a los valores enteros más cercanos, pueden ocurrir en la imagen de salida datos inválidos.

La otra técnica implica el cálculo de las direcciones de la imagen de entrada para las direcciones enteras de la imagen de salida. Los cálculos de la dirección compuesta son:

$$\begin{aligned} p' &= j + (P - J) + t_y \\ q' &= k - t_x \end{aligned} \quad (3.130)$$

donde p' y q' no son necesariamente enteros. Si no son enteros, se hace necesario interpolar las amplitudes de los pixeles de $F(p,q)$ para generar una estimación remuestreada de pixeles $F^*(p,q)$ que es transferido a $G(j,k)$.

b. Homotecia. La graduación espacial de una imagen puede obtenerse al modificar las coordenadas Cartesianas de la imagen de entrada, según las relaciones:

$$\begin{aligned} x_k &= s_x u_a \\ y_j &= s_y v_a \end{aligned} \quad (3.131)$$

donde s_x y s_y son constantes positivas de graduación, pero, no son necesariamente enteros. Si ambas son mayores que la unidad, entonces, el cálculo de las direcciones de la ecuación (3.131) implicará la magnificación de la imagen. Por otra parte, si ambas son menores que la unidad, se da la reducción. Las relaciones de direccionamiento de cálculo de reversa son:

$$\begin{aligned} p' &= (1/s_y)(j + J - 0.5) + P + 0.5 \\ q' &= (1/s_x)(k - 0.5) + 0.5 \end{aligned} \quad (3.132)$$

Así como se da con la traslación generalizada, es necesario interpolar $F(p,q)$ para obtener $G(j,k)$.

c. Rotación. La rotación de la imagen de entrada de acuerdo con su origen Cartesiano puede realizarse por el cálculo de direcciones:

$$\begin{aligned}x_w &= u_a \cos\theta - v_a \sin\theta \\y_s &= u_a \sin\theta + v_a \cos\theta\end{aligned}\quad (3.133)$$

donde θ es el ángulo de rotación en el sentido contrario a las manecillas del reloj respecto al eje horizontal de la imagen de entrada. De nuevo, es necesario interpolar para obtener $G(j,k)$. La rotación de una imagen de entrada alrededor de un punto pivote arbitrario puede realizarse al trasladar el origen de la imagen al punto pivote, realizando la rotación y, luego, trasladándola de nuevo por el primer corrimiento de traslación. La ecuación (3.133) debe ser invertida y se deben hacer sustituciones para el sistema de coordenadas Cartesianas en términos de los índices de arreglo para obtener los índices de direcciones de reversa (p',q').

Desde un punto de vista de representación del espacio vectorial, las operaciones geométricas serán:

Traslación:

$$\begin{bmatrix} x_w \\ y_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ v_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_x \\ t_y \end{bmatrix}\quad (3.134)$$

Graduación:

$$\begin{bmatrix} x_w \\ y_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_x & 0 \\ 0 & s_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ v_a \end{bmatrix}\quad (3.135)$$

Rotación:

$$\begin{bmatrix} x_i \\ y_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_q \\ v_p \end{bmatrix} \quad (3.136)$$

Los cálculos de dirección para el arreglo de destino $G(j,k)$ a partir de un arreglo fuente rectangular $F(p,q)$ del mismo tamaño tiene como resultado dos tipos ambigüedades: algunos pixeles de $F(p,q)$ pueden ser mapeados en la parte externa de $G(j,k)$ y algunos pixeles de $G(j,k)$ no podrán ser mapeados a partir de $F(p,q)$ pues, ellos se encontrarán fuera de sus límites.

d. Rotación, homotecia y traslación separables. Los

cálculos de mapeo de dirección para estos procesos son separables en el sentido de que la coordenada horizontal de imagen de salida x_i depende solamente de u_q y y_j depende solamente de v_p . Por consiguiente, es posible realizar estas operaciones separadamente en dos pasos. En el primero, una traslación de dirección 1D es realizada, independientemente, en cada fila de la imagen de entrada para producir un arreglo intermedio $I(p,k)$. En el segundo paso, se procesan independientemente las columnas del arreglo intermedio para producir el resultado final $G(j,k)$.

Para la rotación E. Catmull y A. R. Smith han demostrado que es separable. En el procedimiento CS, cada fila de $F(p,q)$ es mapeado en la correspondiente fila del arreglo

intermediario de $I(p,q)$ utilizando los cálculos estándar de direcciones de filas.

$$x_u = u_p \cos\theta - v_p \sin\theta \quad (3.137)$$

Entonces, cada columna de $I(p,k)$ es procesada para obtener las correspondientes columnas de $G(j,k)$ utilizando los cálculos de direcciones:

$$\frac{y_j = x_u \sin\theta + v_p}{\cos\theta} \quad (3.138)$$

La sustitución de la ecuación (3.137) en la (3.138) implica la transformación del eje compuesto y . Este procedimiento de procesamiento separable debe ser utilizado con precaución. En el caso especial de la rotación de 90° , todas las filas de $F(p,q)$ son mapeados en una simple columna de $I(p,k)$ y, entonces, el segundo paso no puede ser ejecutado. Este problema puede solucionarse al procesar las columnas de $F(p,q)$ en el primer paso. En general, el mejor resultado se obtiene al reducir el incremento de movimiento espacial de pixel. Por ejemplo, si el ángulo de rotación es de 80° , el original debe ser rotado en 90° por métodos convencionales de fila-columna y, luego, esta imagen intermedia debe ser rotada en -10° utilizando el método separable.

2. Deformado espacial. Este procedimiento es conocido como estrechamiento de hoja de hule. Sea:

$$x_u = X(u_p, v_p)$$

$$y_j = Y(u_o, v_o) \quad (3.139)$$

las funciones hacia adelante de mapeo de direcciones a partir de una imagen de entrada a una imagen de salida. Las correspondientes funciones de reversa de mapeo generalizado son:

$$\begin{aligned} u_o &= U(x_o, y_j) \\ v_o &= V(x_o, y_j) \end{aligned} \quad (3.140)$$

El mapeo de deformación de dirección de polinomio de segundo orden puede expresarse como:

$$\begin{aligned} u &= a_o + a_1x + a_2y + a_3x^2 + a_4xy + a_5y^2 \\ v &= b_o + b_1x + b_2y + b_3x^2 + b_4xy + b_5y^2 \end{aligned} \quad (3.141)$$

3. Remuestreo geométrico de imagen. Los cálculos de dirección de reversa, por lo general, dan resultados de dirección no lineal que se encuentran localizados entre valores de píxeles conocidos de la imagen de entrada. Por lo tanto, es necesario estimar la amplitud del píxel desconocido a partir de sus vecinos en forma de proceso interpolativo.

Cuando se presenta el proceso de homotecia, la estimación de píxeles puede implementarse, eficientemente, por medio de la convolución.

En primer lugar, la imagen de entrada es transferida a un arreglo en donde las filas y columnas de ceros son entrelazadas con los datos de la imagen de entrada. El siguiente paso es realizar la convolución de la imagen

entrelazada con alguno de los núcleos de interpolación discreta. El caso de una homotecia de magnificación de 2:1 estos núcleos son:

Peg		$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	
Pirámide	1 - 4	$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 2 & 4 & 2 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	
Campana	1 - 16	$\begin{bmatrix} 1 & 3 & 3 & 1 \\ 3 & 9 & 9 & 3 \\ 3 & 9 & 9 & 3 \\ 1 & 3 & 3 & 1 \end{bmatrix}$	
cubic B spline	1 - 64	$\begin{bmatrix} 1 & 4 & 6 & 4 & 1 \\ 4 & 16 & 24 & 16 & 4 \\ 6 & 24 & 36 & 24 & 6 \\ 4 & 16 & 24 & 16 & 4 \\ 1 & 4 & 6 & 4 & 1 \end{bmatrix}$	(3.142)

En el caso de magnificación de N:1 el núcleo base es el peg de $N \times N$.

4. Efecto PIP (Picture in Picture) Se trata en principio de la aparición simultánea de dos imágenes diferentes en la pantalla del televisor. Una, la principal, cubriendo casi la totalidad de la superficie y la otra imagen ocupando sólo una pequeña parte en pantalla. Esta imagen secundaria o PIP proviene de otro canal de TV o de una VCR y puede

intercambiarse con la imagen principal o congelarse para lograr efectos especiales.

La imagen principal ocupa, aproximadamente, unos 48 μ s mientras que la secundaria ocupa unos 16.2 μ s, correspondientes a la tercera parte del espacio total disponible. En el sentido vertical se usan sólo 80 líneas, las cuales, sin embargo, corresponden a una resolución de 240 líneas, que se obtienen al pasar la señal video por LPF que limitan la máxima frecuencia disponible. Para lograr la reducción de la información de 240 líneas a 80 líneas se usa un proceso de promedio que abarca siempre grupos de tres líneas. Este promedio digital brinda colores de transición suaves que permiten una apreciación adecuada de la imagen PIP. Para lograrlo se toman tres líneas, explorándolas con una velocidad tres veces mayor que la original y reproduciéndolas con la velocidad original. Tres líneas demoran 48.6 μ s cada una o, sea, 145.8 μ s en total. Estas tres líneas de 145.8 μ s de duración, exploran con una velocidad de 16.8 μ s, produciendo una línea nueva que contiene el 25% de una línea, el 50 % de la segunda línea y el 25% de la tercera línea en cuanto a información se refiere y que ocupa sólo un tercio de la pantalla.

El resultado obtenido es aplicado a un DAC que permite la inserción de las señales de video en la pantalla en forma convencional.

E. Codificación de control de error.

El control de error para garantizar la integridad de datos puede realizarse por medio del FEC (forward error correction). El agregar redundancia en los mensajes codificados implica la necesidad de incrementar el ancho de banda de transmisión. Aún más, el uso de codificación agrega complejidad al sistema, especialmente, para la implementación de las operaciones de codificación en el receptor.

1. Códigos de bloques lineales. Sea un código de bloque lineal (n,k) en donde la porción de k bits es idéntica a la secuencia de mensaje a ser transmitido. Los $n-k$ bits (bits de paridad) en la segunda parte son calculados a partir de los bits de mensaje, según cierta regla de codificación preestablecida, que determina la estructura matemática del código. Los códigos de bloque en donde los bits del mensaje son transmitidos en forma inalterada, se les llama: códigos sistemáticos. Para que el código posea una estructura sistemática, una palabra de código es dividida en dos partes, una, ocupada por los bits del mensaje y, otra, por los bits de paridad, definidos como:

$$b_i = p_{i,1}m_1 + p_{i,2}m_2 + \dots + p_{i,k-1}m_{k-1} \quad (3.143)$$

siendo los m_i los bits de mensaje y los p_i los coeficientes dados por:

$$b_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{si } b_i \text{ depende de } m_j \\ 0 & \text{de otro modo} \end{cases} \quad (3.144)$$

En forma vectorial se puede notar como:

$$b = mP$$

v

$$x = [b|m] = m [P|I_k] \quad (3.145)$$

donde I_k es la matriz identidad $k \times k$ y si se define a la matriz generadora como:

$$G = [P|I_k] \quad (3.146)$$

sea una matriz de $(n-k) \times n$ como:

$$H = [I_{n-k}|P^T] \quad (3.147)$$

a. Decodificación de síndrome. Dado un vector recibido y (una n -upla) el correspondiente síndrome está formalmente definido como:

$$s = yH^T \quad (3.148)$$

según esto el síndrome posee ciertas propiedades:

- el síndrome depende solamente en el patrón de error, y no en la palabra código transmitida:
- todos los patrones de error que difieren en, al menos una palabra código, tienen el mismo síndrome:
- el síndrome s es la suma de las columnas de la matriz H correspondientes a las posiciones del error:
- con la decodificación de síndrome, un código de bloque lineal (n,k) puede corregir hasta t errores por palabra código, siempre y cuando n y k satisfagan el límite de Hamming:

$$2^{n-k} \geq \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} \quad (3.149)$$

la forma como se realiza esta descodificación es la siguiente: primero, se calcula el síndrome s para el vector recibido y . Segundo, dentro del coset (definido como el conjunto de vectores dados según la regla $e_i = e + x_i$) caracterizado por el síndrome s , se elige el patrón de error con la mayor probabilidad, denotada e_0 . Para terminar, en la salida se calcula el vector código como: $\hat{x} = y + e_0$.

b. Consideraciones de distancia mínima. La distancia mínima de un código de bloque lineal se define como la menor distancia de Hamming entre cualquier par de vectores código en el código. El peso de Hamming $w(x)$ de un vector código x se define como el número de elementos no nulos en el vector código. A partir de esto se puede decir que la distancia mínima de un código de bloque lineal es el menor peso de Hamming de los vectores de código no nulos en el código. Para el caso matricial, la distancia mínima del código de bloque lineal está definido por el menor número de filas de la matriz H^T que suman 0.

2. Códigos cíclicos. Estos forman una subclase de los códigos de bloque lineal. De hecho, la mayor parte de los códigos de bloque, lineales, importantes, descubiertos

hasta la fecha, son códigos cíclicos o están relacionados cercanamente a éstos. Una ventaja de estos códigos, sobre otros, es que es fácil codificarlos.

Un código binario se dice cíclico si exhibe dos propiedades fundamentales: una propiedad lineal (la suma de dos palabras código es igual a otra palabra código) y una propiedad cíclica (cualquier corrimiento cíclico de una palabra código es también una palabra código)

Se pueden tratar los elementos de una palabra código de longitud n como los coeficiente de un polinomio de grado $(n-1)$ según:

$$x(D) = x_0 + x_1D + \dots + x_{n-1}D^{n-1} \quad (3.150)$$

donde D es una variable arbitraria real. En el caso de códigos binarios, cada potencia de D es un corrimiento cíclico en el tiempo.

Cualquier código cíclico (n,k) es especificado por un conjunto completo de polinomios de palabras código de grado $(n-1)$ o menos, que contiene un polinomio de grado mínimo $(n-k)$ como un factor. Este factor especial denotado por $g(D)$ se le conoce como polinomio generador de código. El grado de $g(D)$ es igual al número de bits de paridad en el código. El polinomio generador $g(D)$ es equivalente al generador de la matriz G como una descripción del código. El polinomio generador (GP) posee las siguientes propiedades:

- el GP de un código cíclico (n,k) es único en porque es el único polinomio de palabra código de mínimo grado $(n-k)$;
- cualquier múltiplo del polinomio generador $g(D)$ es un polinomio de palabra código, según:

$$x(D) = a(D) g(D) \bmod(D^n - 1)$$

donde $a(D)$ es el polinomio en D ;

- el polinomio generador $g(D)$ y el polinomio verificador de paridad $h(D)$ son factores del polinomio $1 + D^n$ según:

$$h(D)g(D) = 1 + D^n \quad (3.151)$$

Para codificar un mensaje con un código cíclico (n,k) se realizan los siguientes pasos:

- multiplicar el polinomio de mensaje $m(D)$ por D^{n-k}
- dividir $D^{n-k}m(D)$ por el polinomio generador $g(D)$ obteniendo la expresión en forma:

$$a(D) + b(D)/g(D)$$

de donde se puede extraer $b(D)$;

- sumar $b(D)$ a $D^{n-k}m(D)$ obteniendo así el polinomio de palabra código.

El diagrama de bloques del codificador se muestra en la figura 3.10. Primero, los bits de mensaje se utilizan para obtener los bits de paridad y transmitirlos seguido de los bits de mensaje. Hay que hacer notar que los flip-flops se encuentran en 0.

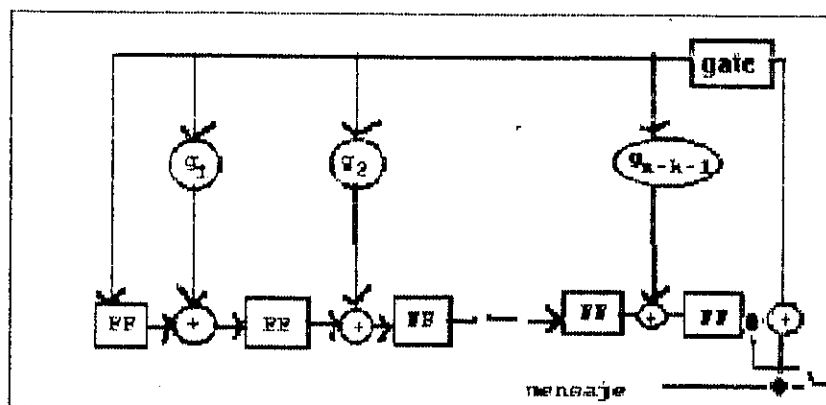


Figura 3.10. Codificador para código cíclico (n,k)

En la figura 3.11 se muestra el calculador de síndrome. Los FF están en 0 al inicio. Si al finalizar el cálculo, el contenido de éstos es distinto de cero, es porque ha habido error en la palabra de código recibida.

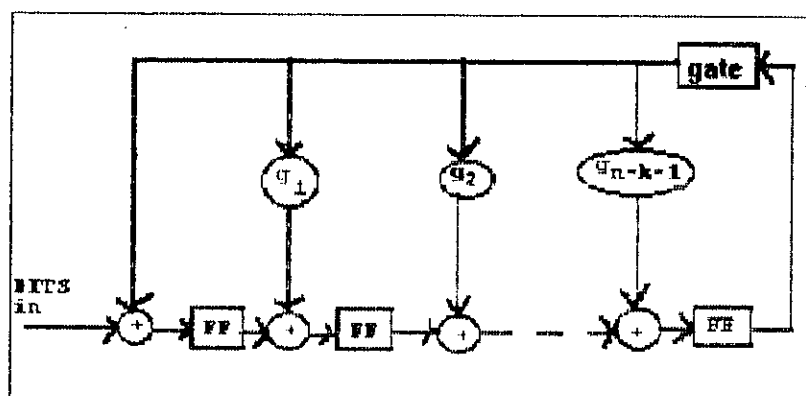


Figura 3.11. Calculador de síndrome.

3. Códigos cíclicos importantes.

a. Códigos cíclicos de verificación de redundancia.

A un código cíclico utilizado para detección de error se le conoce como código cíclico de verificación de redundancia (CRC). Se define una ráfaga de error CRC de longitud B en una palabra recibida de n bit como una secuencia contigua de B bits en donde el primero y último bit y, cualquier otro número intermedio de bits, es recibido en error. Este error de ráfaga puede incluir una versión final corrida de una secuencia contigua. Un CRC es capaz de detectar los siguientes errores:

- todas las ráfagas CRC de longitud $n-k$ o menos;
- una fracción de las ráfagas de error CRC de longitud igual a $n-k+1$; la fracción es igual a $1-2^{-(n-k+1)}$
- una fracción de las ráfagas de error CRC de longitud mayor que $n-k+1$; la fracción es igual a $1-2^{-(n-k)}$
- todas las combinaciones de $d_{min} - 1$ (o menos) errores;
- todos los patrones de error con un número par de errores si el polinomio generador $g(D)$ para el código tiene un número impar de coeficientes no nulos.

Los códigos CRC más importantes que se presentan internacionalmente, son:

$$\begin{aligned}
 \text{CRC-12:} & \quad 1 + D + D^2 + D^3 + D^{11} + D^{12} \\
 \text{CRC-16:} & \quad 1 + D^2 + D^{15} + D^{16} \\
 \text{CRC-CCITT:} & \quad 1 + D^5 + D^{12} + D^{16} \quad (3.153)
 \end{aligned}$$

El CRC-12 se utiliza para codificar caracteres de 6 bits y los otros para caracteres 8 bits.

b. Códigos de máxima longitud. Para cualquier entero positivo mayor que 3, existe un código de longitud máxima con los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned}
 \text{longitud de bloque:} & \quad n=2^m-1 \\
 \text{número de bits de mensaje} & \quad k=m \\
 \text{distancia mínima} & \quad d_{\min} = 2^{m-1}
 \end{aligned}$$

Estos códigos son generados por el polinomio:

$$g(D) = (1 + D^n)/h(D) \quad (3.154)$$

donde $h(D)$ es cualquier polinomio primitivo de grado m . A estos códigos se les conoce como códigos de pseudo-ruido (PN); este nombre se debe a que las características espectrales y la correlación es parecida a la secuencia de ruido blanco.

c. Códigos Golay. Este es un código capaz de corregir cualquier combinación de tres o menos errores aleatorios en un bloque de 23 bits. El código tiene una distancia mínima de 7.

d. Código Bose-Chaudhuri-Hocquenghem BCH. Estos son códigos con una amplia variedad de parámetros. El más importante BCH está caracterizado, según lo siguiente:

$$\forall m \in \mathbb{N} \text{ y } m \geq 3 \quad \text{y} \quad t < (2^m - 1)/2$$

$$\text{longitud de bloque:} \quad n = 2^m - 1$$

$$\text{número de caracteres de bloque:} \quad k \geq n - mt$$

$$\text{distancia mínima} \quad d_{\min} \geq 2t + 1$$

Cada código BCH es un código de corrección de t error porque puede detectar y corregir hasta t errores aleatorios por palabra código.

Estos códigos ofrecen flexibilidad en la elección de los parámetros, i.e. longitud de bloque y velocidad de codificación.

e. Códigos de Reed-Solomon RS. Esta es una subclase importante de los códigos BCH. El codificador trabaja sobre múltiples bits en vez de bits individuales. Específicamente hablando, el codificador para un código $RS(n, k)$ en símbolos de m bits agrupa el flujo de datos binarios en bloques, cada uno de longitud km bits. Cada bloque es tratado como k símbolos, con cada símbolo con m bits. El algoritmo codificador expande al bloque de k símbolos en n símbolos al agregar $n - k$ símbolos redundantes.

Cuando m es una potencia entera de dos, a los m símbolos se les llaman bytes. Un valor popular es $m=8$.

Un código RS corrector de t -error tiene los siguientes parámetros:

longitud de bloque:	$n=2^m-1$
tamaño de mensaje:	k símbolos
tamaño de verificador de paridad:	$n-k=2t$ símbolos
distancia mínima:	$d_{\min}=2t+1$ símbolos

4. Códigos convolucionales. El codificador convolucional opera en la secuencia de mensaje en forma serial continua. El codificador de un código convolucional binario con una tasa de $1/n$ bit/símbolo, puede ser considerado como una máquina de estado finito que consiste en un conjunto de M registros de corrimiento con conexiones prescritas a n sumadores módulo 2, y, a un multiplexor que serializa las salidas de los sumadores. Una secuencia de mensaje de L bits produce una salida codificada de $n(L+M)$ bits. La tasa de codificación es :

$$r = L/[n(L+M)] \text{ bits/símbolo} \quad (3.156)$$

Existen dos formas de codificar, ya sea desde el punto de vista temporal o ya sea desde el punto de vista de transformada.

En el primer caso, se realiza la suma convolucional entre las secuencias generadoras g_i^j y la secuencia de mensaje que ingresa al codificador. Esta suma está dada como:

$$x_i^j = \sum_{l=0}^M g_{i-l}^j m_{i-l} \quad i=1,2,\dots \quad (3.157)$$

donde los $m_{i-l}=0$ si $l>i$.

Después de la suma convolución se multiplexan por parejas los datos entre los distintos x^j .

En el segundo caso, se define la salida de la relación como:

$$x^j(D) = g^j(D) m(D) \quad (3.158)$$

donde los $g^j(D)$ son los polinomios generadores y la variable D denota un operador de retraso unitario, donde la potencia de D define el número de unidades de tiempo por el cual el bit asociado es retrasado respecto del primer bit g_0^j .

La regla de decodificación de máxima similitud para un canal simétrico es:

elijase una estimación $\hat{x}$ que minimiza la distancia de Hamming entre dos vectores y y x .

a. Algoritmo de Viterbi. El algoritmo opera calculando la métrica para cada posible trayectoria en el enrejado. La métrica para una trayectoria particular está definida como la distancia de Hamming entre la secuencia codificada representada por esa trayectoria y la secuencia recibida. Así, para cada nodo en el enrejado, el

algoritmo compara las dos trayectorias que entran al nodo. La trayectoria con menor métrica es retenida y la otra se descarta. Este cálculo se realiza para cada j nivel del enrejado en el rango $M \leq j \leq L$, donde $M=K-1$ es la memoria del codificador y L es la longitud de la secuencia del mensaje de entrada. Las trayectorias que el algoritmo retiene son llamados sobrevivientes. En resumen, el algoritmo de Viterbi es un decodificador de máxima similitud, que es óptimo para un canal con ruido blanco Gaussiano.

b. Códigos de enrejado (trellis) Los códigos de enrejado para canales de ancho de banda limitado son el resultado de la combinación de los códigos convolucionales y la modulación. Esta combinación se le conoce como TCM (trellis coded modulation). Esta forma de señalización posee dos características:

- el número de puntos de señal en la constelación utilizada es mayor que el necesario para el formato de modulación de interés con la misma tasa de datos: los puntos adicionales permiten redundancia para FEC sin sacrificar el ancho de banda del canal;
- la codificación convolucional es utilizada para introducir cierta dependencia entre puntos de señal sucesivos, tales que solamente ciertos patrones o secuencias de puntos de señal son permitidos.

La secuencia permisible de señales puede ser modelada como una estructura de enrejado, de allí se deriva el nombre del código.

V. APLICACIONES DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE VIDEO

A. Estándar de compresión JPEG.

1. Estándar de compresión de imagen de tono continuo. La

CCITT y la ISO han definido algunos estándares de compresión de imagen de tono continuo. Estos estándares manipulan la compresión de imágenes de color y monocromas, así como aplicaciones de imagen congelada y cuadro secuencial. En contraste con el estándar de compresión binivel, todos los estándares de tono continuo se basan en las técnicas de codificación de transformada. Este sistema entrega una calidad de imagen VHS-compatible de imagen congelada y cuadro secuencial con unas tasas de compresión de 25:1 y de 100:1, respectivamente.

2. Compresión de imagen congelada monocroma y color. La

CCITT y la ISO colaboraron para desarrollar el estándar de compresión de imagen congelada de tono continuo, llamado JPEG. El estándar JPEG define tres diferentes sistemas de codificación: el primero, es un sistema de codificación de "pérdida de línea de fondo", que se basa en el DCT y es adecuado para la mayor parte de aplicaciones de compresión. El segundo, llamado "sistema de codificación extendido" es

Útil para mayor compresión, mayor precisión o reconstrucción progresiva. La tercera es "el sistema de codificación independiente" para compresión reversible. Para ser JPEG compatible, el producto o sistema debe incluir soporte para el sistema de línea de base.

En el sistema de línea de base, llamado por lo regular "sistema secuencial de línea de base", la precisión de los datos de entrada y salida está limitada a 8 bits, mientras que los valores cuantificados DCT se encuentran restringidos a 11 bits. La compresión en sí es realizada en tres pasos secuenciales: cálculo DCT, cuantificación y asignación VLC. La imagen es primero subdividida en bloques de 8*8 píxeles, que son procesados de izquierda a derecha y de arriba para abajo. Según cada bloque 8*8 o subimagen es encontrado, sus 64 píxeles sufren de corrimiento de nivel al restarles la cantidad 2^{n-1} , donde 2^n es el número máximo de niveles de gris. Se calcula, entonces, la DCT 2D, cuantificada según:

$$\bar{T}(u,v) = \text{round}[T(u,v)/Z(u,v)] \quad (4.1)$$

y reordenados utilizando un patrón de zigzag para formar una secuencia unidimensional de los coeficientes cuantificados.

Puesto que el arreglo unidimensional reordenado generado bajo el patrón de zigzag, es cualitativamente ordenado de acuerdo con el incremento en frecuencia espacial, el procedimiento JPEG de codificación está diseñado para tomar ventaja de las largas series de ceros que normalmente resultan

del reordenamiento. En particular los coeficientes AC, no nulos, son codificados utilizando un VLC que define el valor del coeficiente y el número de ceros que le preceden. El coeficiente DC es codificado en diferencia, relativamente, al coeficiente DC de la subimagen previa. Al final de la secuencia 1D se coloca un símbolo EOB que denota la condición de fin de bloque.

B. Formato H-261.

La recomendación CCITT H.261 especifica un método de comunicación para telefonía visual. Se le conoce como el estándar p*64, debido a que la velocidad de datos en el canal de comunicación es p veces 64 kbit/s, donde p es un entero que varía entre 1 y 32. Siendo este último el valor que provee de la mejor calidad de imagen para video conferencia (2 Mbit/s).

El estándar especifica la organización e interpretación de los bits transmitidos, de tal modo, que dos codecs de diferentes fabricantes pueden establecer la sesión de videoconferencia. El codificador CCITT es más complicado que el de JPEG.

El codificador CCITT se dice híbrido porque combina la codificación de transformada (DCT) con la codificación predictiva. Es esta predicción intra cuadro la que provee de un mayor nivel de compresión.

También, en vez de basar la codificación predictiva puramente en la diferencia entre el cuadro actual y el previo y la imagen reconstruida en la memoria de cuadro, el estándar CCITT H.261 tiene especificaciones para compensación de movimiento.

La lógica LSI consiste de 4 procesadores y 3 chips codificadores y decodificadores. Los procesadores son los L64720 para estimación de movimiento, el DCT L63730, el L64740 para cuantificación y el L64760 para decisión intra/inter

cuadro. Los otros chips son el L64715 BCH código de corrección de error, el L64750 para codificador VLC H.261 y el L64751 decodificador VLC.

C. El estándar MPEG.

MPEG es un acrónimo para Moving Pictures Experts Group, un subcomité de la International Standards Organization creada para establecer un estándar para compresión de video.

El estándar original MPEG fue diseñado para almacenar video en discos compactos. La empresa LSI Corporation, que es la que fabrica los chips y tarjetas de compresión de video, predice que en los próximos años estarán los estándares: MPEG-2 para codificar digitalmente la señal video NTSC; MPEG-3 para compresión HDTV y MPEG-4 para transmisión de señales video para computadoras portátiles.

La FCC ha acordado que los competidores por el sistema HDTV establezcan un sistema único de compresión. Las compañías nacionales de cable se están adelantando para introducir su propio sistema de compresión para multiplicar el número de canales que proveen a los usuarios. El que propone el estándar es el Colorado Consortium, que representa al 80% de los dueños de compañías de cable y junto con PBS, Telecommunications Inc. y Viacom Cable Labs. han recibido ya diferentes propuestas de sistemas de compresión de General Instruments, AT&T y Scientific Atlanta entre sus favoritos.

1. MPEG-1. Utilizando MPEG-1 se pueden introducir 72 minutos de video calidad S-VHS en un CD. CD-I de Philips utiliza el MPEG-1 .

El equipo que realiza la compresión MPEG son del tipo RISC que han sido optimizados para procesamiento de imagen y puesto en un chip. El equipo computarizado de compresión tiene un costo superior a los \$ 2 500.

El codificar video análogo en el sistema MPEG-1 es un procedimiento en dos pasos: primero, la señal analógica debe ser digitalizada. El video es digitalizado en resolución SIF (standard input format): 352 pixeles, horizontalmente, y, 240 pixeles, verticalmente. El sistema MPEG-1 y muchos sistemas profesionales de video digital, digitalizan según el estándar CCIR-601 que es de 720 pixeles horizontales y 480 pixeles verticales. El estándar CCIR-601 utiliza una frecuencia de muestreo de 13.5 MHz para Y y 6.75 MHz para las señales de diferencia de color UV. Esto implica 720 y 360 muestras activas por líneas para Y y U/V, respectivamente.

Cada pixel MPEG-1 comprende 6 bits, 4 para luminancia y 2 para color (1 rojo y 1 azul) Este esquema de color es llamado 4:2:0. Esto corta la resolución de color, pero, los ojos tienden a obviar esta pérdida (el NTSC ofrece solamente 120 líneas de resolución horizontal) El equipo profesional de video digital utiliza un sistema 4:2:2, agregando un bit para rojo y otro para azul.

Una vez se ha terminado la digitalización, comienza la compresión. El codificador MPEG-1 tiene un número fijo de bits (1.15 Mbit para video y 0.22 Mbits para audio y el resto

para manejo de datos) El sistema comienza a dividir cada cuadro en 330 subimágenes cada una de 16*16 pixeles. Luego se comparan las subimágenes de algunos cuadros y basa el nivel de compresión según los cambios entre las subimágenes.

El codificador MPEG-1 divide el video en tres tipos de cuadros: I (intra) P (predicha) y B (bidireccional) Los cuadros I son moderadamente comprimidos y son codificados utilizando la información en el cuadro original. Los cuadro P y B, son codificados utilizando la información de otros cuadros. Los cuadros P usan el cuadro previo (ya sea I o P) y la diferencia entre ambos es codificada. Los cuadros B utilizan la diferencia entre éste y el cuadro previo y el futuro.

El número y frecuencia de estos cuadros varía con el contenido de video. Para una escena estática con poco movimiento, el sistema utilizará pocos cuadros I. En cambio, para una escena de mucho movimiento, habrá más cuadros I, los que requerirán de un número mayor de bits, incrementando la cantidad de artefactos de degradación e imagen.

A pesar de la naturaleza digital del sistema (menos ruido, no hay error de base de tiempos, separación perfecta Y/C) hay problemas inherentes al proceso digital del mismo, tales como: bloqueo (los bordes de las subimágenes se ven visibles, por lo general es observable en zonas oscuras) mosquitos (ruido que adopta esta forma alrededor de los bordes) movimiento cortado

(se observa como la desaparición de uno o dos cuadros)

Este sistema transmite los datos de video a 1.5 Mbit/s y el audio a 64, 128 o 192 kbit/s por canal. Este es un estándar genérico, es decir, independiente de la aplicación que se esté haciendo. Para reducir la redundancia temporal, el estándar utiliza compensación de movimiento de bloque y para reducir la redundancia espacial, utiliza compresión basada en transformada. La compensación utiliza codificación predictiva e interpolativa. La información de movimiento utiliza bloques de 16×16 , comprimidos utilizando VLC para una eficiencia máxima y es transmitido con la información espacial. El VLC aprovecha la redundancia espacial del vector de movimiento de campo y es aplicada para comprimir aún más los resultados de DCT y reducir el impacto de la información de movimiento en el flujo total de bit. Solamente los códigos con una gran probabilidad son codificados vía VLC.

Puesto que DCT descorrelaciona los datos, se utiliza después una codificación de longitud de serie que da un grado más de compresión.

El sistema explota la redundancia temporal de las señales video por medio de la predicción de movimiento compensado. Se asume que los bloques de la imagen actual pueden ser modelados como la traslación de los bloques de la imagen anterior. También se utiliza interpolación de movimiento compensado, que agrega un término de corrección a la combinación de las

imágenes de referencia, pasadas y futuras, esto agrega un mayor grado de compresión.

El sistema utiliza cuantificación ponderada, i.e. se utiliza una cuantificación burda para las frecuencias elevadas.

2. MPEG-II. La información de cuadro I es codificada por intra cuadro independientemente del contenido de otros cuadros. Los cuadros P, sin embargo, se basan por predicción en los cuadros I y P, y, un cuadro B puede predecirse a partir de los cuadro I y P, anteriores y posteriores.

Una vez que se identifican las palabras de código, a los datos de alta y baja prioridad se les asigna un macrobloque de 8×8 y se le aplica a éste, DCT. Los coeficientes son ponderados y codificados para su posterior transmisión. Los coeficientes AC son cuantificados en un macrobloque codificado en intracuarto. Los coeficientes DC son cuantificados en 8 bits y son codificados, diferencialmente.

Se utiliza VLC para los vectores de movimiento y los coeficientes AC y DC.

Todo esto se combina como predicción, DCT y VLC para procesamiento de formato, organización y transmisión. El formato de datos permite que los estratos superiores puedan asumir la participación previa de los estratos inferiores, seguido de sincronización, identificación del tipo de servicio

y codificación, según que el nivel de servicio incluya la información video codificada. Las celdas de 148 bits de longitud fija contienen datos sencillos en la secuencia de formato, seguido de bytes adicionales para sincronismo, cabecera de servicio, 2 byte de chequeo de cuadro y 20 bytes para FEC. Un código Reed-Solomon corrige hasta 10 errores dentro de 127 bytes.

D. Otros estándares.

1. Estándar DVI. Estas son las siglas para Video digital interactivo. Solamente los sistemas totalmente digitales permiten una interacción completa. Pueden ser programados en mil formas para responder a las elecciones del usuario y pueden acceder a los datos en forma aleatoria. Pueden utilizar una PC como el elemento de control y gracias a las nuevas técnicas de compresión, sus imágenes y sonido son tan reales que rivalizan con la televisión analógica.

El medio de almacenamiento para el video comprimido determina el grado de compresión; se ha elegido el CD-ROM como medio de almacenamiento, proveyendo de 650 Mbytes de almacenamiento y una velocidad de lectura de 150 kbytes/s, permitiendo una duración de 72 mn de reproducción.

Para acelerar la compresión de la imagen los laboratorios Sarnoff, quienes desarrollaron el sistema, utilizan 64 procesadores paralelos y corren el algoritmo de compresión en 3 segundos. El corazón del sistema son dos chips: uno para el procesamiento de las imágenes almacenadas en memoria y, el otro, para mostrar imágenes procesadas. Estos son chips CMOS que pueden conectarse a casi cualquier computadora, siempre y cuando operen con 16 o 32 bit y a una velocidad de reloj mayor que 6 MHz.

El conjunto utiliza su propia RAM con sus puertos I/O y una capacidad superior a los 16 Mbytes. Como toda RAM, el conjunto posee un puerto para acceso aleatorio de lectura y escritura. Este puerto se conecta al bus de interfase de datos del chip procesador de pixeles. Sin embargo, a diferencia de las RAM, esta VRAM (video RAM) también cuenta con un puerto que conecta un registro de corrimiento interno con el chip procesador de monitor. Los puertos duales permiten que el procesador de pixeles lea, dé y escriba en la VRAM, mientras que el registro de corrimiento de la misma, está, simultáneamente, enviando datos actualizados al procesador de monitor. El chip procesador de monitor puede refrescar la pantalla de video, continuamente, sin interferir con el funcionamiento del procesador de pixel.

El software de DVI utiliza el sistema operativo de la máquina para comunicarse con la misma y su equipo periférico.

La diferencia con el CDI es que, éste, es vendido como un sistema completo, consistiendo en equipo diseñado y fabricado para el mercado de consumo. Por otro lado, DVI no es un sistema completo, es una tecnología que puede agregarse a diferentes computadoras. Debido a que DVI utiliza un coprocesador de video programable (por ejemplo el 1750, dando origen a la tecnología INDEO VIDEO) así como una computadora, ofrece imágenes de pantalla completa, de movimiento completo.

DVI puede ser programado para aceptar distintos algoritmos de descompresión, mientras que CDI no.

2. El estándar CDI. Este es un sistema que combina la calidad de audio del CD, con video, texto, gráficas, animación y capacidad interactiva. El sistema posee un módulo MPEG-1 para movimiento completo. Un controlador de entrada recibe el flujo de información codificada de movimiento completo y la almacena en un buffer. El controlador también extrae los datos temporales (utilizados para sincronizar el video con otras funciones, tales como audio y para asegurar que las demandas de tiempo real son satisfechas) y las envía al controlador del sistema. La salida del buffer es procesada por un codificador VLC, que recupera los vectores de movimiento, datos de decisión y los bloques cuantificados del flujo de datos codificados y los pasa al controlador del sistema. Los bloques cuantificados son descuantificados y transformados, utilizando la DCT inversa.

Los bloques 8*8 de luminancia y crominancia que son las transformadas de salida, van al reconstructor de cuadro que los procesa, junto con los vectores de movimiento y los datos de decisión, para reproducir los cuadros. Los cuadros reconstruidos están disponibles a una velocidad de cuadro de 24, 25 o 30 Hz. La velocidad de cuadro depende de la frecuencia del video codificado después del submuestreo. La

representación YUV de los cuadros es transformada al sistema RGB, donde pueden ser mostrados en pantalla.

3. El foto CD (PCD). Este tiene una capacidad de almacenaje de 18 Mpixeles por imagen de calidad 35 mm (3,000 * 2,0000 pels * 3 colores) El sistema PCD almacena la información en forma comprimida (18 Mbytes por imagen en un sistema normal puede caber en 6 Mbytes en éste) Estos discos tienen una capacidad de 640 Mbytes, permitiendo el almacenamiento de 100 imágenes.

Un disco Kodak PCD se compone de una capa base transparente, una capa del colorante, una capa reflectora de oro y una capa protectora. El rayo láser del PCDR enfoca en la capa de colorante, produciendo cambios en la misma para hacer perforaciones.

El PCDP dispone de opciones de control, especiales, que permiten al usuario buscar una imagen específica, verlas en un orden aleatorio o programar con un orden predeterminado. También es posible recortar, ampliar y girar las imágenes en la pantalla para explorar nuevas posibilidades creativas. El reproductor permite la utilización de CD para audio. Utiliza un haz láser para leer la información almacenada en el disco PCD. El haz del láser es menos intenso que en el PCDR. El láser se dirige a la capa reflectora. Las zonas donde el colorante ha desaparecido (perforaciones) reflejan la luz,

mientras que las áreas donde el colorante se mantiene, absorben la luz. La información extraída es decodificada para luego ser presentada en el monitor.

4. El disco láser (LD) y el video CD (VCD). Los LD tienen la capacidad de exhibir imágenes estacionarias, de ejecutar la función de reproducción lenta y de realizar funciones de libre acceso. Además, posibilitan tiempos de acceso, cortos.

La información grabada de los discos láser se almacena precisamente en una pista de un largo de $1.67 \mu\text{m}$ y una pista de ancho de $0.4 \mu\text{m}$. El disco gira a 1800 rpm (CAV: velocidad angular constante) y su funcionamiento es tan estable que resiste a las vibraciones internas y externas, pese a la sensibilidad a la vibración inherente al aparato. Cada lado de un disco de 30 cm carga con, cerca de 14 Mminas, equivalente a unas 54 imágenes estacionarias. El sonido utiliza el mismo formato que el CD. Específicamente, el convertidor D/A adopta un dispositivo de sobremuestreo de 1 bit evitando el desarrollo de distorsión no lineal, ni tampoco distorsión de cruce por cero.

Estos discos combinan 4 pistas (dos canales digitales y dos analógicos) en información de sonido con una buena cantidad de imágenes de información.

En la técnica de CLV (velocidad lineal constante) se recurre a la variación de la velocidad de rotación en forma gradual. Es decir, cuando el lector óptico esté en la parte interna del disco girará a una velocidad de 1800 rpm y cuando se encuentre en la parte externa girará a una 600 rpm, manteniendo una velocidad lineal de 11 m/s. Esta técnica se utiliza para la grabación de largometrajes, pues, puede almacenar el doble de información que los discos CAV. El video CD se diferencia del LD por el tamaño del disco. En el caso del LD, el disco es del tamaño de un disco musical de 33 1/3 rpm, mientras que el VCD es del tamaño de un CD normal. Ambos utilizan el MPEG-1 para comprimir los datos de video. Hasta hoy, la calidad de la imagen para el VCD es menor que la del LD, que muestra una imagen tipo VHS.

5. Sistema ADTV. Estas son las siglas para televisión de definición avanzada. Se encuentran divididos en tres categorías: IDTV, EDTV y HDTV. Este último se tratará en la siguiente sección.

a. IDTV. La televisión de imagen mejorada (IDTV) ofrece una mejora sustancial en la calidad de la imagen ofrecida por los sistemas PAL y NTSC, mostrando 60 cuadros por segundo en barrido progresivo, en lugar de los 60 campos en barrido entrelazado. Esto se consigue fabricando

los receptores con suficiente capacidad de almacenamiento de cuadro (su corazón es una memoria RAM dinámica de 256 kbit) con capacidad de procesamiento de señales (por ejemplo filtros de peine) y memoria de ordenador incorporada, para eliminar la relación entre las imágenes transmitidas. Los usuarios que disponen de estos televisores pueden ver una imagen mucho más estable.

En el modo de barrido progresivo para el servicio NTSC hay 525 líneas en cada campo contra 265.5 líneas por campo en la estación transmisora. Una línea extra de vacío se presenta entre cada par de líneas activas. Esta línea es rellenada por medio de la interpolación entre las línea de arriba y la de abajo, más la del campo anterior.

Para lograr esto, la señal compuesta de entrada es convertida a digital, usando 7 bits a una frecuencia de muestreo de 13.5 MHz. Después del procesamiento, la señal de video de un campo se almacena en 10 RAM de 64K * 4 . Un campo después, los bits que representan cada pel de la línea superior e inferior a la de vacío de este campo son extraídos de la memoria de línea, mientras que la línea congruente del campo anterior es leída de la memoria de campo. Este conjunto de bits usado en forma, perfectamente, sincronizada por medio de circuitos de retardo, es comparado para seleccionar la forma de la señal de línea vacía, pel por pel. Esta señal es convertida a un formato análogo que representa las señales Y,

B-Y , R-Y de la señal de línea vacía durante cada línea de barrido.

Hay cinco métodos opcionales de llenar las líneas vacías, tres de las cuales son accesibles para el usuario. En la primera, las líneas vacías se dejan vacías, i.e. solamente las líneas activas se visualizan. Estas constituyen el patrón de entrelazado estándar, que no usa el usuario por lo general. En la segunda opción, usada durante congelamiento de imagen, el contenido de la línea previa se repite durante la línea vacía. En el tercer modo, utilizado durante la operación normal, el valor mediano (no medio) de entre tres pels (línea superior, inferior y congruente del campo anterior) El uso del valor mediano reduce las manchas de los objetos en movimiento que, de otro modo, ocurrirían debido al retardo entre un campo y otro. También preserva la mejora que provee este sistema en resolución (40% mayor que con barrido entrelazado).

Este receptor utiliza un filtro de peine para aprovechar el ancho de banda de luminancia del sistema y utiliza una memoria digital para reducir el ruido y crear una variedad de efectos PIP.

La señal de TV es influida por dos parámetros: frecuencia de muestreo y patrón de muestreo. Un patrón de muestreo que no cambia de cuadro en cuadro se llama patrón estacionario. En un filtro de peine como demodulador, la frecuencia de

muestreo debe ser elegida para permitir un patrón óptimo en las componentes después de la demodulación. Para lograr esto, es aconsejable utilizar una frecuencia de muestreo de $4f_{sc}$, con la misma fase y frecuencia que la subportadora. Esto implica un patrón de muestreo ortogonal. Los filtros de peine hicieron su aparición en los receptores NTSC en 1981, aprovechando, al máximo, los 4.2 MHz de ancho de banda de luminancia, incrementando en un 30 % la resolución horizontal.

Otro mejoramiento en la resolución horizontal se realizó (no directamente relacionado con el monitor) con las VCR. Tanto el material de la cinta como la circuitería de procesamiento no permitían un incremento de la resolución de más de 250 líneas. Pero, con la aparición de un nuevo formato S-VHS, que emplea una cinta de mayor retentividad y granos más pequeños y una circuitería que evita los límites de la codificación de componentes y graba usando canales separados de crominancia y luminancia, la resolución excede el valor límite de transmisión de 330 líneas y entrega 400 líneas en las versiones de NTSC. Al usarla con una cámara de video de alta resolución se obtienen imágenes de una elevada calidad mucho mejor que las que se obtienen con filtros de peine.

La aparición de VCR S-VHS y su potencial para producir imágenes de mayor resolución que las producidas por los medios convencionales, le otorgó un mayor ímpetu a las técnicas HDTV.

La IDTV no requiere hacer ningún cambio en el equipo de emisión o en el ancho de banda. Tampoco supone ninguna mejora en cuanto a resolución ni cambio alguno en las proporciones de la pantalla. Un grupo de expertos considera a la IDTV como un paso intermedio hacia la HDTV, para los consumidores que quieran ver y estén dispuestos a pagar por una mejor calidad de la imagen ahora. Su precio se encuentra en los \$2,600 para receptores de 31".

Para mejorar la imagen NTSC se puede utilizar el sistema duplicador de líneas de Yves Faroudja el cual utiliza interpolación de líneas y memoria para almacenamiento de cuadro con el fin de realizar la traslación de un formato de barrido entrelazado a uno progresivo. Este duplicador favorece a los receptores de pantalla gigante donde los defectos del sistema NTSC son visibles debido al tamaño de la pantalla. El costo de este equipo está en los \$ 15,000.

b. EDTV. La televisión de definición realzada (EDTV) estará en el mercado en un año. El sistema, incluye, un número de mejoras que modificarán la transmisión NTSC, permaneciendo el receptor NTSC compatible tanto en el tamaño de la pantalla convencional como con el formato tipo buzón (r.a de 16:9) Los televisores EDTV ofrecen casi todas las mejoras de la HDTV. Ofrecerán una mayor resolución (no tanta como HDTV) y una imagen mucho más estable

que la de los sistemas actuales.

Los difusores de Tv terrestres se unieron con la Japan's Broadcasting Technology Association para desarrollar el sistema de EDTV que mejora la señal NTSC en dos fases: EDTV-1 retiene la r.a. de la NTSC y el ancho de banda de 6 MHz y no requiere cambio alguno en el sonido. EDTV-2 utiliza una r.a. de 16:9.

Para mejorar la señal NTSC, el EDTV-1 explota cinco tecnologías: un programa fuente y un receptor que utiliza un barrido progresivo para mejorar la calidad de la imagen; la separación de las señales Y/C para evitar artefactos tales como entrecruce y nieve; procesamiento de señal de luminancia casi constante para incrementar el detalle en las porciones altamente saturadas de la imagen; énfasis adaptativo de las componentes de alta frecuencia para incrementar el detalle en las porciones oscuras; cancelador de fantasmas para evitar imágenes múltiples.

EDTV-2 extiende el ancho de banda de luminancia a 6 MHz al submuestrear la señal que emplea una portadora de submuestreo cuya fase es invertida de campo en campo; usa QAM de la portadora de video para transmisión de los páneces laterales; y, expansión del ancho de banda de la señal Q, al hacer la transmisión secuencial de campo de las señales Q e I para las frecuencias entre 0.5 y 1.5 MHz.

Por otra parte, serán necesarios muy pocos cambios en los equipos de emisión y en el ancho de banda. Un televisor EDTV tendrá más memoria de almacenamiento de cuadro y mayor potencia de procesamiento de señales digitales que un receptor IDTV.

El uso de filtros de peine en el receptor, para separar las señales Y y C sugiere que una función similar puede realizarse en el transmisor durante el proceso de codificación de las señales crominancia-luminancia. Propuesto en 1986 por Strolle, I. Faroudja ha demostrado un sistema que posee filtros de peine de diseño avanzado que pueden adaptar sus características, según los cambios en el contenido de la imagen. Por este medio, la separación de las componentes CY es mucho mayor. Algo de esta mejora puede observarse en el receptor utilizando filtros normales, mejora mucho más con filtros de peine y es realmente impresionante al utilizar almacenamiento de campo o de cuadro.

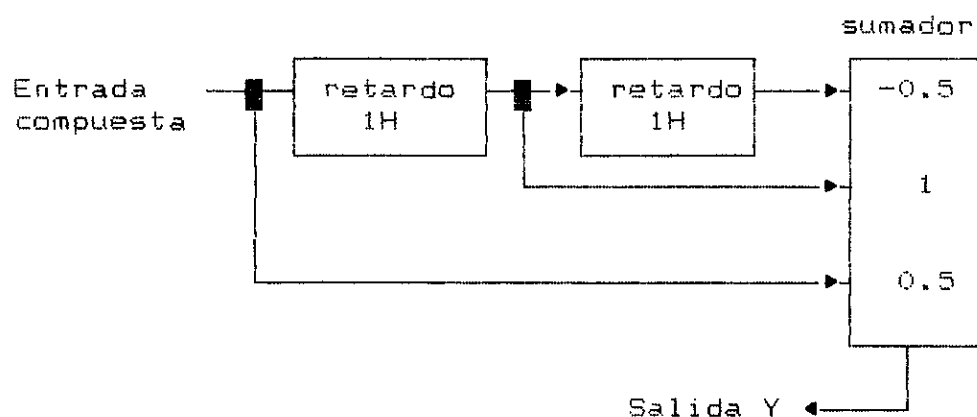


Figura 4.1. Filtro de peine con un retardo de 2H.

En un principio, se alcanza una gran separación de las señales cuando el filtro de peine del receptor posee las mismas características que el filtro usado en el transmisor. Mientras mayor es el número de líneas de retardo más agudo es el corte del PBF y más completa es la separación. Faroudja ha empleado filtros de peine de $2H$ (retardo igual a $2H$) como un compromiso entre funcionamiento, complejidad y costo.

En la figura 4.2 se muestra el prefiltro utilizado por Faroudja. La señal Y de entrada es aplicada a dos filtros complementarios, que separan las frecuencias video bajas hasta 2.3 MHz del rango superior de 2.3-4.2 MHz. Estas últimas pasan por un filtro de peine de $2H$ con lo cual se combinan sus componentes. La señal es sumada a las componentes de baja frecuencia para producir la señal de luminancia.

La subportadora modulada por Q e I pasa por otro filtro de peine de $2H$ que similarmente confina sus componentes espectrales. Las dos señales confinadas se suman para formar la señal video completa con un grado reducido de traslape entre las componentes Y y C . Una mejora incidental es el progreso en la reducción del ruido de crominancia creado por el ruido de luminancia que modula la subportadora.

Faroudja describe cuatro tipos de adaptación del filtro. El primero actúa en presencia de transiciones de crominancia, cambiando los coeficientes para reducir los efectos de cruce

de luminancia en los bordes coloreados. El segundo cambia el ancho de banda de crominancia, estrechándola cuando hay un cambio de alto nivel de crominancia. El tercero se encarga de los efectos de cruce de color en un ángulo de 45° a las líneas de barrido, donde el traslape de las componentes Y y C es máximo. En este proceso, el promedio de las señales de crominancia de los pels se toma en las transiciones de luminancia. El cuarto proceso usa una transición aguda de luminancia como una referencia y sintetiza la transición de crominancia correspondiente sobre una banda de frecuencia que se extiende sobre el límite de los 1.3 MHz dictado por el NTSC.

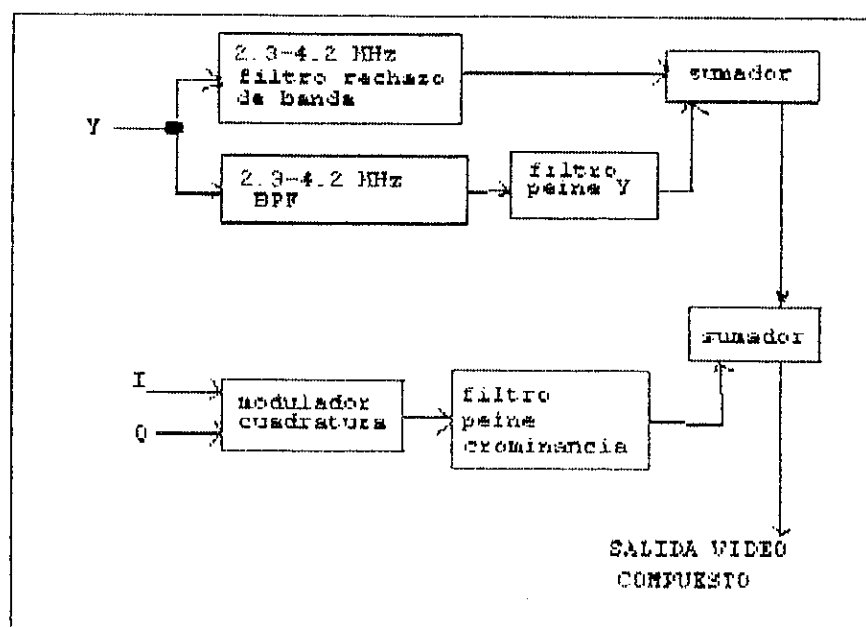


Figura 4.2. Codificador de pre-filtro tipo Faroudja.

Las demostraciones de estos métodos de prefiltrado adaptativo a observadores ha indicado una reducción aguda del cruce de color y de la luminancia, con agudas transiciones de color, y un funcionamiento general igual al que se obtiene transmitiendo por separado las componentes YIQ, es decir sin codificación.

Como ejemplo se pueden citar dos receptores que son una muestra del estado de la tecnología actual. La empresa Mitsubishi ha desarrollado el sistema In-Wall Home Theater Video System VS-12005. El desarrollo de este tipo de sistema de televisión de proporciones épicas requirió un gran esfuerzo de parte de los diseñadores de Mitsubishi. La pantalla es de 120" de diagonal y 84" de profundidad. Un videoproector de alto rendimiento y un sistema de espejos mylar se instalan en la pared en un pequeño espacio detrás de la pantalla. En el frente se coloca la pantalla de proyección para tener la apariencia de las pantallas de cine. El CRT entrega más del 50% de brillantez que en otros modelos. La mayor brillantez propicia un realce verdaderamente efectivo de los elementos de contraste en la trayectoria óptica. Nueve objetivos individuales en cada uno de los tres lentes trabajan en concierto para ajustar el foco y dirigir, adecuadamente, la imagen a la pantalla. Todos los cristales de los lentes son multicapas para reducir las reflexiones internas y optimizar el procesamiento de color.

Los circuitos de expansión dinámica del nivel de negros, trabajan conjuntamente con circuitos peak white para asegurar el rango de más ancho contraste y una transición llana del negro al blanco. Los circuitos de delineación de imagen (ID) horizontal, realzan el contraste en los bordes de la imagen para una mejor definición y, sobre todo, la intensidad de la misma.

El TV matchline superpantalla de 46 pulgadas de Philips de 100 Hz. r.a. 16:9 cuenta con un receptor de satélite 46m10985 que permite la recepción de transmisiones D2 mac y C-MAC y PAL.

E. Televisión de alta definición.

En 1.971 la NHK comenzó a trabajar en el sistema HDTV. En 1.981 hizo la primera demostración del mismo. Al año siguiente, la SMPTE creó un grupo de estudio dedicado, exclusivamente, a este sistema. Dos años después establecieron el sistema SMPTE 240M de 1.125 líneas/2:1/60/16:9 y seis canales de sonido.

Ese mismo año, el CCIR pospuso, en su reunión plenaria en Dubronic, la aprobación de normas sobre producción y transmisión de HDTV de alcance mundial. La razón por la que no se aceptan internacionalmente las propuestas de la NHK y de la SMPTE es que el formato japonés de HDTV está ya anticuado, porque fue diseñado cuando no existían los chips VLSI, por lo que la computación no se consideró como una forma de conseguir una imagen mejor.

Actualmente, la industria electrónica norteamericana se encuentra en serios problemas: los japoneses y europeos dominan los negocios del mercado de consumo y gran porción de la industria de semiconductores y las compañías americanas se encuentran inhabilitadas para competir. La tecnología de los Estados Unidos la cual tiene vastos mercados va no fabrica estos productos (como ejemplos se pueden citar la VCR y el FAX). En las áreas de computación y telecomunicaciones, donde las compañías americanas son las líderes del mercado, la competencia allende el mar está rápidamente alcanzándolas y

puede ser que sean desplazadas.

Las razones para este declinamiento en los Estados Unidos, en lo que se refiere a la industria electrónica, se han convertido en un tema de seguridad nacional, según algunos congresistas (un dato interesante que puede apoyar este tipo de pensamiento es que la DARPA concentró todo su dinero en dos áreas: paneles planos y tecnología de procesamiento de señales para HDTV)

Para mejorar esta situación los congresistas argumentaban que el gobierno debería remover los desincentivos que sacaron a las compañías americanas del mercado de consumo electrónico y que agregará algunos incentivos para llevarlas de regreso al mercado. Esto se lograría, si y sólo si, estas compañías tuvieran un producto que vender y posiciones de patentes que lo sostuvieran. En 1,989 los congresistas vieron a HDTV como ese producto.

El video doméstico representa para las películas de Hollywood unos \$ 5,300 millones. Más de 65 millones de hogares norteamericanos disponen de, al menos, de un VCR o LDP. Más del 40% de los ingresos por alquileres y por ventas que proceden fuera de los E.E.U.U. aunque sólo un tercio de los hogares de dichos países cuentan con un VCR, pero, con un crecimiento de casi el 8% anual.

Al mismo tiempo, cerca de un 59% de los hogares norteamericanos están suscritos a la CATV, con un crecimiento

de 7% anual.

Hollywood está produciendo, actualmente, unas 7,300 h anuales de programación para TV. Entre un 75 y 80% del tiempo de programación nocturna de máxima audiencia de las principales cadenas de televisión se rueda en película de cine.

Un aspecto interesante es que durante esta década se realizará la privatización de los canales de TV de la CEE, lo que provocará la aparición de más canales de TV.

En 1,990 Hollywood obtuvo unos ingresos de cerca de mil millones de dólares en concepto de derechos por la programación de sus productos en televisiones de países distintos a los Estados Unidos. Esta cifra ha crecido un 55 % durante los dos últimos años.

En la electrónica de los años 50 el hardware consistía en circuitos individuales de propósito especial que realizaban el procesamiento analógico de señal. Todas las características de entrada tenían que ser completamente especificadas antes de realizar el producto. De este modo, los estándares eran extremadamente importantes y una vez establecidos, eran inmutables.

En la electrónica de los años 1,990 la inteligencia se encuentra en el software, el hardware consiste en circuitos idénticos que realizan operaciones binarias. Debido a esto, un amplio rango de funciones pueden realizarse, ya sea que el

diseñador las halla previsto o no.

Si el sistema pudiera estar libre de cualquier requerimiento de compatibilidad con el estándar NTSC, los sistemas HDTV diseñados llenarían los siguientes requerimientos:

- sería completamente digital,
- los receptores parecerían PC con arquitectura abierta y un bus y circuitos de conexión.

Los opositores a la arquitectura abierta y estándares abiertos contaban en sus filas a los teledifusores y a la industria electrónica de consumo. Los teledifusores no se vieron afectados por el declinamiento de la industria electrónica estadounidense, sino, todo lo contrario. La industria se regocijaba con la idea de vender software norteamericano a los japoneses y europeos y, a cambio, comprar receptores de TV. Ellos vieron a HDTV como algo que les causaría el rompimiento de sus relaciones, por lo cual se dedicaron a retrasar el proyecto en los Estados Unidos.

Al considerar la penetración de los sistema ATV en los Estados Unidos, el Comité de trabajo 5 (wp-5) ha determinado que la historia de la adopción de la televisión a color es un modelo pobre debido a que la penetración de este sistema fue detenida por la carestía de programas a color. Por el contrario, para HDTV se encuentra disponible material de alta resolución en la forma de cintas de 35 mm. Otros modelos

incluyen el uso de VCR y VDP para la penetración del sistema, contando con el 1% de penetración en cinco años o menos.

Sin embargo, WP-5 reconoce que los sistema ATV no deben ser introducidos para que eliminen a los receptores NTSC. Específicamente, el consumidor promedio compra un receptor cada 4 o 5 años y con la aparición de ATV los \$ 6.6 millones gastados, anualmente, en receptores, será dirigido, en parte, a la compra de nuevos y avanzados sistemas.

La WP-5 encontró que la mayor parte del costo del equipo de consumo es debido al monitor. Según esto, se debe lograr que la unidad monitor sea común a todos los medios de distribución HDTV (i.e VCR, VDP, CATV, transmisión terrestre, DBS, etc.) Para esto, la unidad debe contar con conexiones para las componentes RGB o las señales Y/C. Lo anterior procurará un claro beneficio económico al consumidor y reducirá los costos asociados con la coexistencia futura de varios estándares HDTV para diferentes medios de distribución.

Actualmente, el mercado de consumo electrónico es altamente dependiente de las importaciones: importaciones netas en receptores de televisión y VCR que contribuyeron en más de \$6 billones al déficit en 1,987. Sin embargo, los cambios en la tecnología manufacturera, mejoras en la productividad doméstica y una baja tasa de cambio del dolar, dará la posibilidad de una segunda oportunidad para los fabricantes E.E.U.U. en la era ATV.

El sistema HDTV mejorará la calidad de la recepción de televisión y, así, agregará beneficio y placer al consumidor. Pero, este nuevo servicio también representa una tremenda oportunidad económica para las corporaciones norteamericanas y sus trabajadores. Se trata de una industria de talvez unos \$40 billones por año. Dado este potencial, los norteamericanos no estarán satisfechos con ser receptores pasivos de algún otro formato HDTV de otro país, de programación o de receptores video y equipo asociado.

La industria norteamericana, según el presidente de la FCC Richard Wiley, debe dedicarse al equipo asociado, componentes y ensamblado del receptor y, especialmente, al software con lo cual se tendría tecnología, trabajo y dinero norteamericano.

El espectro que se reserva para HDTV en la opción simultánea adoptada por la FCC es para el proceso de conversión; no es un regalo. Cuando el proceso esté completo, las licencias de televisión guardarán el canal de conversión de 6 MHz y regresarán al dominio público el canal de reversión (i.e. utilizarán un canal NTSC y un canal HDTV) El espectro de HDTV no es solamente adicional sino condicional y transitorio.

La elegibilidad inicial estará limitada a las teledifusoras existentes (ya se han detenido las concesiones de frecuencias a las empresas nuevas NTSC) y cuando HDTV sea un medio prevalente, se les pedirá convertirse a HDTV, i.e.

entregar uno de los dos canales de difusión y cesarán de transmitir NTSC en una fecha firmemente establecida.

La fecha de establecimiento para conversión a HDTV será de 15 años a partir de la fecha de elección del sistema o de la fecha de establecimiento de la repartición de canales de transmisión, la que sea última.

La razón por la que se le concede a las teledifusoras de un canal extra es para que ellos puedan moverse de una tecnología a la otra sin interrupción del servicio. El permitirles a las teledifusoras el seguir transmitiendo NTSC solamente afectará la decisión del espectador en comprar un receptor HDTV por miedo a no poder recibir una máxima utilidad de su nueva inversión.

El sistema HDTV debe ser estructurado para proteger la inversión existente en el equipo de consumo, de tal modo que los consumidores no se vean forzados a adquirir nuevos receptores para disfrutar de este sistema.

Para esto se requiere de 100% de simultaneidad de la programación del canal HDTV. Este requerimiento debe ser adoptado en no más de 9 años después de la adopción del sistema HDTV, y, una simultaneidad de 50 % 2 años después de la elección del sistema. El hecho de que el sistema sea simulcast favorece la expansión del sistema ante el usuario, pues, abarata el costo del receptor.

1. Definición de HDTV. La televisión de alta definición está definida por la imagen que presenta al observador: sus detalles, su relación de aspecto y la distancia a la cual se debe observar.

a. Detalle horizontal y vertical. La imagen de HDTV tiene, aproximadamente, el doble de resolución de luminancia horizontal y vertical que posee el sistema de 525 líneas NTSC, el de 625 líneas PAL y el SECAM (sistemas convencionales). El número total de píxeles o pels en la imagen es el cuádruple y la pantalla es una cuarta parte mayor.

El incremento en definición vertical se logra al emplear más de 1.000 líneas en el patrón de barrido: los valores que se proponen son: 1,250, 1,125 y 1.050 líneas. El incremento de detalle de luminancia en la imagen se logra al emplear un ancho de banda de video de, aproximadamente 5 veces al usado en los sistemas convencionales. El ancho de banda adicional se usa para transmitir los valores de color, separadamente, de tal modo que el ancho de banda total es de seis a ocho veces al usado en los sistemas de televisión color convencional.

1) Detalle horizontal y ancho de la imagen.

Puesto que la fovea es, aproximadamente, de forma circular, la resolución vertical y horizontal es casi la

misma. Esto indicaría que la resolución horizontal de un monitor debe ser igual a la vertical. Esta igualdad es una base usual en el diseño del sistema, pero, no es un requerimiento.

Esto lo corroboran los estudios de Baldwin de Bell Telephone Laboratories. Sin embargo, una variación considerable en la forma de los pixeles produce solamente una mínima degradación en la nitidez de la imagen, siempre y cuando su área no sea cambiada. Esto lleva a la conclusión de que la nitidez de la imagen depende del producto de sus resoluciones, es decir, del número total de pixeles en la imagen.

La libertad de incrementar las dimensiones horizontales de los pixeles se tomó en cuenta en las películas de pantalla ancha. Por ejemplo, el sistema Fox CinemaScope usa proyección óptica anamórfica para ensanchar la imagen. Puesto que la emulsión de la película tiene igual resolución vertical y horizontal, el ensanchamiento de la imagen disminuye la resolución horizontal de la imagen. Se encontró un límite cuando la imagen tenía una relación de aspecto de 2.35:1. La mayor parte de las películas cinematográficas tienen una relación de aspecto de 1.85:1.

Cuando se televisan las películas de pantalla ancha, se pierde una porción de la imagen. Esto requiere que el área televisada se mueva lateralmente cuando se televisa en el

estudio, para mantener el centro de atención dentro del área del monitor convencional.

Este ancho de imagen elegido por el sistema HDTV es un compromiso entre la relación de ancho de la industria cinematográfica y el ancho de banda de canal HDTV, pues, a mayor ancho de imagen, más ancho de banda requerido.

La relación de aspecto entre las imágenes de televisión y las cinematográficas se puede ver en la siguiente figura.

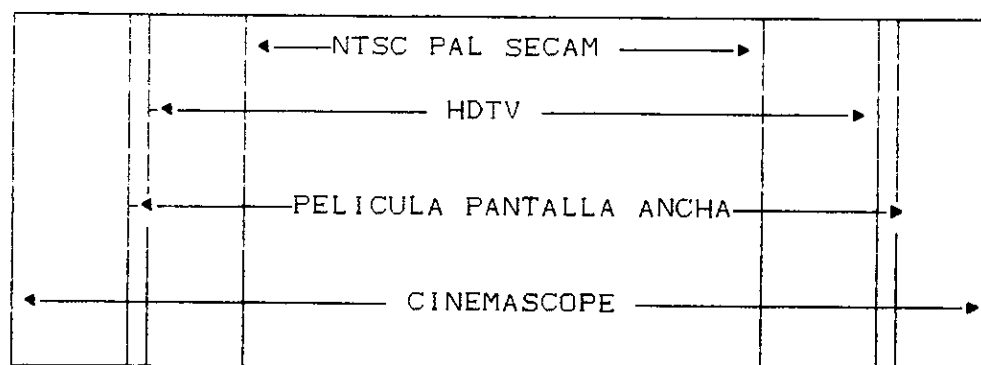


Figura 4.3. Comparación entre las relaciones de aspecto de las imágenes de televisión y cinematográficas.

2) Contenido de detalle total de la imagen. La resolución vertical es igual al número de píxeles presentes, separadamente, en la altura de la imagen, mientras que el número de elementos en el ancho de la imagen es igual a la resolución horizontal multiplicada por la relación de aspecto. El producto del número de elementos verticales y del número de elementos horizontales es el número total de píxeles y es un parámetro muy importante, pues, todos

los elementos deben ser barridos durante el intervalo entre sucesivos cuadros barridos. La relación de barrido (y el ancho de banda de video concomitante) es directamente proporcional al número total de elementos.

b. Relación de aspecto. El objetivo principal del servicio de televisión es ofrecer al observador una sensación de presencia en la escena y de participación en los eventos mostrados (el observador, en este caso, sería un espectador subjetivo cuya catarsis sería a nivel físico-intelectual, pues, no hay participación física directa con lo que observa). Para alcanzar este objetivo, la imagen televisada debe contener tanto contenido espacio-temporal de la escena como sea posible económica y técnicamente. Una limitación importante de los servicios convencionales, es que las imágenes ocupan una porción muy pequeña del campo visual. Experimentos en la industria cinematográfica han demostrado que una imagen más ancha y más larga, vista de cerca, contribuye grandemente a la sensación de presencia y de participación del observador. La imagen de HDTV es un 25% mayor que la imagen convencional. La relación del ancho de la imagen a la altura es de 16:9. El cambio implica la conversión de las películas de 4:3 a un formato de pantalla grande. El ancho de las mayorías de las pantallas de películas es ahora 85% más ancho que su altura y en algunas

propuestas llega a 135% .

c. Distancia de visualización. La distancia de visualización D determina el ángulo h subtendido por la altura H de la imagen. Este ángulo:

$$h = 2 * \arctan (H/2D) \quad (4.2)$$

es, usualmente, medido por la relación de la distancia de visualización a la altura de la imagen D/H . Mientras más pequeña sea esta relación, la imagen llenará más el campo visual.

El límite más útil a la distancia visual es aquel en el que el ojo puede percibir los detalles finos de la imagen. La visualización más cerca no tiene ningún propósito para la resolución del contenido de detalles en la imagen. Puesto que la habilidad ocular para distinguir detalles es limitada, la imagen más detallada de HDTV debe verse más cerca que en los sistemas convencionales para darse cuenta de los beneficios de la imagen de alta definición.

La resolución visual del detalle en los televisores convencionales es de una distancia entre 6 a 8 veces la altura del monitor. La imagen de HDTV debe ser vista a una distancia de tres veces la altura del monitor para distinguir la resolución de la imagen. Si se visualiza a una distancia igual a la del sistema convencional se desperdicia el detalle de la imagen que se logra con el sistema.

De aquí que la imagen de HDTV debe ser más larga que la convencional. Cuando se mira a una distancia de seis pies, la imagen de HDTV no será mayor de dos pies de altura, con una diagonal no menor de cuatro pies, más larga que en los CRT convencionales. Esto es lo que representa la mayor parte del costo del receptor HDTV.

Idealmente, cada detalle de la escena debe ser reproducido por un pixel, es decir, cada línea barrida debe estar disponible para contener un pel en cualquier línea vertical en la imagen. En la práctica, sin embargo, algunos de los detalles de la escena se pierden inevitablemente entre líneas barridas, de tal modo que se requiere de dos líneas para cada pixel. Así, se pierde alguna resolución vertical, presentándose solamente el 70 % del detalle vertical de la imagen. Esta relación es conocida como el factor Kell; se aplica no importando el tipo de barrido.

Cuando se usa barrido entrelazado, el 70% del detalle se obtiene sólo cuando la imagen es estacionaria y la visual del observador no se mueve verticalmente por un pequeño valor. En la práctica estas condiciones son rara vez reunidas por lo que se da una pérdida adicional de resolución vertical, llamada factor de entrelazado y solamente ocurre bajo condiciones típicas de visualización. Esta pérdida adicional depende de lo que se ve y de la atención del observador, de tal modo que hay un amplio rango de opiniones al respecto. Bajo

condiciones favorables, la pérdida adicional de resolución vertical reduce ésta a un 50% . La pérdida efectiva también crece con el brillo de la imagen, conforme el ancho del haz electrónico se hace más grande.

Puesto que el entrelazado impone una pérdida adicional de detalle (tanto como las degradaciones asociadas debido al parpadeo a lo largo de los bordes horizontales, conocido como luz trémula y a lo largo de objetos alineados, horizontalmente, conocido como resplandor) se decidió abandonar el barrido entrelazado para el sistema HDTV.

f. Percepción de profundidad. La percepción de la tercera dimensión espacial (profundidad) depende de la visión natural primaria en la separación angular de la imagen recibida por los dos ojos del observador. Se han hecho intentos de producir un sistema binocular de televisión, pero, todos hasta hace poco implicaban utilizar lentes como en el cine. Los japoneses han sacado al mercado un monitor 3D con el cual no se deben utilizar lentes. El sistema utiliza un proyector LCD con un lente lenticular para separar la imagen de video en sus mitades izquierda y derecha, de tal modo que evita que los usuarios utilicen lentes 3D. La imagen es de 40 a 70 pulgadas, pero a unos precios del orden de los \$ 57,000. Las empresas detrás de este proyecto son NHK, Sanyo y Toppan Printing.

Un grado considerable de percepción de profundidad se ha inferido en la imagen plana del televisor a partir de la aparición del tema en perspectiva y de técnicas de cámara al elegir la longitud focal de las lentes y por cambios en profundidad de los focos. El ajuste continuo de la longitud focal usando lentes zoom proporciona al observador la experiencia de profundidad completamente más allá del alcance de la visión natural.

En el sistema HDTV no se ha considerado mejorar el sentido de profundidad. Sin embargo, el mayor ancho de la imagen que ofrece el monitor HDTV proporciona una mejora significativa en la percepción de la profundidad, comparada con la de los sistemas convencionales.

g. Defectos de barrido entrelazado. No basta con estas interrupciones de la imagen para el sistema de televisión. Para obtener dos relampagueos por cuadro, se empleó el barrido entrelazado.

Este procedimiento es la fuente de muchas degradaciones de la calidad de la imagen. Mientras el área total de la imagen relampaguea a la velocidad de barrido de campo, es decir, el doble de la de barrido de cuadro, las líneas individuales se repiten a la velocidad del cuadro, y, esto da origen a algunas degradaciones asociadas con el efecto conocido como parpadeo interlineal. Esto causa que pequeñas áreas de la imagen,

particularmente, cuando están alineadas horizontalmente, muestren un manchón o parpadeo visible a una distancia de visualización normal. Un efecto relacionado es la inestabilidad en los amplios bordes horizontales de los objetos, según que el borde es mostrado por una línea particular en un campo y por otra línea en el siguiente. Estos efectos se vuelven más pronunciados conforme la resolución vertical que da la cámara, crece y su imagen se mejora.

El barrido entrelazado también introduce aberraciones en los contornos verticales y diagonales de los objetos móviles. Esto ocurre debido a que los pixeles verticales adyacentes aparecen en diferentes instantes en campos sucesivos. Un elemento en una línea aparece $1/59.94$ s (o $1/50$ s) después que lo hace el pixel adyacente en el campo anterior. Si los objetos en la escena son estacionarios, no ocurren efectos adversos debido a esta diferencia temporal. Pero, si un objeto está en rápido movimiento, el retardo temporal causa que los elementos del segundo campo sean desplazados a la derecha de los del primer campo, en vez de hacia los elementos adyacentes verticales y diagonales. Una inspección de cerca de estas imágenes muestra que sus bordes verticales y diagonales no son nítidos, pero, muestran una serie de endentaduras, usualmente, más gruesas que la resolución básica de la imagen. Puesto que el ojo pierde alguna agudeza

conforme sigue los objetos en movimiento, estas endentaduras son, por lo general, pasadas por alto. Pero ellas representan un deterioro importante al hacer la comparación con las imágenes de cine, para las cuales el sistema HDTV ha sido diseñado. Todos los pixeles en un cuadro de película son expuestos y mostrados, simultáneamente, de tal modo, que, los deterioros debido al entrelazado no ocurren.

Para evitar estos desperfectos, el barrido de la cámara debe ser progresivo, usando solamente uno de los conjuntos adyacentes de líneas por cuadro. En el receptor, el barrido del monitor debería casar con el de la cámara.

Puesto que los receptores convencionales emplean barrido entrelazado, no pueden responder directamente al barrido progresivo de la imagen. Preferiblemente, el sistema HDTV debe proveer de una señal, tal, que por medio de un convertidor, puede transponer de un barrido progresivo a uno entrelazado. Esto se logra usando almacenamiento digital de un cuadro barrido progresivamente, del cual se crean señales que representan el promedio de dos líneas consecutivas barridas progresivamente. Cuando se realiza esto, gran parte de la degradación asociada con el entrelazado es eliminado, particularmente, los bordes endentados de los objetos móviles.

El hecho de que las velocidades de campo y de cuadro de los sistemas convencionales sean diferentes afecta el diseño del servicio HDTV en dos importantes tópicos. El primero es

su relativa susceptibilidad al parpadeo. La velocidad superior del sistema NTSC permite que sus imágenes sean seis veces más brillantes para un límite dado de parpadeo. Esta diferencia ha pesado mucho sobre el sistema HDTV para ser compatible con el sistema de 50 Hz. También, el mayor campo visual de las imágenes HDTV hace que sean más sensibles al parpadeo, de tal modo que al planear receptores HDTV para sistemas PAL y SECAM se considere una velocidad de campo de 100 Hz.

El segundo resultado de las diferencias entre velocidades de campo es su impacto en la estandarización de los servicios de HDTV a nivel mundial. Si la compatibilidad se vuelve un factor económico y político de fuerza que afecta la elección del estándar de HDTV, entonces, la diferencia entre frecuencias de barrido en los servicios convencionales serán difíciles de evitar en las velocidades adoptadas para HDTV; lamentablemente, éste parece ser el caso al que se enfrenta el sistema y solamente queda la esperanza de que surja algún sistema dentro de muchas décadas que concilie los servicios existentes.

h. Base visual del ancho de banda de video. El tiempo que se gasta en el barrido de campos y cuadros es medido en cientos de segundos. Mucho menos tiempo, menos de la décima de μ s está disponible para barrer un pixel

en HDTV. La base visual reposa en el gran número de pixeles (600,000 a 900,000) que se requieren para satisfacer al ojo, cuando la imagen es visualizada de cerca. El ojo, además, requiere que la señal representativa de cada pixel sea transmitida durante el corto intervalo que la persistencia de la visión permite imágenes libres de parpadeo, es decir, no más de $1/25$ s. De esto se deduce que la velocidad de barrido de los elementos es superior a los 22.5 millones por segundo, lo que representa un rango de videofrecuencias hasta los 11 MHz.

Tabla 4.1

Características temporales de los sistemas de televisión

Sistema	Ancho de banda Ancho de canal	video		
		Y	R-Y	B-Y
HDTV USA	9.0	10.0	5.0	5.0
HDTV Europa	12.0	14.0	7.0	7.0
HDTV Japón	30.0	20.0	7.0	3.0
NTSC	6.0	4.2	1.0	0.6
PAL	8.0	5.5	1.8	1.8
SECAM	8.0	6.0	2.0	2.0

Velocidades de barrido

Sistema	Cámara	Monitor HDTV	Monitor convencional
HDTV USA	59.94-p	59.94-p	59.94-i
HDTV Europa	50-p	100-p	50-i
HDTV Japón	60-i	60-i	NA
NTSC	59.94-i	NA	59.94-i
PAL	50-i	NA	50-i
SECAM	50-i	NA	50-i

p= barrido progresivo, i= barrido entrelazado

i. Nitidez de las imágenes de televisión y cinematográficas. En la figura 4.4, el diagrama relaciona dos medidas de nitidez (definición desde el punto de vista subjetivo): numérica y verbal. En la curva que las relaciona, se encuentran las regiones de nitidez ofrecidas por varios tipos de películas de color y por el sistema de color de 525 y 1,000 líneas de televisión, todos a una distancia de cinco veces la altura de la imagen. De acuerdo con esto el sistema de HDTV ofrece un funcionamiento igual al de las películas de 35 mm que se ofrecen en los cines.

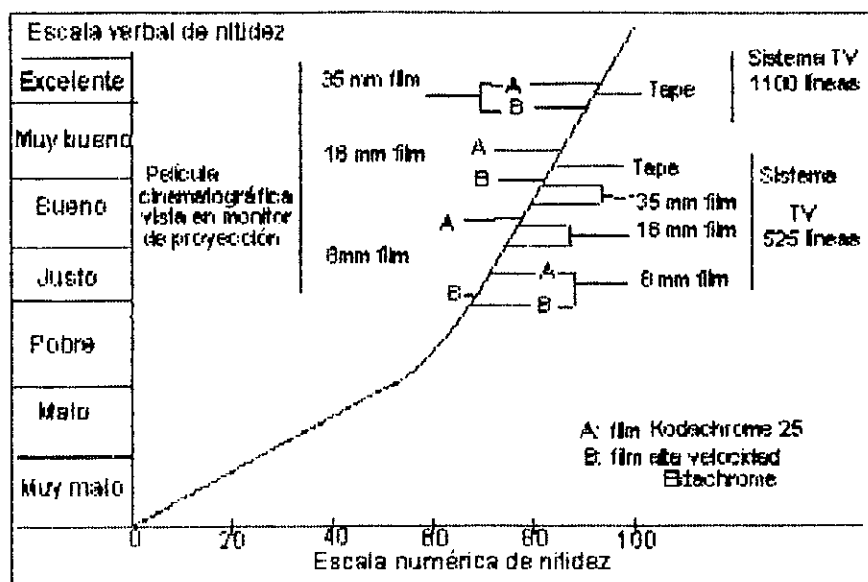


Figura 4.4. Nitidez comparativa de los sistemas de proyección cinematográfica y de los de televisión cuando las imágenes son vistas a una distancia de cinco veces la altura de la imagen.

2. El mercado para HDTV. La razón que sostiene el desarrollo de HDTV es la madurez del mercado de consumo para estos servicios. El servicio de CTV (color TV) autorizado en 1,954 cuenta, según estadísticas, en 1,989 con un receptor en uso para cada nueve personas en el mundo (por supuesto que éste es un valor promedio que no toma en cuenta la posición socio-económica de los individuos en el mundo) y que el 54% de éstos son CTVR (receptores CTV). En países industrializados se tiene un promedio de 1.8 CTVR por hogar.

El extrapolar de estos datos las posibilidades de mercado para HDTV es difícil. En primer lugar, existe una evidente reticencia por parte del usuario a adquirir un receptor HDTV

de alto costo (precio supuesto en \$2,000) según el MIT. En segundo lugar, existe el temor de que el ancho de banda por canal HDTV no pueda lograrse en lugares muy poblados donde se da la transmisión terrestre. Esto puede ser evitado en el servicio de CATV que atiende más de la mitad de los hogares de EEUU. En tercer lugar, la mejora de la calidad de la imagen que proveen, actualmente, los servicios convencionales, se convierte en una competencia que debe tomar en cuenta los servicios de HDTV.

A pesar de las incertidumbres, el mercado potencial para este sistema en componentes y receptores es poderoso. Un área involucrada, grandemente, es el mercado de semiconductores, pues, el uso de LSI IC es lo que ha hecho posible la realidad de este sistema.

Con sólo reemplazar el 2% de los 324 millones de CTVR en uso en 1,989, por receptores HDTV, el número excedería el de 3.5 millones anuales de producción de computadoras personales. Con una tasa de 10 % de ventas anuales de receptores HDTV, el uso de IC puede representar, fácilmente, el mayor mercado de la industria de semiconductores, posibilidad que ya ha sido tomada en cuenta por los fabricantes de semiconductores que crearon en 1,988, un consorcio de los mayores fabricantes en los EEUU, para cualquier eventualidad.

a. HDTV y la industria de cinematografía. Esta

industria ha sido la primera inspiración para la aplicación de la tecnología de HDTV. La pantalla ancha fue adoptada, inicialmente, por los productores cinematográficos para ofrecer un amplio panorama de acción. Pero, se descubrió que los espectadores sentados en el centro de la pantalla disfrutaban de una participación y presencia que no gozaban en la pantalla chica. Los psicofísicos atribuyen esto al hecho de que la pantalla grande ocupa una porción mayor del campo de visión. Esta es la razón por la cual se tomó como base para el diseño de HDTV y, como regla primordial, una pantalla ancha.

La aplicación de televisión en la cinematografía ha estado limitada al uso de sistemas convencionales. Una cámara de televisión y VTR se usaban con la cámara de filmación para permitir la rápida revisión del material de las tomas, antes del desarrollo de la película.

A comienzos de los años 80, se les ofreció a los productores de películas un sistema de alta definición, capaz de producir imágenes con el detalle completo de las películas de 35 mm. Las escenas podrían grabarse en VTR, ser revisadas en monitor, editadas y, luego, trasladadas a película en su forma final para ser utilizadas en los teatros. Este sistema reduciría el tiempo en el procesamiento al eliminar los retrasos entre las etapas con lo cual se ahorrarían costos de

producción en un 35% . El sistema HDTV usado para producción cinematográfica, incluyendo las cámaras, los monitores, grabadoras, consolas de edición y dispositivos de transferencia TF (tape to film) fue desarrollado en Japón a comienzos de 1,978. El principal contribuyente fue la Corporación Japonesa de Televisión, NHK y Sony, y, al sistema se le conoció como NHK Hi-Vision. En 1.989 fue el único sistema de HDTV de uso regular en forma experimental. Se propuso el sistema de 1.125 líneas, 60 cuadros por segundo, un barrido entrelazado de 2:1, un ancho de banda de 20 MHz para luminancia y 10 MHz para crominancia, ante el Comité consultativo internacional de radio, CCIR, el cual ha mantenido pendiente la decisión del sistema a adoptar.

La planeación de un servicio de HDTV para el público ha sido complicada por la disponibilidad de cuatro métodos principales de distribución de programas:

- el terrestre (transmisión "por el aire") servicio de cable usando cable coaxial o fibra óptica, DBS y VTR o VDR. De estos, el terrestre es el que presenta grandes problemas debido a la dificultad de encontrar el espacio de canal que requiere HDTV.

b. Requerimientos de canal de HDTV. El requerimiento de ancho de banda de este sistema presenta el principal problema de diseño de HDTV: el lograr el ancho de banda de canal requerido por este sistema. En el sistema NTSC, el ancho de banda es de 4.2 MHz. y, el de HDTV estaría entre los 25.2 MHz y los 33.6 MHz. De tal modo que se requeriría un espacio de banda de 4 a 5 canales de 6 MHz si la señal no es comprimida.

Puesto que tal ancho de banda sería un desperdicio de recursos espectrales, en vista del medio, se usan formas de reducción del ancho de banda del mismo a un canal (canal simple de 6 MHz) o, por lo menos, a dos canales (canal dual, dos de 6 MHz).

Esta compresión de canal implica numerosos compromisos. El asunto está entre la alta definición y la exactitud de los objetos en movimiento. Se puede aplazar una porción del detalle, al dilatar la señal sobre un intervalo de tiempo mayor, reduciendo, así, el ancho de banda que ocupa. Pero, si el movimiento dura lo mismo que el intervalo de dilatación, el detalle aplazado no ocupa su propia posición y la escena se observa manchada, con bordes rasgados, y, hasta con gran distorsión de formas.

El compromiso opuesto es agregar detalle adicional en un momento fijo de transmisión. Esto se ha realizado en los sistemas convencionales donde a la información de luminancia

se le agrega la de crominancia por entrelazado de frecuencia. Este proceso no está libre de error y se ha experimentado con gran dificultad en los CTVR convencionales donde se desea mantener las informaciones separadas lo más posible hasta su momento de mezcla. En los sistemas EDTV y HDTV se tiene como objetivo mantener esta separación de señales no importando que se requiera ancho de banda adicional.

El canal de CTV no está del todo ocupado a pesar del entrelazado de frecuencias. Es posible agregar información adicional al canal convencional sin necesidad de contaminar el servicio de color del mismo. Esta es la táctica utilizada en el sistema de canal simple, además de utilizar los espacios no ocupados (entre líneas y campos de barrido)

En el sistema de canal dual, se utiliza parte del canal adicional para aceptar la información adicional que sirve sólo al receptor HDTV, para incrementar la definición y el ancho de la imagen.

c. El problema de la compatibilidad. Los diseñadores de sistemas avanzados y de HDTV eligieron, en su mayoría, sistemas compatibles con los ya existentes. La razón de esto es tanto política como económica. La inversión en los 605 millones de receptores que existían en 1,989, a un precio conservador de \$ 200 cada uno, es de \$ 121 billones. Por esto, todos los sistemas nuevos de

servicios de televisión, incluyendo NTSC, PAL y SECAM se han introducido, de tal modo, que, preservan los servicios existentes.

Por lo anterior la FCC, en lo que respecta a estándares de HDTV, en 1,987 estableció la compatibilidad como uno de los requerimientos del sistema. Por esta razón, la mayor parte de los sistemas propuestos utilizan una frecuencia de barrido de campo de 59.94 Hz y no de 60 Hz, lo cual lo hace incompatible con el sistema NHK. Sin embargo, al inicio de esta década, decidieron un sistema simultáneo, i.e. en el que los dos sistemas son incompatibles, pero, los dos servicios coexisten por un tiempo hasta que se considera que la mayor parte del mercado de televisión ya tiene preferencia por uno de ellos, entonces, se cancela al otro. Lo dicho sucedió con los sistemas PAL y SECAM color que eran incompatibles con los sistemas monocromos de 405 y 819 líneas. El nuevo sistema convivió con el antiguo hasta que se consideró, políticamente, posible discontinuar el antiguo. El servicio de 405 líneas en Gran Bretaña duró durante 50 años, 19 de los cuales convivió con el sistema PAL color.

3. Los cinco sobrevivientes. El objetivo de CCIR es alcanzar un estándar mundial HDTV bajo un formato común de imagen (CIF) y una velocidad de datos común (CDR) CIF incluirá como elementos comunes: relación de aspecto,

número de líneas activas, número de píxeles por línea activa, y, características de colorimetría y transferencias de modulación; podrá servir a sistemas con diferentes velocidades de cuadro y distintos métodos de barrido. El CDR proveerá de una comunidad máxima en parámetros para las frecuencias de línea y frecuencia de muestreo.

Un parámetro CIF que puede facilitar la fusión de las computadoras y las tecnologías HDTV son los píxeles cuadrados.

Los cinco últimos sobrevivientes antes de finalizadas las pruebas de ATTC son:

- AD-HDTV por N.A. Philips, Sarnoff, Thomson, NBC y CLI;
- CC-Digicipher por MIT y G.I;
- Digicipher por GI y Compression Labs;
- Narrow MUSE por NHK;
- DSC-HDTV por Zenith, AT&T y Scientific Atlanta.

Todos formando el Advanced Televisión Research Consortium. Probablemente, la mejor opción entre pocos grupos permita la elección más rápida por parte de la FCC y permita que las transmisiones terrestres o por el cinturón Clarke de satélite puedan darse más, prontamente, con un esfuerzo coordinado de los EEUU y/o auxiliar. Sony posee un VTR digital, Thomson y los japoneses pueden producir monitores 16:9 para receptores, inmediatamente, y, Zenith no está tan lejos de lo mismo. El

material de programa no es un gran problema debido a que se encuentran disponibles múltiples fuentes. Los satélites DBS de alta potencia de Hughes Communication serán puestos en acción en 1,995. Tendrán una polarización circular, 16 transpondedores y operarán en la bajada entre 12.2 y 12.7 GHz. Arianespace hará el lanzamiento desde la Guyana francesa. Satélites con menor potencia en el sistema FSS, según estimaciones de Hughes, permitirá transpondedores en las bandas K (224) y C (336) con un decremento en la banda C y un incremento en la Ku, ambas en un 20%. Sin embargo, la capacidad de la banda C se estima que alcance el 99%, mientras que la Ku llegue a 74% de uso para el año 1,995.

a. El sistema HDTV de 1,125 líneas.

1) Estatus del sistema de 1,125 líneas. El sistema HDTV de 1,125 líneas ha disfrutado de un lugar importante entre los sistemas ATV. Ha estado en desarrollo en los últimos 23 años. Durante este tiempo, gran cantidad de equipo para originar programas, distribución, transmisión y visualización ha sido diseñado y ofrecido, comercialmente.

Una versión del sistema de 1,125 líneas ha sido propuesta como un estándar de producción de estudio (ya que no puede considerarse como estándar de intercambio de sistemas, pues,

se ha visto lo difícil, si no imposible que resulta la conversión usando este sistema).

El primer desarrollo de HDTV se dió en 1,968 en los laboratorios de investigación técnica de la Nippon Hoso Kyokai (NHK) en Tokyo. En los trabajos iniciales se hicieron proyecciones de películas para determinar los niveles de calidad de imagen asociados con números distintos de líneas, relaciones de aspecto, relaciones de entrelazado y dimensiones de imagen. También se hicieron estudios del efecto de la pantalla ancha en el realismo de lo visualizado. Los resultados mostraron que el realismo de la presentación se incrementaba cuando el ángulo de visualización era mayor de 20°. Los ángulos de visualización para los sistemas NTSC y PAL/SECAM son de 11° y 13° respectivamente, mientras que el del sistema NHK es de 30°.

2) Bases del sistema NHK DE 1,125 líneas.

El estándar provisional para el sistema NHK, publicado en 1,980, junto con las versiones posteriores para transmisión por satélite y para estudio se presentan en la tabla 4.2.

Tabla 4.2

Versiones de los estándares de 1,125 líneas

Versión y fecha	Líneas por cuadro	velocidad de campo (Hz)	Ancho			relación aspecto
			Y (MHz)	C_w (MHz)	C_N (MHz)	
NHK 1980	1125	60	20	7	5.5	5:3
MUSE 1986	1125	60	20	6.5	5.5	5:3
SMPTE 1987	1125	60	20	20	20	16:9

La razón de la elección de la frecuencia de campo en 60 Hz se debe a que en esa época había un buen soporte para un estándar mundial para servicio de HDTV. El número de líneas en 1,125 se justificaba por los estándares existentes. El punto medio entre 525 y 625 líneas es 575 líneas. El duplo de este número corresponde al valor ideal de 1,150 líneas.

Este número par de líneas no podría producir un barrido entrelazado, considerado en ese entonces como algo esencial en cualquier estándar de barrido. El número impar más cercano con un factor común con los dos sistemas antes mencionados era la elección NHK: 1,125 líneas.

3) Desarrollo de equipo. La década previa a las demostraciones públicas del sistema NHK fue un período de intenso desarrollo del equipo HDTV en los laboratorios NHK. En 1,980, los tubos de cámara, las cámaras, los tubos de imagen, los monitores de proyección, telecines y grabadoras de video cinta estaban disponibles. También las elecciones de los sistemas de transmisión, formatos de señal y parámetros de modulación y demodulación ya estaban hechos. Se empezó a trabajar con transmisión digital y fibra óptica y se desarrolló un tipo de grabadora de cinta.

a) Cámaras y tubos de cámara. Las cámaras NHK usaban tres vidicones de 1.5 pulgadas, en ese entonces los disponibles en el comercio. Para reemplazarlos NHK creó los RBS (Saticón de haz de retorno) que poseían la adecuada resolución y sensibilidad, pero, un 30 % de retraso. En 1,975 se usaban cámaras con tres tubos RBS. En 1,980, otro tubo surgió: el DIS (Saticón de cátodo de diodo de cañón impregnado) Era un tubo de una pulgada, con una resolución de 1,600 líneas, un retraso de menos de 1%, una SNR de 39 dB en una banda de 30 MHz. El mal registro entre los colores primarios era de 0.03 % de las dimensiones de la imagen de las cámaras. Al usarlo para los eventos deportivos, la cámara era provista de lentes zoom de f/2.8 de apertura.

Su funcionamiento le dió la fama al sistema NHK entre los observadores y la industria cinematográfica.

b) Monitores. La tarea de adaptar los monitores convencionales a alta definición comenzó en 1,973, cuando la NHK desarrolló un tubo de imagen de 22 pulgadas con una máscara de sombra con hoyos de 310 μm (comparada con 660 μm del tubo estándar) y una relación de aspecto de 4:3. En 1,978 un tubo de 30 pulgadas con perforaciones en la máscara de sombra de 340 μm y r.a. 5:3 fue producido.

La resolución de estos tubos, aún así, era baja, por lo que se recurrió a utilizar sistemas de proyección que a pesar de ser ideales para HDTV tienen una mala resolución.

c) Equipo de transferencia película-video.

A lo largo de su desarrollo el equipo NHK de telecine se ha basado en las películas de 70 mm para asegurar una alta reserva de resolución en el material fuente. El primer telecine empleaba tres vidicones, pero, poseían baja resolución y un alto nivel de ruido. Se decidió que este problema podría evitarse al usar haces monocromáticos láser como fuentes de luz: helio-neón a 632.8 nm para el rojo, argón a 514.5 nm para el verde y helio-cadmio a 441.6 nm para el azul.

Para evitar variaciones en el nivel de salida del láser, cada haz pasa por un modulador óptico-acústico con control de retroalimentación. Los haces son, entonces, combinados por espejos dicróicos y barridos, mecánicamente. El barrido horizontal está provisto por un espejo de 25 lados, que rota a una velocidad de 81,000 rpm, para barrer las 1,125 líneas, 30 cuadros por segundo, con 25 facetas de espejo. El haz deflectado pasa a través de lentes de relevo a otro espejo montado en un movimiento galvanométrico, el cual introduce el barrido vertical. El haz barrido pasa por lentes de relevo a un segundo espejo poligonal de 48 lados, rotando a 30 rpm en exacto sincronismo con el movimiento continuo de la película de 70 mm.

El haz barrido pasa a través de la película y las caras adyacentes del espejo que rota son alineadas para seguir cuadros sucesivos de la película. Esto permite a la película moverse a cualquier velocidad, para cuadros rápidos o efectos de cámara lenta. Al pasar el haz por la película, cambia su color, según el color de la película. El haz barrido pasa por espejos dicróicos para separarlo en los colores primarios y éstos son leídos por tres fototubos fotomultiplicadores. Las señales RGB resultantes son procesadas para establecer el nivel negro, la corrección gamma y el nivel de corrección.

La resolución proporcionada por el telecine está limitada por los elementos mecánicos de barrido a 35 % de transferencia de modulación a 1,000 líneas, una relación de aspecto de 2:1. La SNR de las señales de salida alcanza altos niveles de 43, 44 y 41 dB para las señales rojo verde y azul, respectivamente.

d) Transferencia de video a película. El proceso en la producción de una película a partir de señales video es, esencialmente, el inverso del empleado en el telecine, siendo el punto final la exposición de la película a los haces láser controlados por las señales RGB. La diferencia radica en la potencia del láser. Para una película de 35 mm se requiere de una potencia de 100 mW. Las señales RGB son alimentadas a tres moduladores acústico-ópticos y los haces modulados resultantes son combinados por un espejo dicróico en un simple haz deflectado, mecánicamente.

4) Estándares colorimétricos. Los estándares colorimétricos del sistema inicial NHK se basan en los colores primarios y en el estándar iluminante C, sin embargo, la gama de colores era más extensa.

Las señales de luminancia y crominancia estaban definidas como:

$$\text{Luminancia} = Y = 0.3 R + 0.59 G + 0.11 B \quad (3.2)$$

Crominancia banda ancha =

$$C_w = 0.63 R - 0.47 G - 0.16 B \quad (3.3)$$

Crominancia banda estrecha =

$$C_N = -0.03 R - 0.38 G + 0.41 B \quad (3.4)$$

Estas señales poseen un ancho de banda de 20, 7 y 5.5 MHz, respectivamente.

5) Métodos de transmisión y modulación. Entre los ingenieros de la NHK no se contemplaba una transmisión AM-BLV, pues, no podría ser realizable debido a los grandes anchos de banda del sistema HDTV. La alternativa que quedaba era por satélite, usando FM.

En FM, el ruido de modulación en la imagen reproducida crece con el ancho de banda. En la señal compuesta, la de crominancia ocupa la porción superior del espectro, por lo que, el ruido de crominancia es el que determina la potencia del transpondedor para fijar un nivel aceptable de ruido. Típicamente, una señal de 1,125 líneas con 30 MHz de banda

base, ocupando una radiofrecuencia FM de 100 MHz de ancho de banda, alimentando una antena de 5 pies, necesitará de un transpondedor de 3.2 kW en la banda de 22 GHz de satélite con un SNR de 41 dB. Ya que esta potencia no se puede obtener en los servicios de satélite, la transmisión compuesta fue descartada.

La alternativa fue usar transmisión separada de las señales YC, conocida como sistema YC separado. Este confina los niveles altos de la señal a la región de baja frecuencia de FM con 20 MHz para Y y 6.75 MHz para las de color, y, 75 y 25 MHz para los anchos de canal FM en la banda de 22 GHz. La potencia que requiere ahora el transpondedor es de 570 W (360 W para Y y 210 W para las otras) con una SNR de 42 dB.

Resultados en las bandas superiores requieren de una potencia inalcanzable, por lo que los ingenieros de NHK sólo consideran posible la transmisión del sistema 1,125 líneas en las bandas de 12 GHz y 22 GHz.

6) Ruido en el sistema MUSE. El nivel umbral de detección de ruido se toma como 53 dB por debajo del nivel de señal. Como el ojo es más sensible al ruido de baja frecuencia, tanto en el dominio espacial como temporal, se puede considerar que actúa como un LPF cuya respuesta es la inversa de $1+(f/f_0)^2$, donde f es la banda base de video y f_0 es la frecuencia de corte determinada por las

constantes de barrido, la relación de aspecto y la distancia de visualización. Típicamente, esta última es de 3.2 MHz para el sistema NTSC y de 6.9 MHz para el NHK. Con esta característica de filtro se puede determinar un factor ponderado de ruido para que ajuste el ruido visible a un valor menor que los 53 dB mencionados. En el sistema YC separado el ruido era de 13.4 dB para Y y 9.5 dB para C.

La baja respuesta visual al ruido de alta frecuencia permite la reducción de la potencia del transpondedor si las altas frecuencias de la banda base son enfatizadas antes de la modulación en el transmisor y, correspondientemente, desenfatisadas en el receptor. Con este método se puede reducir la potencia del transpondedor a 260 W (190 W para Y y 69 para C)

7) Compresión de señal en el sistema MUSE. La transmisión separada en el sistema YC requiere del uso de 3 canales o que la señal sea comprimida, suficientemente, para que quepa toda la información en un canal. La economía de espectro demandaba la última opción. La técnica adoptada se conoce como integración por compresión temporal, TCI. El método utilizado en el sistema MAC para DBS presenta tres versiones en donde las señales de luminancia y crominancia son enviadas, secuencialmente, durante el barrido de una línea o dos líneas. Esto implica el uso de equipo de

procesamiento muy complejo en el receptor, por lo que, NHK optó por otro sistema de compresión que aprovechaba las ventajas que presentan las técnicas utilizadas en la banda de satélite de 12 GHz. Este se conoce como el sistema MUSE.

a) El sistema MUSE. El sistema MUSE

(Codificación por múltiple submuestreo de Nyquist) es una adaptación del sistema NHK HDTV para los servicios DBS en la banda de 12 GHz.

El ancho de banda base del sistema de 1,125 líneas NHK no puede ser acomodado en un transpondedor de satélite, por lo cual, debe ser sometido a compresión. El sistema MUSE reduce el ancho de banda a 8.15 MHz para los servicios DBS.

La señal de 1,125 líneas es, inicialmente, digitalizada a 48.6 Mmuestras/s. Después de procesamiento, la señal controla dos filtros, uno, que responde a las porciones estacionarias de la imagen y, el otro, a las porciones móviles de la misma. Este último es controlado por dos detectores de movimiento, uno siguiendo los cambios del área en movimiento y el otro la dirección del movimiento. Las salidas de los filtros son combinadas y la señal resultante es muestreada a una velocidad de sub-Nyquist de 16.2 MHz. El tren de pulsos resultante es convertido al formato analógico con un ancho de banda base de 8.15 MHz. Esta señal analógica modula en frecuencia la señal hacia el satélite.

El submuestreo a un tercio de la velocidad inicial causa la transmisión de sucesivas señales representando cada tercer pel. Los tres pels adyacentes aparecen en los tres sucesivos barridos de la misma línea. Puesto que los elementos estacionario no se mueven durante este intervalo de tres campos, aparecen en sus posiciones correctas en la pantalla. Así, las partes estacionarias de la imagen son reproducidas con la resolución horizontal del sistema de 1125 líneas.

El movimiento lateral de la imagen durante el intervalo causa un efecto de manchón que reduce la resolución en cerca del 50 % . Puesto que la cámara y el observador no poseen mucha agudeza para los detalles de los objetos móviles, la imagen en su totalidad aparece con alta resolución. Sin embargo al mover la cámara lateralmente, la resolución horizontal de la imagen como un todo se ve reducida.

En el receptor, la codificación inversa se lleva a cabo. La señal analógica demodulada del satélite es primero muestreada a 16.2 MHz. Se realiza el proceso inverso del filtrado de movimiento versus el estacionario y las muestras son reconvertidas a la velocidad de muestreo de 48.6 MHz. La señal digital pasa al formato analógico de donde las señales RGB son reproducidas en el rango de videofrecuencias hasta 22 MHz.

Para poder recibir este sistema en los receptores convencionales, se debe usar un convertidor externo que

traslada la señal FM de satélite a AM para la entrada del receptor convencional. A pesar que los costos del sistema son elevados, el costo adicional del convertidor MUSE no es excesivo.

La relación de aspecto es de 16:9. Solamente la porción central es observable en los receptores convencionales. La señal de sonido pasa por TDM entre las líneas de barrido de video. Provee un mínimo de dos canales estereofónicos de alta calidad, mas espacio para datos (videotexto) y funciones de control.

b) Sistema NHK MUSE-E. Este sistema es utilizado para servicios DBS. El sistema MUSE no es compatible directamente con los sistemas convencionales, pero, es posible la conversión, gracias a un convertidor entre sistemas.

El método para mejorar el funcionamiento de luminancia constante es aplicar corrección de gamma antes del matriciado. A la salida de la matriz, las señales de crominancia son filtradas LPF y pasan por una corrección de gamma simétrica y estas señales son combinadas en el codificador MUSE. La componente de luminancia pasa por un corrector de gamma de 2.2. La forma digital de la señal es convertida a analógica y transmitida en FM hacia el satélite. En el receptor se realiza la operación inversa para recuperar las señales RGB.

Diseñado el sistema para DBS, se usa una antena receptora de 0.75 m de diámetro.

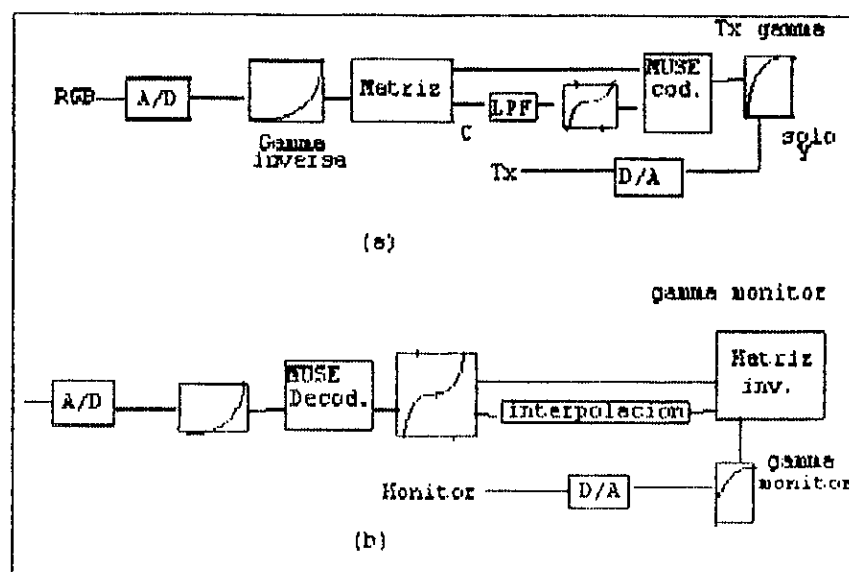


Figura 4.5. Transmisión a luminancia constante del sistema MUSE-E.

c) Sistema NHK MUSE-9. Este sistema es uno de la familia del sistema MUSE que utiliza un canal de aumento de 3 MHz en unión con el sistema compatible NTSC, MUSE 6. Se proponen dos opciones para este sistema: el canal de aumento contiguo al canal compatible o el canal de aumento separado del compatible.

El codificador para el canal de aumento recibe la señal de alta frecuencia del codificador de MUSE-6 y las señales para los dos canales de sonido, que son digitalizados, multiplexados y agregados al contenido digital del canal de

aumento antes de ser convertidos al formato análogo para transmisión sobre el canal de 3 MHz.

En común con todos los sistemas MUSE, el MUSE-9 origina su señal en el formato 1,125/60/2:1/16:9. El sistema MUSE-6 convierte al formato 750/59.94/2:1/16:9. Las componentes de alta frecuencia, en la banda base de 4 a 6 MHz, se derivan del decodificador MUSE-6. En este sistema sólo la información de este rango de frecuencia es transmitida para regiones estáticas de la imagen, mientras que en el sistema MUSE-9, el canal de aumento permite la transmisión de áreas en movimiento.

El canal de aumento provee de dos canales adicionales a los del sistema A del MUSE-6, con un ancho de banda de 20 kHz muestreados a 48 kHz a palabras de 2 bytes, siendo este el modo B. Este sistema permite 2 canales en modo B o 4 en modo A.

El receptor opera a las mismas velocidades que el de MUSE-6, solamente que posee una resolución horizontal mucho mayor.

d) Sistema NHK MUSE-6. Este sistema es uno de los dos sistemas MUSE conocidos como sistemas ADTV (de hecho es un sistema EDTV) Este sistema fue diseñado a petición de la NAB (National Association of Broadcasters) y de la AMST (Association of Maximum Service Telecasters) para proporcionar un servicio de difusión

terrestre.

La señal MUSE-6 es originada a partir del estándar de 1,125 líneas, entrelazado 2:1, a 60 cuadros. Para compatibilidad NTSC, la velocidad de 60 Hz es transcodificada a 59.94 Hz y esta velocidad se mantiene a lo largo de todo el sistema MUSE-6 hasta llegar al monitor.

Para reducir el ancho de banda de 30 MHz de la cámara de televisión a la banda de 4.2 MHz NTSC se requiere de un elaborado multiplexado en frecuencia y tiempo. La señal de cámara es muestreada a 31.4 Mmuestras/s para Y y 15.7 Mmuestras/s para C. Después de realizar la conversión de 1,125 a 750 líneas y 60 a 59.94 Hz, las señales son procesadas para luminancia constante y matriciadas a señales 750 líneas YIQ. En este punto el procesador de máscara agrega resolución vertical, pues, el monitor 16:9 tiene sólo 345 líneas. Este incrementa la resolución vertical a 690 líneas al multiplexar en tiempo en las regiones superiores e inferiores borradas del cuadro 4:3. El límite de resolución horizontal se extiende hasta 7.7 MHz por el método de multiplexado en frecuencia. Dos subportadoras, separadas por la mitad y por un cuarto de velocidad de cuadro, llevan las bandas laterales que están traslapadas en el espectro de 1.9 a 3.9 MHz. Esta función de traslape está bajo el control del detector de movimiento y está deshabilitada durante el movimiento de la escena.

En el receptor se realiza el proceso inverso que en el codificador del transmisor, con la excepción de que la velocidad de barrido vertical permanece en 59.94 Hz, pues, los receptores MUSE-6 operan a esa velocidad. El monitor solamente muestra 999 cuadros de cada 1,000, por lo que se debe eliminar uno en 1,000 en el proceso de transmisión. Este corte de cuadro se logra bajo el control del detector de movimiento cuando hay una conmutación entre cámaras o cuando la escena es estacionaria o en movimiento lento, haciendo imposible percatarse de la ausencia del cuadro.

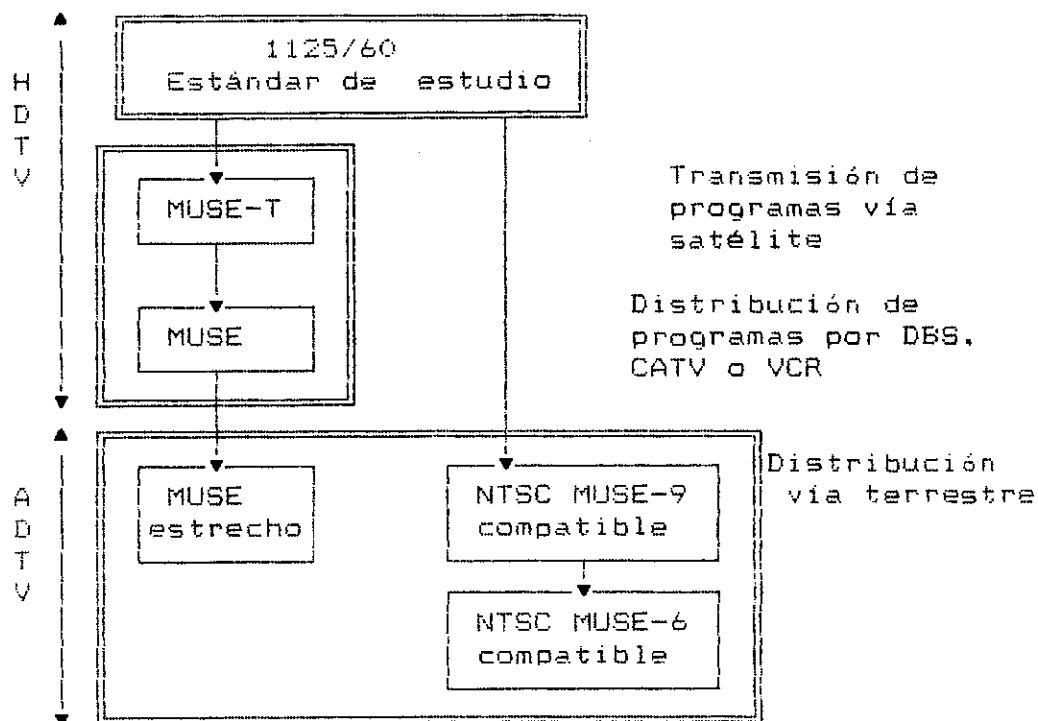


Figura 4.6. Familia de los sistemas MUSE.

El sistema MUSE-6 está diseñado para ser parte del sistema MUSE-9, pues, provee de las señales de canal aumentado para el otro sistema.

e) Sistema NHK de MUSE estrecho. Este es un sistema diseñado para un servicio simultáneo dentro del canal de 6 MHz, para difusión terrestre. El sistema MUSE básico 1125/60/2:1/16:9 después del procesamiento clásico es sometido a otro procesamiento en donde se realiza la conversión a 750 líneas con un ancho de banda base de 4.86 MHz que cabe en el canal de 6 MHz. El submuestreo del MUSE permite la recuperación de detalles hasta los 15 MHz.

El receptor es 1,125/60/2:1/16:9, lográndose esta cantidad de líneas al realizar la transformación inversa de lo que es la operación de reducción del número de líneas, es decir que se pasa de 750 a 1,125 líneas. La señal de audio, digitalizada y multiplexada en el intervalo de borrado vertical se encuentra bajo dos formatos: el A permite 4 canales de 15 kHz de ancho de banda y 90 dB de rango dinámico, mientras que el B permite 2 canales de 20 kHz con un rango dinámico de 96 dB.

8) Grabadora de cinta para señales de 1,125 líneas. La señal HDTV es modulada en

frecuencia, como en las VTR convencionales. Las cabezas de grabación contienen un transformador de banda ancha que produce la corriente magnética. La velocidad de la cabeza grabadora relativa a la superficie de la cinta debe ser del orden de 50 m/s para grabar las señales FM hasta una frecuencia superior de 50 MHz y 75 m/s se requieren para alcanzar los 70 MHz. La calidad de reproducción depende de la fuerza coerciva y de la retentividad de la cinta a utilizar; la cinta con cubierta metálica ofrece valores más elevados que las de cubierta de óxido férrico.

En 1992 una versión comercial del sistema VTR de 1,125 líneas implicaba dos equipos: la grabadora HDV-1000 y el procesador de señales HDT-1000. La grabadora utiliza una cinta de carrete de 1 pulgada similar al formato tipo C para estudio de sistema convencional. Sin embargo, su velocidad es superior, 48.3 cm/s, limitando el tiempo de grabación a 63 mn con un carrete de 11.75 pulgadas.

La señal de entrada puede ser separada en componentes RGB o YC. Estas son grabadas en una cinta de alta densidad por FM con un ancho de banda de 20 MHz para Y y 10 MHz para C. Se pueden acomodar tres pistas de sonido con rango de 50 Hz a 15 kHz.

Los tambores de grabación tienen una velocidad de escritura, relativa a la superficie de la cinta, a 25.9 m/s (casi igual que la de las grabadoras tipo C convencionales)

Para escribir a 20 MHz, se requiere de cuatro pistas de video escritas en paralelo por el tambor. El sincronismo perfecto se realiza por medio del procesador de señales antes mencionado. El procesamiento digital se realiza con palabras de 8 bit a una velocidad de muestreo de 69.1 Mmuestras/s con un error residual temporal de ± 3 ns. La SNR en la reproducción es mayor que 41 dB sobre la banda de 20 MHz. Sin embargo, el equipo era muy pesado (470 libras) y con un costo muy elevado \$ 200,000 en 1,989.

Esto y el hecho de que el sistema tenía los defectos de los sistemas convencionales analógicos de limitación, en lo que es el deterioro de la información, tras sucesivas generaciones de duplicados y el éxito de las VTR digitales, llevó al diseño experimental de estos equipos para HDTV.

Los principios generales del equipo analógico se mantienen, pero, el tambor de grabación no tiene menos de 18 cabezas: 8 para grabar, 8 para reproducción y 2 para borrado. El tambor rota a una velocidad de 7,200 rpm y la velocidad entre cabeza y cinta es de 51.5 m/s.

Las velocidades de muestreo siguen la sugerencia del reporte 801 del CCIR: para luminancia 74.25 Mmuestras/s y para crominancia 37.125 Mmuestras/s con 8 bit por muestra. Estos valores 5.5 veces superiores a los de la recomendación 601 del CCIR para operaciones digitales, tienen una velocidad total de 1.188 Gbit/s. Después de dividir la señal en 8 cabezas la

velocidad de grabación de cada una es de 148.5 Mbit/s. Con una velocidad de cabeza de 51.5 m/s la longitud de onda mínima de grabación es de 0.69 μm con una profundidad y ancho de 37 y 34 μm , respectivamente. A esta velocidad el número de muestras en una línea completa es de 2,200, de las cuales 1,920 son activas. El ruido de cuantificación es de 58.8 dB por debajo del nivel de la señal.

Después de ser muestreada la señal de entrada a 74.25 Mmuestras/s las tres áreas de imagen en luminancia y crominancia son divididas en cuatro segmentos verticales adyacentes y cada uno es almacenado y leído a una velocidad de submuestreo de 18.5625 Mmuestras/s. Las áreas expandidas de luminancia y crominancia son multiplexadas, con cada otro segmento de crominancia eliminado. Esto resulta en ocho canales de píxeles de 8 bit rígidamente sincronizados.

Antes de que estas 8 señales sean aplicadas a sus cabezas de grabación respectivas, cada una es codificada para corregir errores usando el código de Reed-Solomon y, luego, puestas en forma serial. El BER es de 10^{-5} antes de la corrección y desdeñable después de la misma. Esto permite tanto como 20 generaciones de duplicados de cinta sin degradaciones. Las cintas de partículas metálicas, corriendo a 805 mm/s, permiten una hora de grabación en un carrete de 11.75 pulgadas.

Ocho canales de audio están disponibles, muestreados a 48 kmuestras/s en palabras de 16 bit. Con códigos de paridad y

redundancia, la velocidad total de grabación es de 1.152 Mbit/s. La velocidad de muestreo y largo de palabra es igual que la del estándar de audio CD.

9) Equipo disponible para el servicio 1,125 líneas.

a) Cámara y accesorios. El modelo de cámara HDC-300 emplea tres tubos Saticón de 1 pulgada, ofreciendo una resolución de 1.200 líneas en el centro de la imagen. El error de registro es de 0.05 % o mejor. La sensibilidad es de 2.000 lux a $f/4.5$. Posee tres monitores de 16:9 con diagonales de 1.5, 3 y 7 pulgadas, con resoluciones de 350, 450 y 1.000 líneas, respectivamente. El control de cámara se realiza por medio de la consola HDCO-300 unidad de control de cámara. El monitoreo de la imagen y de su forma de onda se realiza por medio del monitor HDM-90 de 9 pulgadas y del monitor de onda 1730HD. Lentes para la cámara son proporcionados por Nikon y Fujinon. Lentes de foco fijo de $f/1.2$ de apertura están disponibles en distancias focales de 9.5 y 50 mm. Lentes zoom con relaciones de 5 a 22, con aperturas que van de $f/1.2$ a $f/2.2$, cubren un rango focal de 12 a 400 mm. El precio por el sistema de cámara completo con lentes zoom de 180 mm $f/1.8$ era, aproximadamente, \$300.000.

b) Monitores. Existen cuatro monitores de color con diagonales de 12, 18, 28 y 38 pulgadas, de los cuales el último posee una relación de aspecto 16:9, los otros tienen una relación de aspecto de 5:3. Las resoluciones horizontales en el centro son de 600, 760, 1.000 líneas TV, respectivamente. La resolución vertical en el centro es de 750 líneas en cada monitor. Por otra parte, para el consumo se ofrecen monitores de proyección, uno con una pantalla cóncava de 120 pulgadas con una ganancia de luz de 13 y una relación de aspecto de 5:3. El sistema de proyección frontal provee de una resolución en el centro de 1.000 líneas, con un brillo de 50 lambert-pie. Un segundo sistema de proyección puede ajustarse para pantallas planas con medidas de diagonal de 60 a 240 pulgadas, con una resolución de 1.000 líneas. En Japón se venden receptores de proyección HDTV a \$ 8,000.

c) Grabadoras de video disco. El modelo HDL-2000 tiene un ancho de banda de luminancia de 20 MHz y de 6 MHz de crominancia. El SNR es de 43 dB para luminancia. El audio cubre las frecuencias de 20 a 20,000 Hz con un rango dinámico de 90 dB, distorsión armónica menor que 0.05 %, entrecruce bajo los 80 dB y un wow o flutter no medible. En Japón se vende el equipo Sony HIL-C1 Hi-Vision laserdisc player para consumo, con discos a \$ 184 c/u.

d) Grabación de cinta a película. El funcionamiento limitado con el equipo NHK llevó al uso en el equipo de otra tecnología: la grabación de haz electrónico. EBR. La señal de entrada es derivada de la grabadora HDV-1000 en el modo de reproducción, con un procesamiento de la señal por el HDT-1000 corrector de base de tiempo/procesador de señal. La salida 1.125/60 RGB del procesador es guardada en tres almacenes de cuadro. Estas son leídas como tres señales progresivamente barridas de 2,250 líneas, a una velocidad de 24 cuadros por segundo. Las señales paralelas son realineadas en forma secuencial y se realiza la corrección de gamma adecuada con la ayuda de una microcomputadora. La señal gamma, corregida después de conversión A/D, es alimentada a un LED que produce la señal lumínica correspondiente a la secuencia RGB. La luz pasa por fibras ópticas a un fotodiodo en la grabadora de haz electrónico. La señal video así recuperada es aplicada al control del haz del cañón electrónico de la grabadora. El haz choca directamente en la superficie de la película blanco y negro de grano fino.

El haz es barrido a 24 cuadros por segundo y los cuadros de la película son expuestos por los electrones del haz, produciendo una secuencia de 3 cuadros B/N representando los valores RGB de imagen. El haz tiene una resolución de 2,090 líneas en el área de cuadro. Para producir la copia a color,

se proyecta la película B/N a través de una rueda de color rotativa a una velocidad tal que cada cuadro de color es expuesto secuencialmente, por las tres imágenes de color B/N.

e) Convertidor de bajada. El modelo HDN-2000 convertidor de bajada es utilizado para convertir una señal 1,125/60 a una 525/60 o 59.94. con control en la porción 16:9 incluida dentro del cuadro 4:3. Las entradas 1,125 líneas pueden ser componentes RGB o YUV. Estas son almacenadas por cuadro donde son leídas por interpolación de línea, como una señal de 525 líneas entrelazadas. Si se desea conservar la velocidad de campo no hay problema, y, si se desea cambiar a la velocidad NTSC se utiliza una señal sincronizadora NTSC para controlar la temporización de lectura que se alimenta al convertidor.

Al controlar el inicio y final de las lecturas verticales y horizontales, relativas al tiempo de campo, la porción del cuadro 16:9 incluido en el barrido de 525 líneas puede ser ajustado en una variedad de modos. Dos de éstos son los conocidos como borde cortado y cajón. En otros monitores, al cambiar las velocidades de lectura, las dimensiones horizontales y/o verticales de la imagen HDTV mostradas en un monitor 4:3 pueden ser ajustadas, produciendo un efecto de magnificación y de apiñamiento. La posición de la parte aumentada de la imagen 1,125 líneas puede ser alterada al

ajustar la temporización de las lecturas.

Las salidas de 525 líneas están disponibles en componentes RGB o YUV. Se puede producir congelamiento de imagen y un amplio rango de funciones de mejoramiento de la imagen está incluido. Un generador NTSC de barras de color está incluido para calibrar los niveles de balance de color, después de la conversión.

f) Conmutador HDTV. El dispositivo HDS-1000T switcher es un equipo que permite la conmutación entre programas fuente y los efectos especiales asociados creados. Permite la entrada de 7 señales RGB y dos entradas monocromas para títulos. El ancho de banda es de 30 MHz. Posee 4 salidas: dos para programas, una para revisión y una para video de retorno. Se incluyen facilidades de llaveado de croma y generador de barras de colores.

10) Puramente digital. El sistema MUSE estrecho es analógico, mientras que el resto de sistemas son puramente digitales. Aquí, la resolución es función del movimiento y, mientras más bits se utilizan por muestra, es mejor, pues, los pixeles producen la imagen. La necesidad de una buena resolución implica un elevado número de bits, implicando un gran ancho de banda. Para que toda la información quepa dentro de un ancho de banda pequeño se

requiere de técnicas digitales de compansión.

11) Abstract del sistema estándar de estudio SMPTE

1.125 líneas. El estándar SMPTE 240 M para sistemas 1.125 líneas se basa en los siguientes parámetros:

-**barrido:** 1.125 líneas por cuadro, 1035 líneas activas por cuadro, barrido entrelazado 2:1, relación de aspecto 16:9, 60 Hz como velocidad de repetición de cuadro, 33.750 líneas por segundo;

-**colorimetría:** (según coordenadas x,y CIE 1931) los primarios de referencia tienen coordenadas: R(0.603,0.340) G(0.310,0.595) y B (0.155,0.070) El acromático de referencia es: $D_{\lambda s}$ (0.3127,0.3291)

-**reloj de referencia:** la frecuencia del reloj de referencia es de 74.25 MHz; hay 2,200 períodos de referencia de reloj en una línea entera;

-**receptor de color:** la imagen es representada por tres señales video en paralelo: E_G , E_B y E_R . Las señales diferencia de color son extraídas a partir de las siguientes ecuaciones, por circuitos matriciales:

$$E_V = 0.701 E_G + 0.087 E_B + 0.212 E_R$$

$$E_{PB} = (E_B - E_V) / 1.826$$

$$E_{PR} = (E_R - E_V) / 1.576 \quad (4.3)$$

-matriz de transformación:

$$\begin{bmatrix} E_G \\ E_B \\ E_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.000 & -0.227 & -0.477 \\ 1.000 & 1.826 & 0.000 \\ 1.000 & 0.000 & 1.576 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_V \\ E_{PB} \\ E_{PR} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

-temporización de los eventos en una línea video

Los periodos de reloj de referencia de una línea video son:

-flanco de subida de sincronismo	0
-flanco de bajada de sincronismo	44
-inicio de video activo	192
-final de video activo	2,112
-flanco de subida de sincronismo	2.156

-ancho de banda El ancho de banda de cada señal en el conjunto RGB es, nominalmente, 30 MHz. El ancho de banda de cada señal en el conjunto de diferencia de color es, nominalmente, de 30 MHz en el equipo analógico.

b. Sistemas ACTV.

1) sistema ACTV-1. Los canales convencionales de televisión no están del todo ocupados. En el sistema NTSC se utiliza el método de entrelazado de frecuencia. Puesto que éste provoca la alternancia de fase de la subportadora de crominancia entre un barrido y otro, los ciclos de subportadora deben, teóricamente, cancelarse. Una cancelación similar de la interferencia de subportadora ocurriría si se eligiera otro múltiplo impar de frecuencia para otra subportadora. Una posibilidad para agregar información al canal es utilizar otra subportadora en una posición en donde no se produzca más que una pequeña interferencia con el servicio convencional.

Esta idea fue analizada desde 1.984 y en 1.988 por M. Isnardi quien propone un sistema que el centro de búsqueda de David Sarnoff apoya. Este sistema se conoce como el ACTV-1 (Advanced compatible Televisión).

En este sistema, la segunda subportadora se encuentra en el múltiplo 395 de la mitad de la frecuencia de barrido horizontal, i.e. 3.1075171 MHz, debajo de la portadora de crominancia por, aproximadamente, 0.5 MHz. Esta portadora es modulada en cuadratura (del mismo modo que la de crominancia) por dos señales auxiliares que llevan información adicional que no es útil para los receptores convencionales, pero, sí

para los receptores diseñados para el sistema ACTV-1. La portadora modulada es atenuada 12 dB y sumada a la señal video convencional NTSC. En el receptor, la segunda subportadora y sus bandas laterales pasan por un filtro, son amplificadas 12 dB y demoduladas en cuadratura para recuperar la información auxiliar.

Este sistema utiliza una cámara que prevee la posibilidad de utilizar ya sea un barrido de 1.125 líneas o 1.050 líneas progresivo a 59.94 Hz. Hay que hacer notar que aún no hay cámaras con estas posibilidades, por lo que ellos recomiendan usar una de 1.050/2:1 entrelazado o 525/1:1 progresivo. Este último puede ser transcodificado para obtener una señal 525/2:1 NTSC.

Este sistema se basa en las señales componentes y procesamiento mostrado en la figura 4.7. Existen cuatro componentes, la primera sirve para los receptores convencionales y las otras tres son transmitidas en porciones del espacio NTSC de señal de Nyquist para que los receptores convencionales tengan respuesta mínima.

a) Componente 1. Esta es la señal estándar

NTSC, que incluye la porción central del monitor de pantalla ancha. Los bordes izquierdo y derecho del monitor, de un ancho de 1 μ s están reservados para las porciones de baja frecuencia de los paneles laterales del

monitor de pantalla ancha. El contenido de estas porciones de imagen resulta escondido en los receptores convencionales. Su ancho de banda es de 4.2 MHz.

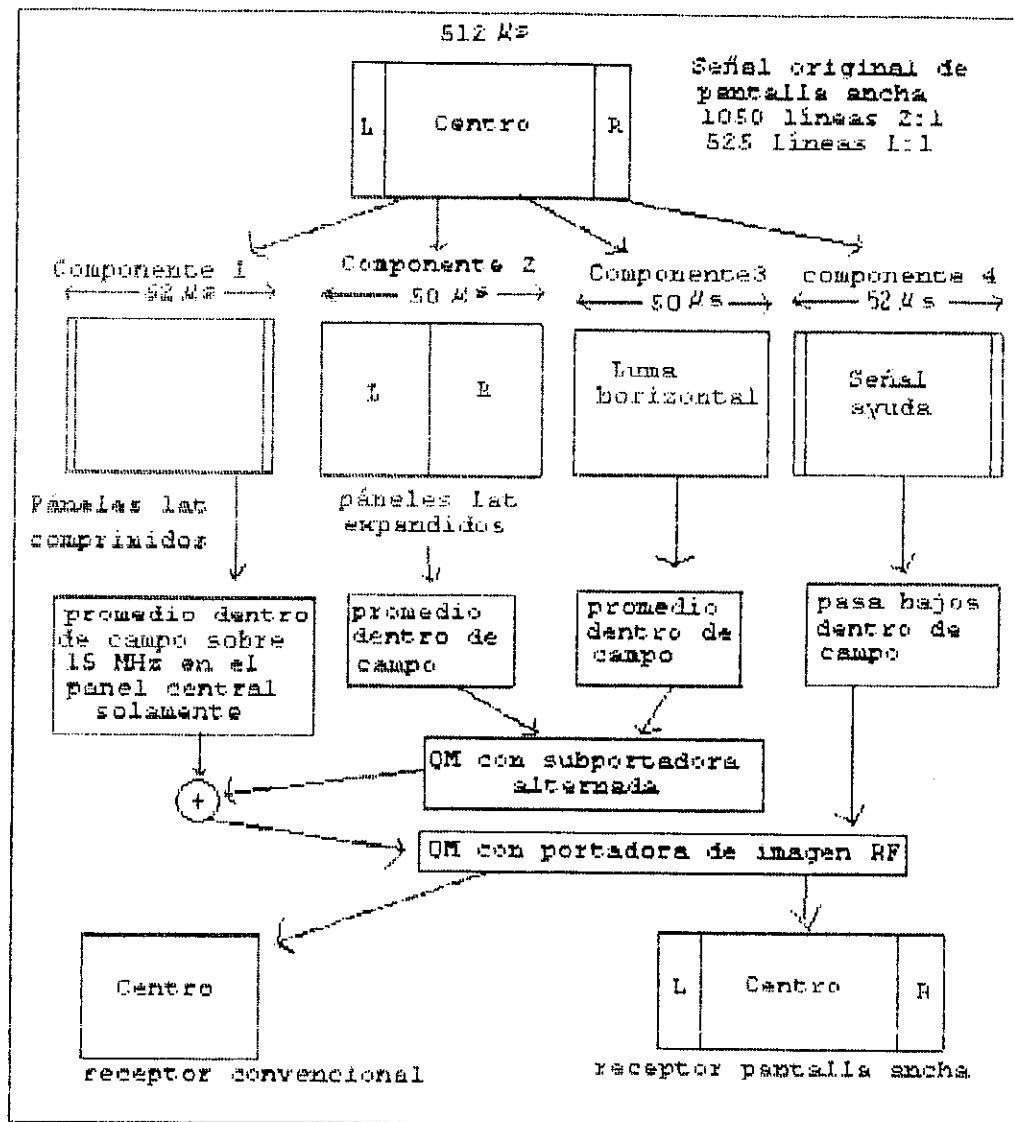


Figura 4.7. Transmisor ACTV-1.

b) Componente 2. Esta provee las porciones de alta frecuencia de los páneles laterales. Para que pueda entrar en el canal de 4.2 MHz, las señales de los páneles laterales est n limitadas a 700 kHz para Y y 83 kHz para C. La diferencia entre los páneles laterales y la porción central de la imagen es reducida por el contenido de baja frecuencia de los páneles laterales enviada en la componente 1. Las componentes 1 y 2 llevan la información horizontal de la señal de luminancia de la pantalla ancha de 525/2:1, hasta los 5 MHz.

c) Componente 3. Esta lleva el detalle de la señal de luminancia entre los 5 y 6 MHz. Esta señal es codificada al transponer la señal de 5 MHz a 0 MHz, y, filtrando para eliminar la banda lateral superior. El resto de la señal, representando 1 MHz de detalle horizontal extra, es comprimida temporalmente y transmitida durante la línea activa de 50 μ s de la componente 1.

d) Componente 4. Esta constituye la señal de ayuda para transmitir información adicional en los dominios temporal y vertical. El barrido progresivo de la cámara entra a un LPF en un filtro temporal vertical de cinco tomas. La componente 1 transmite muestras alternas tanto en tiempo como en espacio vertical. Las muestras de la señal de ayuda se obtienen al promediar de dos en dos las muestras de la componente 1. El propósito de esta señal es restaurar el detalle en el movimiento vertical, perdido durante la transcodificación de la fuente de barrido progresivo 525/1:1 a la forma de transmisión compatible 525/2:1. La señal de ayuda es de baja frecuencia, pues, consiste sólo de las diferencias que representan el detalle perdido. La señal de ayuda es codificada a una relación de aspecto 4:3, y, filtrada en pasa bajos a 750 kHz, luego, transmitida por QM de la portadora de imagen.

Las componentes 1, 2 y 3 son procesadas por promedio intracuadro. Pares de píxeles dentro de cada cuadro, separados por períodos de 262 líneas, son promediados. En la componente 1 las señales Y y de diferencia de color son sumadas y el promedio se toma para videofrecuencias por encima de 1.5 MHz. En la componente 2, las altas frecuencias de los paneles laterales son promediadas y los promedios son sustituidos por los pares de píxeles.

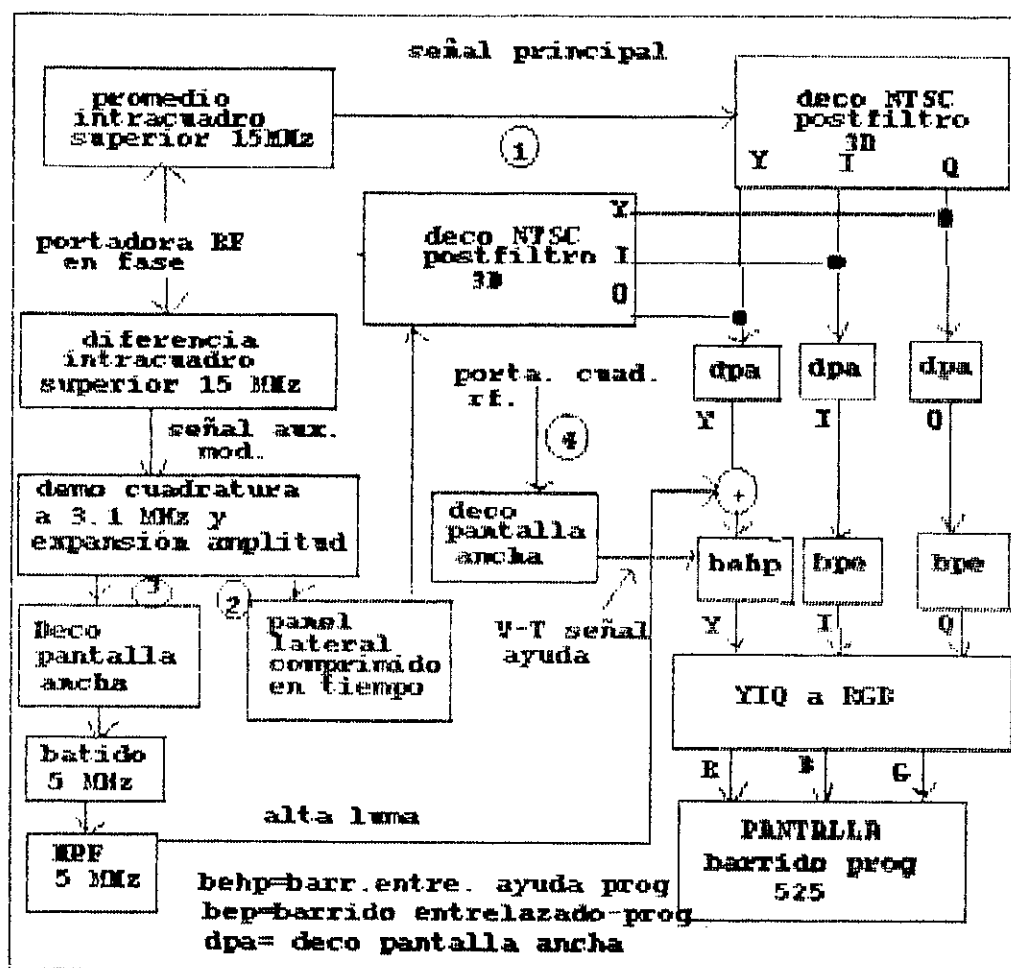


Figura 4.8. Receptor ACTV-I

En la componente 3 los pixeles en la señal Y de alta frecuencia horizontal son promediados y los promedios son sustituidos por los pares. Las señales promediadas de las componentes 2 y 3 modulan en cuadratura a una subportadora considerada como el 395 múltiplo de la mitad de la frecuencia horizontal. Esta subportadora modulada es sumada a la componente 1 promediada intracuartro, produciendo una video

señal de banda base igual que la NTSC. La otra señal QM es la componente 4, después de pasar a través de un LPF de 750 kHz.

En la figura 4.8 se muestra el receptor en diagrama de bloques.

2) Sistema ACTV-II. La disponibilidad de espacio extra en las redes de cable o fibra óptica no se cuestiona, pero, se considera poco probable lograrlo en la transmisión terrestre. En los Estados Unidos las imposiciones de la FCC limitaban a las transmisoras terrestres a colocar toda la información HDTV dentro del canal NTSC y, además, ser compatibles. Por tal razón, se han puesto en estudio los sistemas ACTV-I y ACTV-II. Sin embargo, la FCC sólo lograría tener dos sistemas de transmisión HDTV: uno para transmisión terrestre y otro para transmisión por cable, lo cual haría que los receptores tuvieran la circuitería para manejar los dos sistemas de transmisión, incrementando los costos del mismo.

El ACTV-II es una extensión evolutiva del ACTV-I. El monitor de ACTV-I es un monitor EDTV de pantalla ancha de barrido secuencial de 525 líneas, mientras que el de ACTV-II puede reproducir la salida de la cámara de 1,125/59.94/2:1/16:9.

Este es un sistema propuesto para transmisión terrestre y por cable. Se deberá introducir después que el sistema ACTV-I esté bien establecido en el mercado, cuando ya estén

disponibles monitores de alta definición con adecuado brillo y contraste, y, cuando el espacio espectral esté disponible para colocar el canal de aumento.

El canal de aumento es de 6 MHz y está formado en el transmisor al decodificar la señal ACTV-I para formar las señales Y',Q' e I' que son sustraídas de las señales YIQ de la fuente de 1,050/59.94/2:1. Las señales de diferencia de luminancia ocupan un ancho de banda de 18 MHz. Un segmento de baja frecuencia de esta banda de 0 a 6 MHz, es transmitido durante las áreas en movimiento de la escena. El segmento de alta frecuencia (6-18 MHz) es comprimido para formar una señal de 0-6 MHz que es transmitida, tanto cuando hay áreas en movimiento, como estáticas. En áreas estáticas, los segmentos de alta y baja frecuencia son transmitidos en campos alternos.

Las señales de diferencia de crominancia son filtradas a un máximo de 2.4 MHz. Después de ser comprimidas en el tiempo por un factor de 5 se incrementa el ancho de banda a 12 MHz, donde cada componente de crominancia es dividido en dos segmentos, 0-6 MHz y 6-12 MHz. En las porciones estáticas de la escena, los segmentos de alta y baja frecuencia son transmitidos en campos alternos. En las áreas en movimiento solamente se transmiten las porciones de baja frecuencia. La selección entre las porciones estáticas y dinámicas de la escena se realiza en el codificador ACTV-I.

Las señales diferencia YIQ son comprimidas para formar el canal de aumento que es transmitido por un transmisor distinto. El ancho de banda de 6 MHz es dividido entre las líneas pares e impares, cada una expandida para formar dos señales de 3 MHz que modulan en cuadratura a la portadora que se encuentra en el centro del canal.

El receptor posee una resolución de 853,300 píxeles.

c. Sistema DBS. El sistema utiliza transpondedores de elevada potencia, compresión digital para compactar el ancho de banda necesario y los procesos de encriptado que protegen las señales de la piratería que permitirá a los 250 millones de usuarios recibir programas digitales de alta calidad. El valor de la antena y decodificador es de \$ 700. El dispositivo receptor es un IRD (integrated receiver/decoder) de apariencia de una VCR que se conecta vía cable coaxial a un plato receptor externo del tamaño de una pizza; posee una tarjeta de acceso para autorización de los canales PPV (pague por ver). La tarjeta contiene un microprocesador con contactos de oro en la parte delantera de la misma. Estos le permiten, al estar dentro del receptor, comparar el código de la tarjeta con el que viene en cada programa e indicarle al receptor cual es el programa que puede descodificar. El sistema utiliza la técnica de compresión MPEG-2.

La ventaja de este sistema sobre el de CATV es que puede llegar a cualquiera, cosa que no puede hacerse con cable y a un precio mucho menor por individuo. Otra ventaja es que se podrá ver lo que se quiera, siempre y cuando, se pague por ello.

Se asegura que el sistema DBS podrá sostener al nuevo sistema HDTV y permitirá con mayor rapidez la difusión del mismo y aceleración de la adopción como sistema futuro de televisión.

En el dimensionamiento del sistema de HDTV digital por satélite, es necesario tener en cuenta distintos factores dependientes de las características de la señal digital y del canal de transmisión. La modulación QPSK que se utiliza normalmente con 1.5 bit/Hz en los satélites Eutelsat e Intelsat, no es sensiblemente afectada por las no linealidades introducidas por el amplificador TWT, que, por lo tanto, puede operar a plena potencia. El 8 PSK es más sensible a las no linealidades del TWT que el QPSK, que tiene que operar a una potencia de salida que es inferior a la nominal en menos de 0.5 dB. El 16 QAM debido a la modulación de amplitud intrínseca es muy sensible a las no linealidades y no se puede utilizar en satélites y menos en casos especiales donde se disponga de sistemas de recepción terrestre con antenas muy grandes, capaces de recuperar la reducción de potencia necesaria para operar con TWT en linealidad.

En las aplicaciones sobre redes terrestres y en los enlaces desde satélite para los cuales no existen vínculos de diámetro de la antena de recepción, el FEC de base del codec HDTV que utiliza código Reed Solomon entrelazado, asegura una calidad de recepción de la señal adecuada.

En los canales no lineales de satélite, cuando sea necesario ahorrar en potencia y utilizar sistemas de recepción con pequeñas antenas, es necesario recurrir a sistemas de codificación de canal avanzados. Dos sistemas basados en la concatenación de códigos de corrección son, particularmente, interesantes: el primero utiliza modulación QPSK con dos códigos concatenados: un código de bloque asociado al codec HDTV (FEC_1) y un código convolucional (FEC_2) con velocidad de $1/2$ o $3/4$ de la original.

El otro utiliza modulación 8 PSK codificada en el espacio de las señales mediante código de red: el código en el bloque está asociado al código HDTV (FEC_1). Con ambos sistemas se utiliza la codificación de Viterbi en recepción.

Una interesante posibilidad es que la DBS podría acelerar el comienzo de las transmisiones de HDTV debido a que ofrecería una manera relativamente eficaz de servir programas, sin la necesidad de compatibilidad con los actuales sistemas de emisión terrestre. Entre los que podrían desempeñar un papel de primer orden en este terreno se encuentran: The Sky Cable, sociedad en la que participan Hughes communications

(filial de General Motors), NBC (propiedad de GE), la News corporation, Cablevisión y Fox Broadcast (triunvirato formado por ABC, NBC y CBS)

d. Sistema Philips HDS-NA. El sistema HDS-NA (High Definition System for North America) se presenta como dos opciones: una para DBS y otra con un canal de aumento de 3 MHz. Este sistema emplea dos señales principales: la primera, es una señal con componentes analógicas multiplexadas transmitidas por satélite, desde el punto de origen del programa a otro medio de transmisión, ya sea terrestre o por cable. La segunda, es una señal llamada HDNTSC por Philips que está diseñada para los servicios terrestres y por cable. Comprende el canal compatible NTSC de 6 MHz y el canal de aumento de 3 MHz.

1) Sistema Philips HDS-NA para sistema DBS.

Básicamente, es el sistema HDMAC. Puede ser utilizado para DBS como para FSS (servicio de satélite fijo) donde se distribuye la información a otros satélites. Se origina a 525 líneas, 59.94 cuadros por segundo progresivamente barridos, con una relación de aspecto de 16:9. Una opción es 1,050/59.94/2:1/16:9. El ancho de banda base es de 16.8 MHz reducido por medio de las señales de diferencia de línea y de compresión a 9.5 MHz antes de la modulación en frecuencia para el satélite.

La resolución de luminancia disponible en el satélite HDMAC es de 422,400 píxeles. La señal HDMAC ocupa dos líneas de barrido, es decir, 127.11 μ s. Dentro de este intervalo, se transmiten 7 componentes en forma secuencial: Y (una señal de luminancia de resolución de 330 líneas horizontales por altura de imagen, Y_H (con componentes de alta frecuencia de resolución de 500 líneas por altura de imagen) dos señales de diferencia de línea, las señales de crominancia Q e I y las componentes digitales de sincronismo y sonido.

Las señales de diferencia de líneas se obtienen a partir de tres líneas sucesivas de barrido como la diferencia entre la línea central y el promedio de las líneas superior e inferior. Las señales de diferencia se dividen en dos grupos, conteniendo los paneles laterales izquierdo y derecho.

Una función adicional de la señal HDMAC es el control de "pan and scan" de la porción de la imagen 16:9 que se muestra en el monitor 4:3, seleccionada en el punto de origen del programa para colocar el centro de atención de la escena dentro del monitor 4:3.

La señal HDMAC es transmitida a otros medios, donde es decodificada y, luego, codificada para formar la señal HDNTSC.

Las señales RGB de la fuente 525/59.94/1:1/16:9 es matriciada para formar las señales YIQ. La componente Y alimenta al generador de diferencia de líneas y por otra parte a un filtro bidimensional. Después de filtrada la señal Y es separada en sus componentes de alta frecuencia y las de baja frecuencia Y_H y Y_L . Y_L , Q e I son separadas en las componentes de los paneles central y laterales por el control de "pan and scan". Las señales de diferencia de líneas, Y_H y las componentes de los paneles laterales son combinadas junto con el canal de audio digital para formar la línea temporal del canal de aumento. El control de "pan and scan" es agregado durante el intervalo de borrado vertical, obteniéndose la señal del canal de aumento. La señal para el canal compatible utiliza la información del panel central.

2) Sistema HDS-NA de 6+3. La salida decodificada de la señal de satélite HDS-NA es la entrada del sistema HDNTSC. Este sistema de 6+3 está

constituido por un canal compatible NTSC de 6 MHz y un canal de aumento de 3 MHz. La salida HDMAC contiene las siguientes componentes que deben ser acomodadas en el codificador HDNTSC: las señales de diferencia de línea para las áreas de los paneles central y laterales de la imagen 16:9, la señal estándar de luminancia de 4.2 MHz, las señales Y_L , Q e I , el contenido de luminancia de los paneles laterales y las señales decodificadas de audio y datos del sistema HDMAC.

En el canal de 6 MHz se encuentra la información corriente del sistema NTSC con la señal de diferencia de línea del panel central modulada en cuadratura con la portadora de imagen. En el canal de 3 MHz se encuentran tres portadoras: una para sonido digital y datos, otra modulada en amplitud simétricamente por las componentes de luminancia y crominancia de los paneles laterales, y la última, modulada en amplitud simétricamente por la información de diferencia de líneas de los paneles laterales. En la parte final del espectro se coloca la información Y_L .

En otro método se coloca en el canal de 3 MHz, en una portadora, el sonido digital y datos, y, en la otra portadora, se coloca la información de los paneles laterales, diferencia de líneas y componentes de alta frecuencia de luminancia en forma secuencial temporal.

e. Sistema HDTV Zenith de espectro compatible. El sistema SC-HDTV es un sistema diseñado para coexistir con el sistema NTSC en las bandas TV de difusión terrestre. El logro de este sistema se alcanza utilizando los canales tabú (canales que la FCC impide utilizar para reducir los efectos de interferencia entre canales). Sin embargo, éstos no pueden ser utilizados debido al exceso de interferencia. La cámara de SC-HDTV barre, progresivamente 787.5 líneas a 59.94 cuadros por segundo para una deflexión horizontal de 47.203 MHz, exactamente, tres veces la frecuencia de barrido horizontal NTSC. El ancho de banda de las señales RGB es de 37 MHz. La relación de aspecto es de 16:9 y el número de líneas activas es de 720 y hay 1280 píxeles por línea activa.

La señal video es digitalizada y, luego, matriciada en señales de luminancia Y y crominancia C_1 y C_2 . El codificador de video aplica transformada adaptativa/codificación de subbanda. Potencialmente, se retiene el contenido de la imagen completa, pero, en áreas planas con pequeño detalle y pequeña variación de la imagen se transmite poca información, con lo cual se puede transmitir más información concerniente a las áreas de mayor detalle. La información de adaptación y control es transmitida, separadamente, durante el intervalo de borrado vertical como parte de la señal de datos digitales.

La señal Y es dividida, espacialmente, en 64 subbandas de las cuales en promedio un pequeño porcentaje es necesario transmitir, debido a que algunas son nulas y otras muy pequeñas como para ser desdeñables. Cada una de las señales C_1 y C_2 es transformada espacialmente en 32 subbandas y solamente un porcentaje similar al de la señal Y es necesario transmitir. Los coeficientes que van desde DC hasta 200 kHz son filtrados y transmitidos como parte de la señal de datos digitales. Los coeficientes restantes son vueltos analógicos. La codificación de estas señales genera dos señales denominadas Q e I de 3 MHz de ancho de banda.

Con una duración de 60.6 μ s de video activo, se colocan en éste los coeficientes analógicos de tres líneas horizontales en promedio. De los 3 μ s de borrado que quedan se utilizan 1.5 μ s para el pulso de sincronismo de baja amplitud. El borrado vertical alterna entre 22 y 23 periodos de barrido horizontal NTSC. Uno de estos periodos se utiliza para incluir una secuencia pseudo-aleatoria para la sincronización vertical.

En los datos digitales se incluyen los coeficientes DC y de baja frecuencia, 3 canales de audio digital, selección de codificación de video, información de escala y adaptación, información de texto y protección contra errores. Los restantes 21 o 22 periodos de barrido horizontal NTSC se utilizan para la transmisión de la señal de datos digitales usando 16 QAM.

El receptor utiliza el proceso inverso que en la transmisión. Sin embargo, el sistema puede sostener operación multimedia. Para operación con cable de fibra óptica el propio receptor basta. La operación para DBS y VCR requiere de señales en FM. Las señales Q e I entregadas por el sintonizador pueden ser convertidas a una componente de 6 MHz para ser grabada en el VCR. Para la recepción por satélite se realiza el proceso inverso que para la grabación de señal. La posición de la VCR y el circuito de acceso condicional no permite la grabación de versiones cifradas, previniendo la distribución no autorizada de estos programas.

f. La alianza de televisión americana. Este consiste en un par de sistemas completamente digitales, ambos productos de General Instrument Corp. en unión con 1) Compression Labs. (conocido como alianza entrelazada y utiliza un sistema 1050/2:1/59.94 siendo esta última la velocidad de campos/s) dando el sistema Digicipher y 2) MIT (conocido como alianza progresiva y utiliza un sistema 787.5/1:1/59.94, esta última es la velocidad de cuadros por segundo) dando el sistema CC-Digicipher.

1) Sistema DigiCipher. El sistema DigiCipher es un sistema digital simulcast que utiliza un algoritmo de compresión predictivo/transformador para reducción de la velocidad de video en un modo de transmisión de 32 QAM. Este es una fuente RGB analógica, de barrido entrelazado, con velocidad de cuadro de 29.97 Hz y una relación de aspecto de 16:9. Las señales RGB son muestreadas y convertidas al sistema YUV después de pasar por LPF y, luego, al ADC de 8 bits por muestra. El muestreo de luminancia ocurre a 53.65 MHz, mientras que las señales de crominancia es submuestreada, horizontalmente, en un factor de 4 y, verticalmente, en un factor de 2. Las entradas de video, audio y datos son multiplexadas a una velocidad de datos de 18.22 Mbps y el codificador FEC agrega corrección de error y entrega un flujo de información de 24.39 Mbps al modulador 32-QUAM.

Imágenes completas en simples cuadros se dividen en bloques para aplicarles codificación predictiva de compensación de movimiento (DPCM) que maneja la correlación temporal y la DCT maneja la correlación espacial. Cuando DPCM se vuelve menos eficiente que PCM, el sistema conmuta a PCM para realizar codificación intracuadro.

Cuando las componentes de alta frecuencia son insignificantes para los espectadores, las imágenes en el

dominio de la frecuencia son reducidas en bits por DCT. Este procesamiento ocurre en imágenes en bloques de 8×8 pixeles, entregando 64 coeficientes, en términos de la frecuencia. Estos son divididos por factores de ponderación que dan énfasis a DC y a las bajas frecuencias con un pequeño favoritismo a las frecuencias verticales sobre las horizontales. Los bloques de croma y luma son procesados juntos por DCT, pero, se usa el submuestreo de estos últimos (para cada 8 bloques luma se usan 2 de croma). Los coeficientes cuantificados DCT son codificados usando codificación Huffman para obtener una codificación de palabras de longitud variable que resulta en una velocidad variable de datos.

DigiCipher desarrolló un alto nivel de compresión con un algoritmo DPCM de compensación de movimiento. Un cuadro con compensación de movimiento estima a un cuadro actual y la diferencia entre los dos es codificada con DCT que genera un sólo vector de movimiento por superbloque ($44 \text{ pixel ancho} \times 60 \text{ pixel alto}$) de bits. Si durante las escenas de cambios rápidos, el contenido de la diferencia de cuadro contiene más energía que la original, el codificador video selecciona entre la codificación intracuadro PCM y la intercuadro DPCM y la que requiera de menos bits es la que se utiliza.

Los errores de canal son evitados usando codificación de enrejado y codificación de bloque Reed-Solomon.

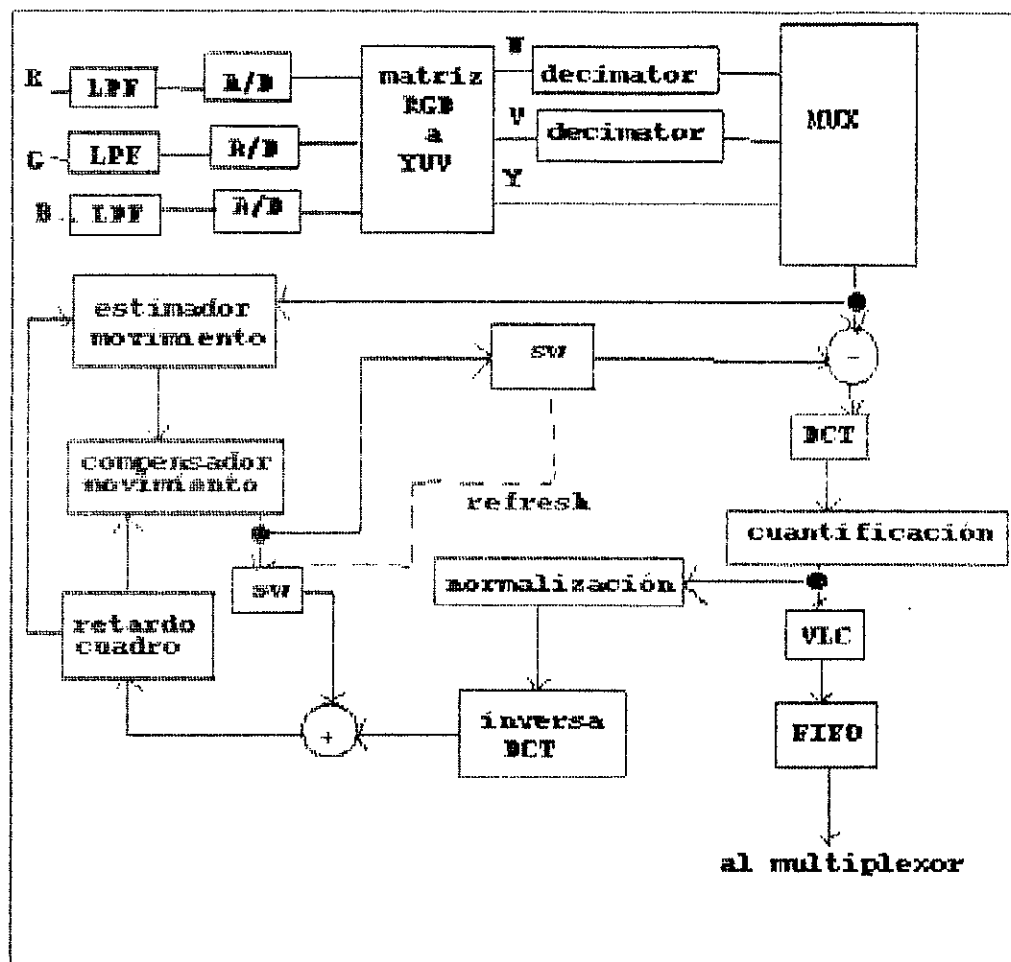


Figura 4.9. Codificador para el sistema DigiCipher

La estimación de movimiento utiliza un algoritmo de búsqueda completa de bloques que casan, generando un vector de movimiento por superbloque.

Aunque la compresión por procesamiento espacial en sí es limitada, el codificador de entre cuadro se beneficia tanto de la correlación espacial como temporal. El procesamiento de cuadro trabaja mejor con poco movimiento, mientras que el procesamiento de campo es más útil para imágenes de detalle en movimiento.

DigiCipher desarrolló un nuevo medio para combinar las ventajas de ambos subsistemas, permitiendo que la información video sea comprimida y recuperada con la menor degradación durante movimiento.

Las modificaciones a este sistema para manejar la transmisión paquetizada son las siguientes: cada paquete consiste de un byte de cabecera de paquete, 144 bytes (105 bytes en modo 16 QAM) de video, audio, datos clave u otros servicios y 10 bytes Reed Solomon para FEC. La cabecera de paquete contiene tres bits de sincronismo y 5 bits de tipo de servicio que pueden controlar hasta 32 servicios distintos, incluyendo video, audio 1, audio 2, guía de programa, teletexto, control condicional de acceso, recepción cerrada, servicios especiales de audio para inválidos visuales (VI) y auditivos (HI) y otros servicios. El uso del tipo de servicio permite flexibilizar la ubicación de los servicios HDTV y una

extensión completa, mientras que la sobre cabecera requerida para manejar el formato de paquete tiene menos de 1 % de impacto en la capacidad disponible de datos para la transmisión de video.

Durante la línea 1, el paquete contiene 3 bytes de sincronía de cuadro, 97 bytes (58 bytes en modo 16 QAM) de control de sistema y datos de identificación de servicio, 44 bytes de datos de recepción cerrada y 10 bytes RS. La ubicación de los servicios digitales dentro de todos los datos multiplexados no necesita ser especificado por los servicios de identificación de datos debido al uso de la cabecera del tipo de servicio en cada paquete.

Los paquetes de audio y datos contienen un subencabezado, además de la cabecera de paquete como se ve en la figura 4.10 . El subencabezado contiene un contador de continuidad de 3 bits y un tipo de subservicio de 5 bits. El contador de continuidad es utilizado para controlar los paquetes perdidos y/o fuera de secuencia, debido a los errores en la cabecera de paquete. El tipo de subservicio puede ser utilizado para expandir el tipo de servicio, permitiendo una posible extensión. El sistema puede, de este modo, manejar 500 servicios.

El video no se ve afectado por los errores. El audio y los datos, clave, pueden ser afectados por los errores en la cabecera de paquete que pueden causar una pérdida o estar

fuera de secuencia de paquetes. El uso del contador de continuidad permite la detección de estas condiciones, de tal modo, que, se puede realizar la corrección adecuada.

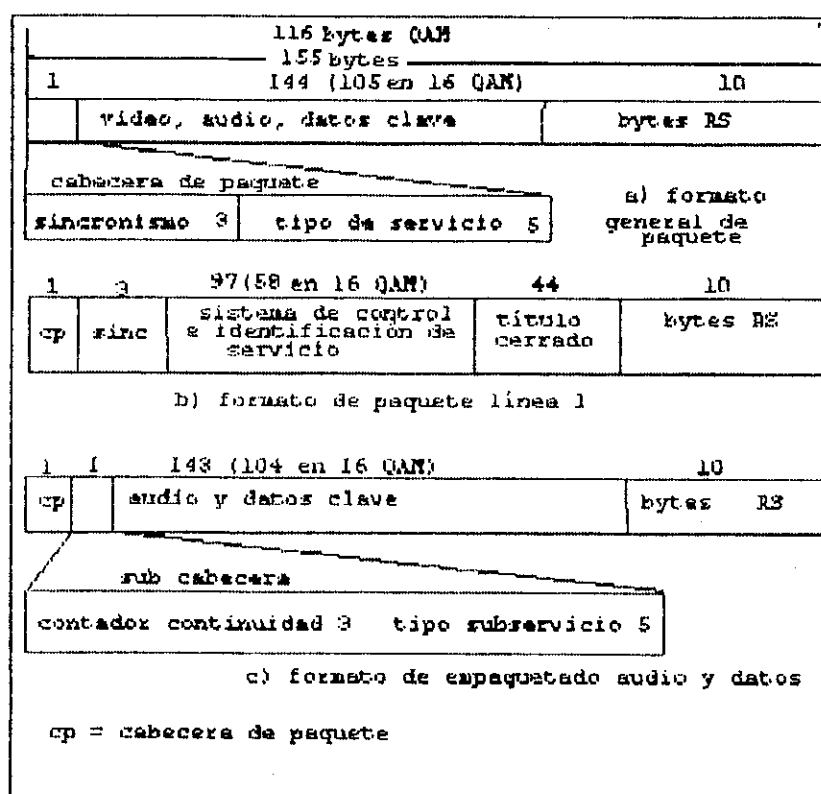


Figura 4.10. Formato de paquete DigiCipher

Para el audio se utilizarán dos servicios de audio AC-3 para permitir 5 canales (3/2) de audio envolvente en dos lenguas.

2) Segunda alianza de televisión americana.

Se refiere a la alianza entre GI y MIT. Este sistema progresivo produce una señal video de alta resolución

de $720 \times 1,280$ píxeles a 60 cuadros/s y una r.a. de 16:9 con una elevada inmunidad al ruido y a la interferencia, baja potencia de transmisión y posible utilización de los canales tabú. La fuente es una señal RGB de 787.5 líneas, 59.94 fps, barrido progresivo con 1,280 elementos cuadrados. Las señales RGB son transformadas a YUV, luego, son codificadas adaptativamente, estimado su movimiento y compensado, cuantificado, codificada en entropía y multiplexado/modulado.

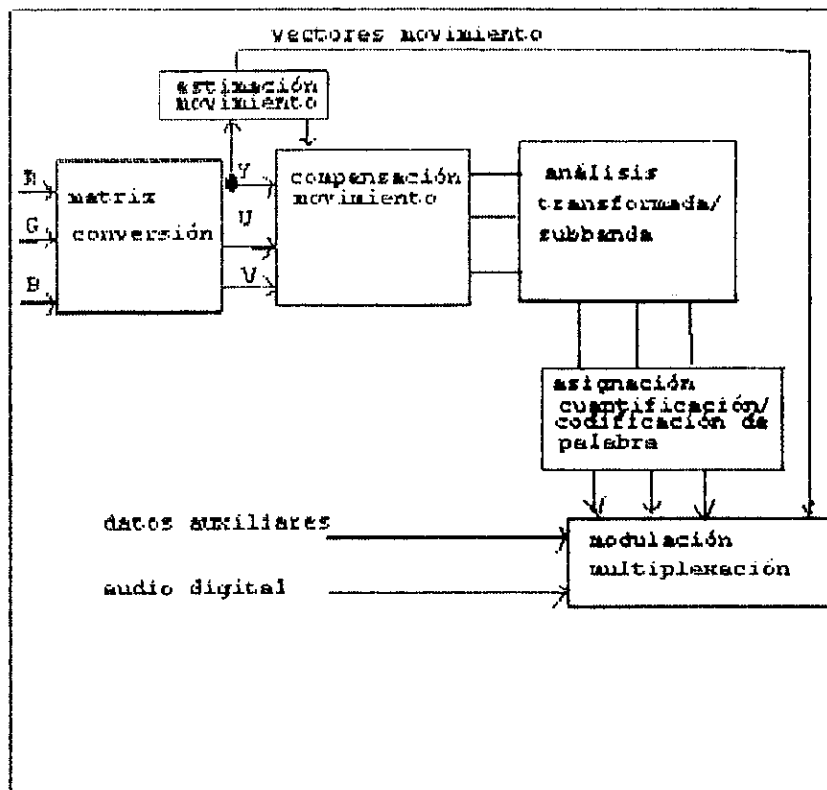


Figura 4.11. Codificador ATVA-II (CC-Digicipher)

El receptor demultiplexa estas modulaciones diferentes, decodifica, hace síntesis de transformada/subbanda, agrega

compensación de movimiento y vectores, luego, convierte las señales YUV usando conversión matricial a señales RGB.

La estimación de movimiento se puede clasificar en dos grupos: método de igualación de regiones o los requisitos espacio temporales. El primero analiza una pequeña porción de cuadro y busca un desplazamiento para detectar el mejor equivalente entre los dos cuadros. Los requisitos espacio temporales dependen de los errores definidos en una ecuación que incluye los vectores de movimiento horizontal y vertical y la señal video como función de dos variables espaciales. El movimiento uniforme dentro de una región local pequeña, en vez de áreas grandes produce una reducción significativa en la correlación temporal.

La compensación de movimiento ocurre cuando una diferencia de predicción entre un cuadro ya codificado y el próximo cuadro requiere compensación. Su diferencia es apuntada y se genera una predicción, que es llamada el residuo de compensación de movimiento. Esto se realiza para la información luma-croma, pero cuando la compensación desarrolla demasiada energía, se desactiva la compensación de movimiento y el cuadro actual es codificado.

La transformada/subbanda analiza el procesamiento de YUV utilizando un filtro transformada/subbanda. Este es un filtro 2D separable que divide los residuos de compensación de movimiento en bandas de 8*8. Los coeficientes de este proceso

son ponderados, según el contenido de frecuencia y de croma/luma para variaciones de sensibilidad visual y, luego, son seleccionados de acuerdo a su energía. Los coeficientes con mayor energía son procesados hasta que se llenan los bits codificados. Esto alcanza una velocidad de 14.99 Mbps.

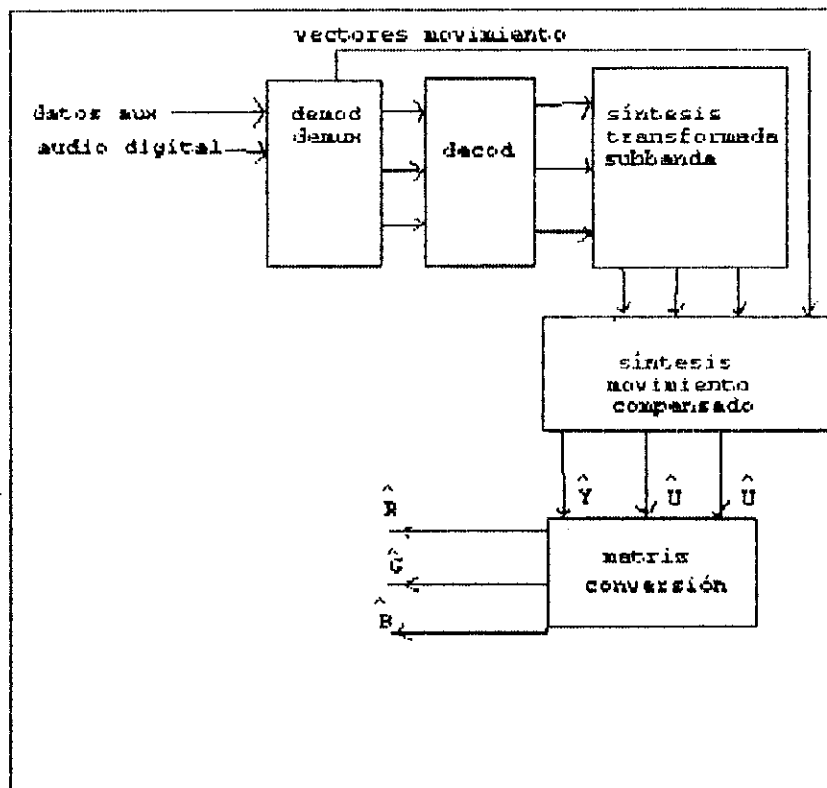


Figura 4.12. Decodificador ATVA-II (CC-Digicipher)

La cuantificación sigue con codificación Huffman de la posición y amplitud de cada coeficiente seleccionado de la transformada/subbanda. Los pasos de cuantificación y las selecciones adaptativas trabajan juntos para dar un número de 0.24956 Mbit/cuadro; esto causa una velocidad variable.

Conforme el buffer se llena, la cuantificación se vuelve burda, evitando la sobrecarga; conforme el buffer se vacía, la cuantificación se estira para incrementar la tasa de bits y llenar el buffer. Se dispone de suficiente espacio para almacenar un cuadro.

Una mejora a este sistema ha sido utilizar una transmisión paquetizada al igual que el sistema anterior. Cada paquete consiste en un byte de cabecera, 157 bytes (115 bytes en modo 16 QAM) de video, audio, datos clave u otros servicios y 10 bytes Reed Solomon para FEC. La cabecera de paquete contiene tres bits de sincronismo y 5 bits de tipo de servicio que pueden controlar hasta 32 servicios distintos como en el sistema anterior.

Durante la línea 1, el paquete contiene 3 bytes de sincronía de cuadro, 110 bytes (68 bytes en modo 16 QAM) de control de sistema y datos de identificación de servicio, 44 bytes de datos de recepción cerrada y 10 bytes RS. La ubicación de los servicios digitales dentro de todos los datos multiplexados no necesita ser especificada por los servicios de identificación de datos, debido al uso de la cabecera del tipo de servicio en cada paquete.

En la figura 4.13 se ve el formato de paquete para este sistema.

Como algo extra, el sistema corregido prevé el uso de 6 canales de audio.

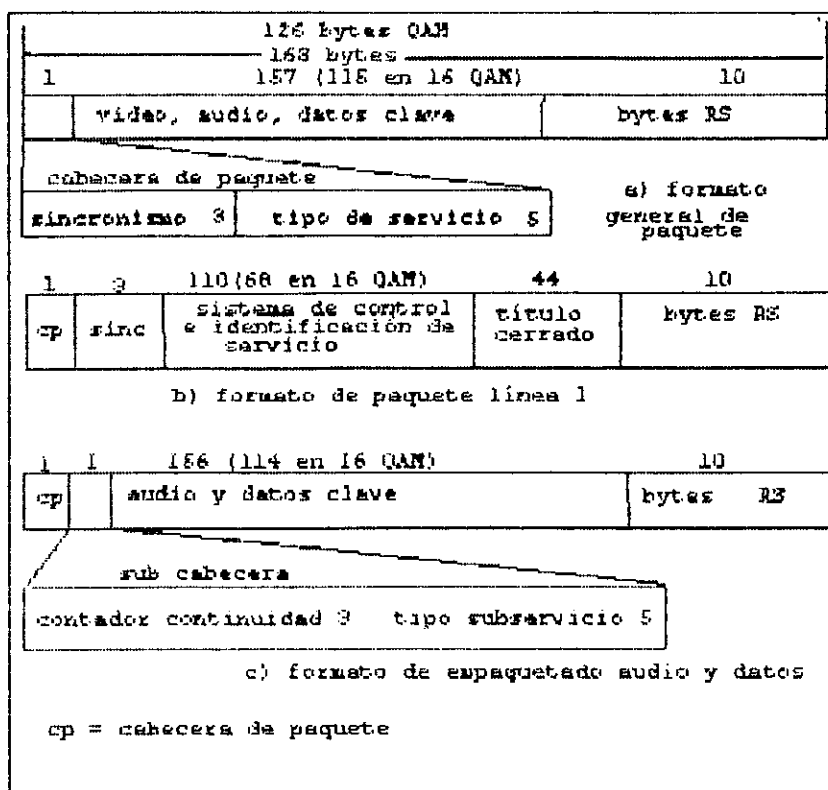


Figura 4.13. Formato de paquete para CC-Digicipher

g. Sistema Zenith HDTV completamente digital. Este es el sistema hecho en colaboración con AT&T y Scientific Atlanta, pero, es Zenith la que lleva la batuta en la realización de este proyecto. Hay que considerar que AT&T desarrolló un buen codec de video digital que puede trabajar en los canales tabú ruidosos. Las señales HDTV son proyectadas a 787.5 líneas/cuadro, 59.94 cuadros/s, barrido progresivo a una velocidad horizontal de 47.202 kHz, a una pasabanda de 34 MHz. Debido al barrido progresivo, se barren 1,575 líneas cada 1/29.97 s mostrando 1,280*720

pixeles/cuadro. Estas velocidades de barrido permiten la conversión al sistema convencional NTSC. Pero, en vez de procesamiento básico de luma y croma, se provee de información RGB lineal que produce señales de color de banda ancha y valores genuinos de luminancia.

Si todos los pixeles fueran codificados con 9 bits, la velocidad de luminancia sería de 497 Mbps. Agregando las de croma daría 994 Mbps. La compresión reduce esto a 17.2 Mbps, aunque la velocidad total de datos se expande a 21.52 Mbps debido al audio, texto, FEC, criptografía y otra información.

La razón por la cual se utiliza un sistema totalmente digital es que elimina todo el ruido térmico que se ve como nieve en la imagen, hay una mejor compresión del ancho de banda, se realizan grabaciones en cinta libres de ruido, se eliminan los fantasmas y se evitan problemas de imagen gracias al uso de códigos Reed-Solomon; los transmisores utilizan menos potencia, no se requiere de transmisor aural, ni de diplexor; se evita la interferencia de co-canal y se puede cubrir la misma área que NTSC.

Este sistema utiliza cuatro niveles PAM para la transmisión, lo cual le da inmunidad térmica y protección contra problemas de imagen.

Una forma de realizar la conversión de sistema NTSC a HDTV, sugiere Zenith, es utilizar las señales NTSC RGB analógicas y pasarlas por un convertidor de barrido

entrelazado a no entrelazado, luego, convertir la señal RGB a digital, expandir las líneas, cambiar la tasa de muestreo, regresarla a analógica, seguida de la reconstrucción por filtrado de función sinc, obviando, así, el hecho de utilizar equipo costoso y permitiendo a la red de difusión pasar programas a un gasto mínimo. La transcodificación de HDTV a NTSC también puede realizarse, pues, la relación entre los parámetros de los dos formatos está establecida. Zenith argumenta también que su sistema se adapta al cable, satélite, VCR, VTR, VDR y FD sin inventir o fabricar nueva tecnología debido a que ésta ya existe. Otros factores, tales como luminancia constante y traducción de color de banda ancha son factores que mejoran las conversiones HDTV o NTSC. El matriciado podrá algún día aceptar información RGB lineal, directamente. En este sistema digital las señales de luma y croma se encuentran limitadas a 34 y 17 MHz, respectivamente.

Un codec de AT&T mejora el diseño de este sistema. El codec opera usando un algoritmo de compresión de video que fue optimizado para difusión terrestre, usando muy pocos IC VLSI.

Durante la compresión de video se afectan tres redundancias fundamentales: la compensación de movimiento remueve la redundancia temporal; la transformación de frecuencia espacial elimina la redundancia espacial; y, la ponderación perceptiva elimina la redundancia de amplitud al colocar ruido de cuantificación en las áreas oscuras.

La eliminación de redundancia temporal se logra al estimar el movimiento de los objetos de cuadro a cuadro con igualación jerárquica de bloque; los vectores de movimiento comoutan una diferencia de cuadro desplazado (DFD) basados en la poca información del cuadro original y la diferencia de cuadro

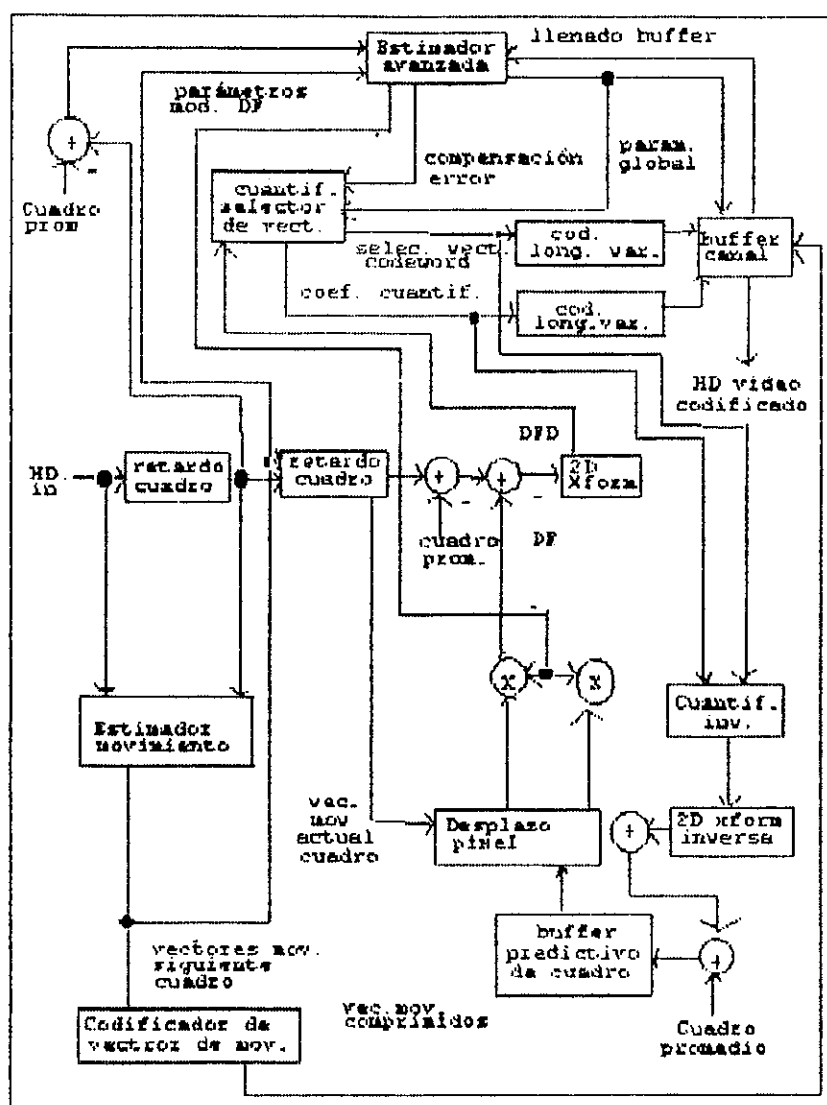


Figura 4.14. Codificador video AT&T

desplazado es transformada, bidimensionalmente, para reducir la redundancia espacial.

Cada nuevo cuadro del DFD es analizado antes de ser codificado para cuantificación para la determinación de la velocidad de datos, versus distorsión perceptiva. La cuantificación comienza basándose en la importancia perceptiva de los coeficientes individuales, su rango dinámico y velocidades, comparados a su distorsión. Un modelo visual humano regula la sensibilidad al color, su brillo, la frecuencia espacial y el enmascarado espacio temporal y esto reduce cualquier artefacto de codificación en la imagen. Los vectores de movimiento comprimen los coeficientes de transformación y otros coeficientes son empacados en un formato inmune a errores de transmisión.

Los bloques de píxeles que contiene la DF usan una transformada espacial que se deriva de un algoritmo el cual reduce el número de multiplicaciones. El número de bits es también reducido y controlado al reconocer que los coeficientes varían en importancia de acuerdo con las limitaciones visuales. La cuantificación vectorial representa combinaciones de patrones de cuantificadores aplicados a cualquier bloque de coeficientes.

La codificación basada en la percepción depende de la igualación del algoritmo de codificación con las características visuales humanas. Lamentablemente, los

artefactos tienden a concentrarse en ciertas regiones de la imagen donde son más visibles. Sin embargo, si las distorsiones de codificación se distribuyen uniformemente, estos artefactos tenderán a desaparecer con la aplicación de compensaciones perceptivas. El compensador perceptivo genera compensaciones para luma y croma para coeficientes en cada cuadro, y, aunque no son transmitidos, aumenta la información transmitida mientras se reducen los artefactos.

Los vectores de movimiento, los vectores de selección de cuantificación y los coeficientes cuantificados son codificados en longitud variable (VLC) mientras que otra información codificada es puesta en longitud fija y colocada en segmentos específicos por el formateador de segmentos.

La codificación de longitud variable asigna una palabra de código corta para los datos más frecuentes y una palabra grande para las menos frecuentes.

Para la decodificación en el receptor la información entra en un buffer complementario al del buffer de video compresión, donde se va en cuatro direcciones. Primero, al decodificador de vector de movimiento pasan los parámetros de modificación DF, la palabra código vectorial y los coeficientes codificados, de allí pasan a un par de decodificadores de longitud variable, un decodificador de vector, un cuantificador inverso y buffer de desplazamiento de cuadro previo y, luego, directamente al DFD, al cuadro principal

v a un decodificador HD de video de salida. El procesamiento y memoria en el decodificador es corto, consiste en una transformada inversa espacial y un decodificador de longitud variable y el decodificador de memoria consiste en un cuadro completo y algunos cuadros comprimidos. Las palabras de codificación vectorial mejoran al vector cuantificador que no es más que un conjunto de códigos de selección de codificación. Un cuantificador inverso es aplicado a cada coeficiente cuantificado y éstos son recibidos en el orden que corresponde a los códigos de selección de vectores. Los coeficientes son inversamente transformados, resultando en el DFD, que es sumado al DF para poder mostrar el cuadro. Luego, se le agrega el cuadro promedio antes de la visualización y se almacena en el buffer de cuadro donde los vectores de movimiento generan el siguiente DF.

Con las modificaciones a este sistema se indica que los datos comprimidos se pueden grabar en un sistema S-VHS acompañado de algunas modificaciones. Con la modificación de los cuantificadores, de la ponderación perceptiva, de los factores de escala y de los VLC se reducen los artefactos en las regiones saturadas de color, en las imágenes complejas o ruidosas y en los patrones de iso-luminancia.

Una mejora importante en este sistema implica el uso del formato de transmisión 16 VSB para alcanzar una tasa de 43 Mbit/s, la cual puede proporcionar dos programas DSC-HDTV

sobre un sólo canal de cable sin ningún tipo de incremento perceptible en los costos de los receptores de teledifusión terrestre.

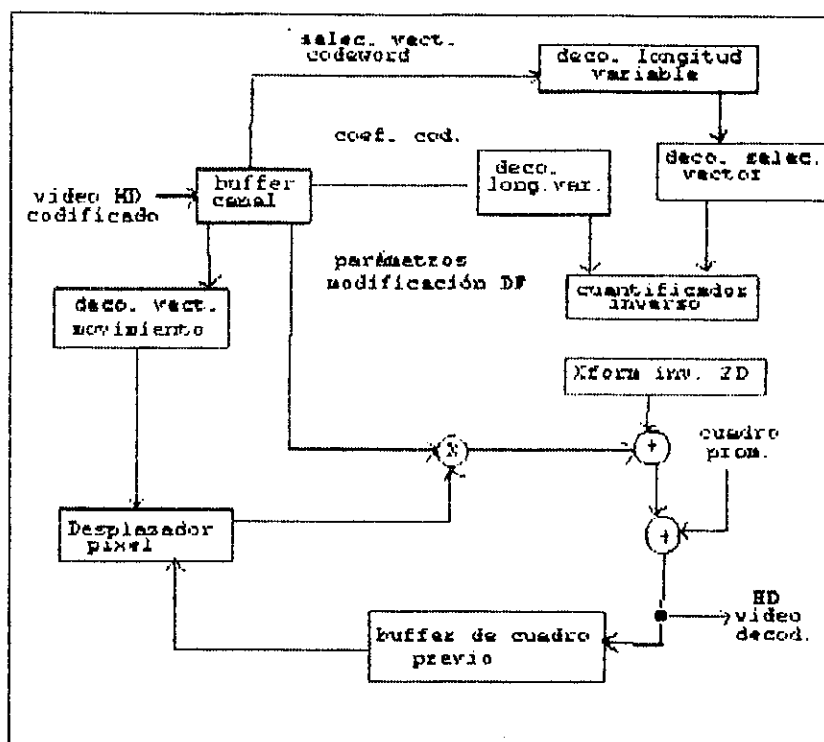


Figura 4.15. Decodificador zenith- at&t

h. Televisión digital avanzada (ADTV) El consorcio de David Sarnoff Center, National Broadcast Company, North American Philips y Thomson Consumer Electronics presentan un sistema comprimido en 6 MHz. Este sistema se ofrece con 1,050 líneas, 59.94 Hz, barrido entrelazado y r.a. de 16:9. El video activo ocupa unas 1,440 H * 960 V líneas. Utiliza una velocidad de 21 Mbps de los cuales la parte de video utiliza 14.98 Mbps, el audio 1.02 Mbps, los datos 0.04

Mbps y el resto es para la protección de error.

En la figura 4.16 se presentan distintos bloques. El codificador/decodificador de compresión (CE/CD) utiliza algoritmo de compresión MPEG-2, seguido de cuantificación adaptativa DCT y finalizando con codificación y decodificación de longitud variable (VLC/VLD) de los coeficientes cuantificados DCT.

En el receptor se debe agregar, además, la recuperación de error y puede implicar manipulación de datos en cada nivel de decodificación. Seguido al bloque anterior, se encuentra el codificador/decodificador de prioridad (PE/PD). La principal función del procesador de prioridad es identificar la protección de error de canal para cada elemento de datos o información general. Los elementos de datos son palabras codificadas y los elementos de video dato incluyen información de movimiento, coeficientes DCT de tamaño de bloque y parámetros de cuantificación. Se asigna diferentes prioridades a cada elemento de dato, según una regla, con asignaciones ejecutadas, dinámicamente, de tal modo que cualquier cambio en la carga de canal es aparente. La carga de canal varía con el tiempo debido a la velocidad de salida variable de los video datos comprimidos.

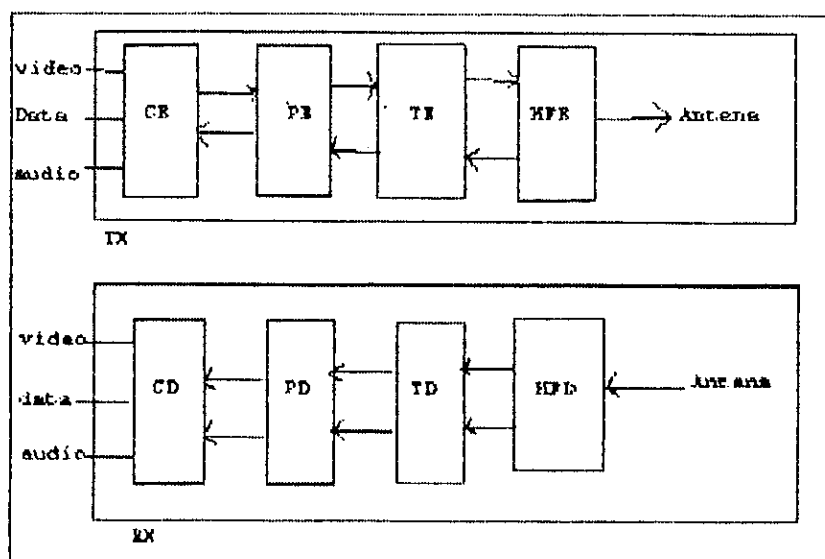


Figura 4.16. Sistema ADTV 6 MHz en bloques

El controlador de velocidad monitorea la carga de canal e indica un módulo de codificación de video para incrementar o decrementar el flujo de datos de canal. Este controlador mantiene y controla el flujo de datos a un valor fijo denominado control de retroalimentación de buffer a partir del buffer LP hacia el controlador de velocidad.

El cod/descod de transporte (TC/TD) multiplexa los datos de prioridad asignada en celdas, que contienen códigos de redundancia cíclica de verificación de error y también utiliza una segmentación especial con poca o ninguna mezcla de error de celda a celda. Este codificador/decodificador entrega conversiones de velocidad de datos variable a fija y sincronismo de video datos.

El cod/decod modem-FEC (MFE/MFD) está formado por codificación Reed-Solomon de corrección de error (FEC) y un modem. El FEC afecta los bytes de datos antes de ser modulados; según prioridad, diferente codificación FEC se aplica a los datos y éstos son entrelazados en el módulo FEC.

La última etapa es el QAM espectralmente modelado (SS-QAM). Usualmente, cada una de los dos portadoras utiliza una constelación de 32 puntos para la codificación. La codificación de enrejado mejora el funcionamiento del QAM al reducir la tasa de error a ciertas CNR. Aunque la entrada tiene una velocidad de 4.5 bits/símbolo, el medio bit extra introduce redundancia, permitiendo que el descodificador de enrejado en el receptor realice la corrección de error.

El sistema se diseñó para tener dos pares de canales estereofónicos. La señal audio es digitalizada a 16 bits, muestreada a 48 kHz utilizando MUSICAM, dando una calidad comparable a la del CD.

En las últimas modificaciones a este sistema se prevé que el flujo de información a la salida del sistema MPEG-2 es dividida en dos partes: alta prioridad (HP) y prioridad estándar (SP). El sistema contará con dos portadoras 32 QAM. Para sistema en cable (CATV) se utilizará una portadora única QAM. Además, el sistema podrá tener capacidad para 5 canales de audio.

i. Sistema europeo de HDTV. Las naciones de CEE establecieron una institución de investigación y desarrollo llamada EUREKA. Uno de los proyectos de ésta, EU-95, establece el sistema HDTV compatible con los sistemas convencionales D-MAC y D2-MAC para DBS. Las empresas involucradas en el proyecto son Philips (Netherlands) Thomson (Francia) y Siemens (Alemania Oeste). Puesto que el proyecto es uno de la familia MAC, se le conoce como HDMAC.

El proyecto Eureka 95, desarrolla un sistema HDTV de 1,250 líneas 50 Hz. En septiembre 1,988 se mostró el sistema analógico HD-MAC. HDTV se utilizará para la difusión, hacer películas, imprimir y publicar, para imagen médica, educación y mercadeo.

1) sistema MAC Es un sistema diseñado para el servicio DBS. Para obtener un adecuado funcionamiento de la señal de imagen de las imágenes mejoradas de 625 líneas, 50 campos/s, el servicio de DBS europeo debe limitar su ancho de banda a 8 MHz. Esto se realiza en el servicio europeo por medio de la compresión temporal de las señales, utilizando el sistema de multiplexado de componentes analógicas (MAC).

La compresión MAC se adapta a los requerimientos de los transponders de 625 líneas, 50 Hz. Una versión temprana, conocida como B-MAC fue adoptada en Australia en 1,985. Una

versión más tardía surgió en Europa y fue conocida como D2-MAC.

Este sistema transmite las componentes de luminancia y crominancia en una secuencia temporal (i.e. en el tiempo de una línea de barrido de 64 μ s del patrón de 625 líneas 50 Hz) evitando, así, los efectos de mezclado de señales. La secuencia es como sigue: el segundo segmento de cada línea barrida está reservado para la crominancia, pero, sólo con una señal de diferencia de color por línea, i.e. la componente R-Y es enviada en una línea del barrido de campo y la componente B-Y es enviada en la siguiente línea. Esto reduce la resolución vertical de las componentes de crominancia, pero, en un valor aceptable en relación con la resolución de luminancia.

La componente de luminancia ocupa el doble de tiempo de crominancia en cada línea barrida, seguido del respectivo segmento de crominancia. El tiempo de barrido inicial está reservado para los canales de sonido, señales de sincronismo, datos y funciones de control. La resolución de luminancia se mantiene al doble de la de crominancia en cada línea y en el cuádruple de la imagen total.

La compresión temporal se realiza por medio de un almacenamiento digital de la de luminancia y de dos señales de crominancia en tres partes separadas de un almacenamiento digital. La entrada muestreada para luminancia es de 13.5 MHz

y de 6.75 MHz para las señales de crominancia. Después de compresión temporal de 3:2 y 3:1, respectivamente, estas señales tienen la misma tasa de muestreo, 20.25 MHz y son almacenadas, separadamente, a esta velocidad.

El contenido del almacenamiento de luminancia, correspondiente a cada línea de barrido, son leídos durante un pulso de reloj, analogizados e insertados en la línea de barrido, con la lectura digital temporizada para que suceda a la señal de crominancia. Esta señal analógica forma el contenido comprimido, temporalmente, de luminancia de la línea de barrido.

El almacenamiento digital es refrescado durante cada campo barrido. El sistema D2-MAC incluye cuatro canales digitales de sonido, muestreados a 32 kHz con 14 bits/muestra. Las señales transmitidas caben dentro de un ancho de banda de satélite de 8 MHz.

En el receptor se realiza un proceso de codificación inverso.

2) Sistema HDMAC. La señal HDMAC utiliza 1.250/50/2:1/16:9. Las "banda base" de luminancia y crominancia son, respectivamente, 21 MHz y 10.5 MHz. Usando compresiones de 3:2 y 3:1, respectivamente, se logra una frecuencia de muestreo común de 20.5 MHz, alcanzando una modulación de 10.125 MHz. Esta es la frecuencia moduladora

de subida del satélite. Se agrega información adicional (sonido/datos/DATV) por multiplexado en los intervalos de borrado vertical y horizontal.

Un elemento esencial del sistema HDMAC es la señal DATV (televisión asistida, digitalmente) transmitida durante el intervalo vertical de campo de $1/50$ s. Este intervalo permite un máximo de 1 Mb/s, pero, tras agregar códigos de protección de error se logran unos 960 kb/s.

Para transmitir la banda base de luminancia de 21 MHz compatible con el sistema D-MAC, se requiere de una reducción del ancho de banda por un factor de 4. Esto se logra por medio de un proceso especial de codificación y decodificación que se muestra en la figura 4.17.

El codificador tiene tres ramas para tres grados de movimiento: una de 80 ms (4 campos) para áreas estacionarias y de movimiento lento de la escena, otra de 40 ms (2 campos) para áreas en movimiento y una de 20 ms (1 campo) para áreas de rápido movimiento y cambios rápidos de la escena. Estas ramas son conmutadas al canal de transmisión por el procesador de movimiento. Las señales conmutadas son transmitidas al receptor vía el canal DATV, donde la rama en uso en un momento dado, después de decodificada es conectada al receptor para procesamiento y visualización a velocidades de 1,250/50/2:1/16:9 de la cámara o de equipo de telecine en el transmisor.

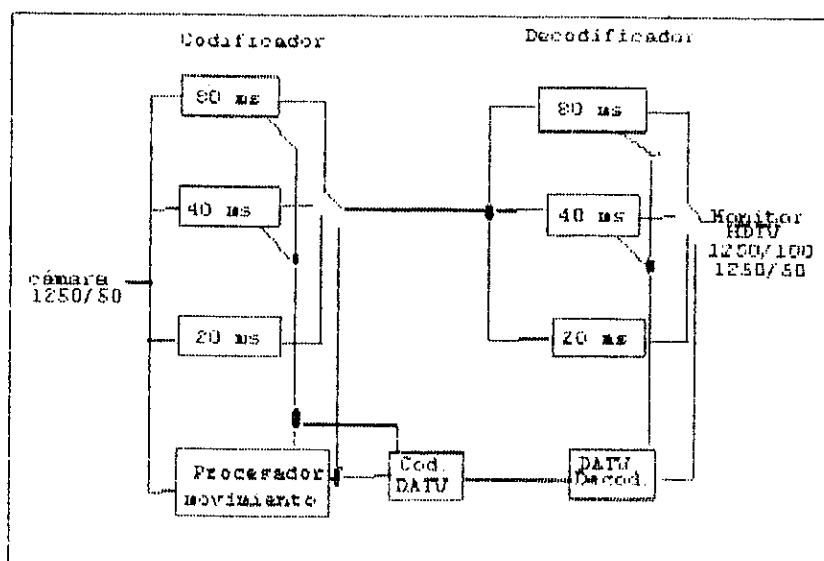


Figura 4.17. Elementos y caminos de transmisión del sistema EUREKA-95 HD-MAC.

Las señales de crominancia, cada una de 10.5 MHz, son transmitidas después de una codificación de tres ramas similar a la anterior, pero, sin compensación de movimiento.

La codificación en la rama de 80 ms se extiende sobre 4 campos. Entonces, el ancho de banda de luminancia para áreas estacionarias se reduce de 21 MHz a 5.25 MHz. Pero, para las ramas de 40 y 20 ms se debe reducir el ancho de banda necesario, por medio de técnicas como barrido quincunx (barrido de píxeles sucesivos alternantes entre líneas adyacentes) en campos alternos, lo que produce un entrelazado sintético o ya sea como mezcla de línea en donde se realiza el traslape de las muestras de alta definición, de tal modo, que, se transmiten dos líneas dentro de un campo como una línea

paquete MAC, a la cual los receptores D-MAC Y D2-MAC son compatibles. Las pistas para realizar el proceso inverso en el receptor son transmitidas en el canal DATV.

Las señales de audio y datos son multiplexados y transmitidos durante los intervalos de borrado horizontal. la señal DATV es transmitida durante los intervalos de borrado vertical. Las señales de crominancia y luminancia se transmiten en forma secuencial, en compatibilidad con los sistemas D-MAC y D2-MAC.

3) Codec HDTV. El codificador HDTV está constituido por 4 unidades de codificación. La imagen HDTV es procesada como si fuera formada por 4 segmentos verticales, cada video línea siendo dividida en 4. La interfase video es responsable de dividir los datos de alta velocidad en cuatro flujos a baja velocidad: cada uno correspondiente a uno de los cuatro segmentos verticales. Cada flujo es procesado por una unidad de codificación y los datos de salida, organizados como paquetes propiamente etiquetados, son protegidos por el FEC y multiplexados antes de ser transmitidos.

El uso de paquetes permite la implementación de la arquitectura modular, donde cada unidad de codificación trabaja en paralelo, procesando, independientemente, la señal video y la capacidad total de canal (140 Mbit/s) puede

dividirse entre las cuatro fuentes.

El sistema utiliza una compresión del rango de 5-15. Para esto se utiliza codificación 2D DCT, de entropía, compensación de movimiento.

En 1.990 para la copa mundial FIFA Italia '90 se realizaron demostraciones técnicas de transmisión digital punto-multipunto vía el satélite Olympus. El sistema podía manejar los sistemas de 1.250 líneas/50 Hz y de 1.125 líneas/60 Hz donde se digitalizaban utilizando 1.440 píxeles por líneas y transmitidas a 70 Mbit/s usando modulación QPSK en el canal 24 del satélite (ancho de banda del transpondedor: 42 MHz, frecuencia de subida: 18 GHz y de bajada: 12 GHz) Lo filmado en el estadio olímpico de Roma era transmitido vía fibra óptica a la estación terrestre, utilizando dos canales de 34.4 Mbit/s) En la recepción se decodificó la señal y se presentó en 8 lugares del país (en Madrid se utilizó f.o. para traer la señal desde Barcelona)

4. Generación y procesamiento de señal de imagen.

a. Requerimiento de la circuitería. El gran número de píxeles en los monitores de alta definición, comparados con los receptores de 525 y 625 líneas entrelazadas, obliga al uso de un ancho de banda mucho mayor, para transmitir el incremento de la resolución horizontal y un

número mayor de líneas de barrido para un incremento comparable en el detalle vertical.

Si se utiliza un barrido progresivo en vez de entrelazado en el punto de generación de la señal de video (la cámara) se requiere de un ancho de banda del doble para evitar la introducción de artefactos en las imágenes en movimiento. Aún más, el número de píxeles en cada línea barrida es incrementado por el uso de una mayor relación de aspecto que la usada en los sistemas convencionales.

Los requerimientos para estos nuevos sistemas son:

- transductores de imagen con elementos fotosensitivos que poseen un alto poder resolutivo y una salida más significativa para mantener la SNR adecuada con el mayor nivel de ruido del preamplificador de banda ancha;
- un registro de barrido más preciso dentro de los canales cromáticos de la cámara, compatible con el incremento de la resolución horizontal y vertical;
- un posicionamiento más preciso del barrido vertical de la cámara para preservar la elevada resolución vertical resultante del incremento del número de líneas barridas;
- procesamiento de video señal y componentes del sistema con un mayor ancho de banda y con ninguna degradación de las características de amplitud y fase-frecuencia de la señal analógica;

- monitores con un haz de barrido mucho menor para reproducción del gran número de líneas verticales y del número de píxeles;
- monitores de pantalla ancha para acomodar la mayor relación de aspecto.

1) Características de transferencia de amplitud.

Por lo general, de acuerdo con las reglas y reglamentaciones de la FCC de abril 1, 1,972 para los sistemas de 525 y 625 líneas se requiere de una gamma de 2.2 para los tubos de imagen, sin indicación de la tolerancia permitida, lo cual provoca que se encuentren en el mercado dispositivos con una gamma tan elevada como 3.

Por este motivo se ha puesto mucha atención a lo que concierne la corrección de este defecto para obtener una mejoría en lo que es la iluminación de la imagen en las áreas que poseen poca iluminación, en ambientes normales donde hay luz ambiental.

El standard de la SMPTE relativo al sistema SMPTE 240M para HDTV propone unas características de transferencia para corrección de este hecho. Esta característica ha sido pensada para implementar en una aproximación bastante cercana a la precorrección necesaria para conformar con el paso uno C de colorimetría de la curva de gamma de una cámara o receptor NTSC, sin ningún procesamiento de señal video. Esto implica

el uso de procesamiento digital o procesamiento de señal en los futuros sistemas monitores.

En la implementación del paso dos C de colorimetría, la curva de transferencia posee un adicional rol de control de compresión y expansión para mejorar la SNR en transmisión y en grabación en cinta magnética o disco óptico. Esto no evita la necesidad de linealización complementaria de la señal en el sistema de monitor para la corrección de la gamma de la cámara. Esto, a su vez, permite la incorporación de matriciado lineal para proporcionar una reproducción de color más exacta en el sistema de monitor.

Al igual que el problema existente en poca iluminación, sucede con la mucha iluminación superior a los 100 IRE. El SMPTE ha reconocido la importancia de capturar la información más allá de este nivel normal de blanco, particularmente, para proporcionar una imagen HDTV de pantalla ancha que se compare subjetivamente con el rango dinámico de las películas cinematográficas contra las cuales compite.

Por tal razón, el rango dinámico efectivo en las cámaras es extendido por medio de circuitos de compresión de luz fuerte. Tanto los Saticones como los Plumbicones tienen una característica de transferencia lineal hasta el nivel de agotamiento del haz electrónico. En vez de cortar abruptamente la señal cuando es superior al nivel de referencia de blanco, se utilizan circuitos reductores de

ganancia para comprimir la señal dentro de los niveles de 100 IRE.

En la cámara SONY HDC-300 la primera compresión, llamada, rodilla, va después de la primera etapa de preamplificación de video, antes del procesamiento de la videoseñal. Con esto se reducen los requerimientos de rango dinámico de todos los subsecuentes circuitos de videoseñal. Esta característica de pre-rodilla introduce una reducción del rango dinámico de 3:1.

El segundo sistema de rodilla o post-rodilla, sigue a las operaciones normales de procesamiento de video de niveles B/N, sombreado y corrección de gamma. El propósito es comprimir aún más toda la información video que se extiende por encima del nivel nominal de pico dentro del rango máximo de 100 unidades IRE para prevenir la sobre carga de los circuitos de transmisión subsecuentes y cualquier distorsión.

2) Colorimetría de cámara. El sistema colorimétrico especificado para el NTSC es el CIE. Sin embargo, el estándar SMPTE 240M para 1,125/60 HDTV ha recomendado una mayor amalgama de colores que los presentados por los tubos de imagen que siguen las reglas de FCC o con el estándar SMPTE tipo C para estudios.

El grupo ad hoc en colorimetría de la SMPTE ha encontrado gran dificultad para implementar en la práctica esta mayor amalgama de colores. Los problemas principales son:

- la posibilidad de manufacturar los apropiados fósforos para monitores;
- resolver el inevitable compromiso en la operación de cámara, indispensable para alcanzar la adecuada necesidad para ambientes de campo y estudio.

Este problema ha sido resuelto por acuerdo en un procedimiento de dos pasos que puede permitir a los fabricantes el adecuado tiempo para desarrollar las tecnologías de cámara y monitores.

En el paso uno, la SMPTE pide a los fabricantes la implementación lo más pronto posible de un conjunto de fósforos para un monitor de estudio HDTV de acuerdo con el sistema de coordenadas SMPTE-C. Esto permitirá a los fabricantes el tiempo suficiente para desarrollar el apropiado procesamiento no lineal y matriciado lineal para corregir sus monitores HDTV.

Un segundo paso que se traslapa con el primero utiliza cámaras con la capacidad de portar el sistema de coordenadas SMPTE 240 M. Concurrentemente, con el desarrollo de los fósforos, las técnicas de procesamiento y matriciado se desarrollarán para permitir una mejor reproducción de los colores de este sistema.

b. Transductores de imagen.

1) Tubos fotoconductivos. Uno de los mejoramientos más importantes ha sido el cañón de diodo. El cañón convencional de triodo produce una dispersión y un entrecruce de los electrones del haz, después que han dejado la rejilla G_1 . Esto provoca, primero, pérdida de resolución en el área barrida y un incremento en la resistencia del haz. La resistencia del haz y la gran constante temporal RC del haz y la capacitancia del fotocátodo de blanco, determinan, primeramente, la retención de carga de campo a campo o retardo. Una reducción en la capacitancia del blanco y en la resistencia del haz reduce el retardo.

a) Diseño del cañón de diodo. Existen muchas muchas soluciones al problema, pero, la mejor es usar el cañón de diodo. La estructura del cañón permite que la rejilla de control G_1 pueda ser operada a un potencial positivo respecto del cátodo. El haz de barrido está formado por una pequeña apertura en el tercer electrodo G_2 . La rejilla de control provee de una limitación robusta del haz, con un pequeño diámetro del mismo definido por G_2 . El haz más estrecho (2 μ m) y uniforme reduce la resistencia del mismo e incrementa la resolución.

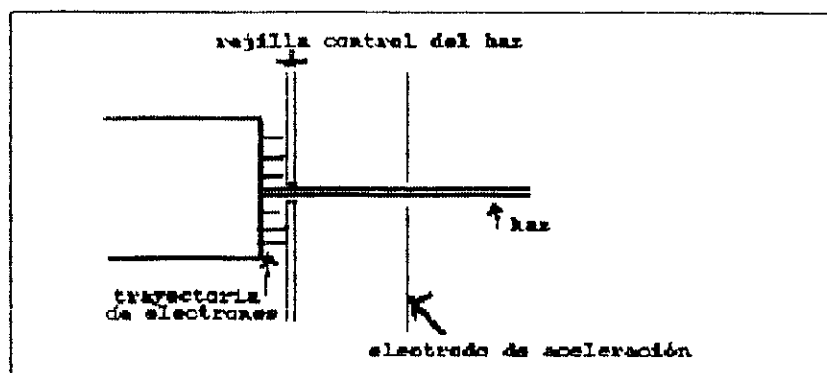


Figura 4.18. Cañón de diodo.

A pesar de la apertura correcta y las mejoras en el orificio y el diseño del cañón, la resolución del tubo de 2/3 de pulgada es marginal. Esto implica el uso de un tubo de 1 pulgada, donde la elevada MTF del fotocátodo más grande, combinada con mejoras con el diseño del cañón, proporciona una mejor resolución para llenar los requerimientos del sistema HDTV. El requerimiento de corrección de apertura es reducido proporcionando una mayor SNR del orden de 47 dB sobre un ancho de banda de 20 MHz.

Una mejora en los Plumbicones ha dado como resultado una reducción del retardo, una respuesta de color que cubre todo el espectro visible con una degradación desdeñable de la región de rojo y un incremento de la sensibilidad del fotocátodo.

De acuerdo con los requerimientos de relación de aspecto de la imagen HDTV de 16:9, se reduce la sensibilidad de la

cámara en un 10 % .

Afortunadamente, un nuevo tipo de capa fotoconductiva de Saticón desarrollado por Hitachi en colaboración con NHK provee en promedio de una mejora de 1.6 veces en la iluminación, incrementando la sensibilidad en 1.44 es decir $[1.6 * (100\% - 10\%)]$

El sistema óptico es otro componente en la sensibilidad de la cámara. Bajo condiciones de escena de bajo nivel de luz o cuando se debe utilizar una menor apertura (gran f-stop) de lente, la eficiencia del prisma que proporciona la separación de color es un factor limitante. Muchos Saticones y Plumbicones tienen una relación de apertura de $f/1.5$.

La capacitancia de salida del fotocátodo del tubo y de la entrada del preamplificador de 3.5 pF se logra en los nuevos Saticones de 1 pulgada. Esto, combinado con un valor de 5 pF para los nuevos FET desarrollados por Sony reduce la capacitancia total, reduciendo la corriente de señal a 300 nA para el blanco de pico, sin ninguna degradación en SNR. El resultado es un incremento en 1.33 de la sensibilidad de luminancia, que combinada con el valor de 1.6, ya expuesto, da un incremento total de la sensibilidad (para un igual SNR) de dos veces, el equivalente de un f-stop en velocidad de objetivo de lentes.

b) Deflexión electrostática del haz. Se han desarrollado dos tipos de sistemas electro-ópticos para sistemas de alta resolución. En ambos, las bobinas magnéticas de deflexión han sido reemplazadas con un sistema electrostático construido dentro del tubo de captación. Este tipo de deflexión tiene ventajas sobre el sistema magnético:

- una resolución más uniforme sobre el área barrida;
- distorsión geométrica, mínima, debido al campo uniforme;
- bajo sombreado;
- un fly-back más corto debido a la ausencia de almacenamiento de energía resonante en las bobinas de deflexión;
- no hay pérdidas de corriente de Eddy;
- estabilidad de alto registro debido al no calentamiento de los electrodos de deflexión, comparado con el calentamiento de la bobinas de deflexión.

Los principales inconvenientes de esto son:

- se requieren amplificadores de deflexión para generar voltajes superiores a los 300 Vp-p;
- los voltajes de deflexión deben ser polarizados y el DC debe ser restaurado a G_z de alrededor de 400-600 V. El centrado se realiza gracias al corrimiento de los niveles de polarización;

- una SNR de 100 dB en los amplificadores de deflexión es necesaria para evitar variaciones aleatorias en el espaciado de líneas de barrido horizontal y una reproducción sesgada de las líneas verticales .

c) Enfoque electrostático. En el Saticón de 1 pulgada de NHK/Hitachi, el campo de enfoque es proporcionado por lentes electrostáticos internos. Las mayores ventajas son:

- una reducción de tamaño en el ensamblado del tubo;
- eliminación de la potencia disipada de la bobina de enfoque y del incremento de temperatura de la cabeza de la cámara, reduciendo, así, los requerimientos de bobinas y permitiendo un empaquetado más compacto de la cabeza de la cámara.

d) Enfoque electromagnético. En forma alternativa, algunos fabricantes han elegido usar el enfoque magnético con deflexión electrostática. La principal ventaja es que evita limitar a un tipo de Saticón a los tubos captores. En el mercado se encuentran Saticones y Plumbicones con estas características, con cañones de triodo y de diodo, siendo estos últimos los más utilizados.

2) Tecnología CCD. Hasta, recientemente, el número de píxeles que se conseguían en un chip CCD era inadecuado para los requerimientos HDTV. Para lograr el requerimiento de unos 2 millones de píxeles, aparentemente, se pensaría en incrementar el número de elementos en el chip. Sin embargo, esto plantea un problema de producción, pues, según los fabricantes, el duplicar el número de píxeles en un chip implica la reducción de la producción de chips libres de error en un factor de 10 a 1.

La corporación japonesa Toshiba anunció en 1,991 un chip CCD de 2 millones de píxeles de $16.2 * 10.5$ mm. El área de imagen para una relación de aspecto de 9:5 es de $14 * 7.8$ mm, compatible con el formato de 25 mm para una cámara típica de sistema óptico compuesto de un SOC y de tres canales de haz.

La estructura para un dispositivo de imagen estratificado fotoconductor de estado sólido (PSID) es similar al CCD IT (transferencia de interlínea). Los registros H son dobles por lo cual la frecuencia de muestreo es menor. Las cargas de los registros V es transferida, alternativamente, a los registros H que son manejados a una velocidad de 37.125 MHz que es la mitad de la velocidad de lectura de señal. Las señales de salida de los registros H son desfasadas 180° , una respecto de la otra. Ambas señales son mezcladas en un circuito especial que transforma la señal a una de 74.25 MHz.

Una cámara con 2 Moixel presenta un número de píxeles activos de 1,920 horizontales y 1,036 verticales. La sensibilidad de este nuevo CCD es cinco veces la de los IT CCD y proporciona una resolución horizontal de 1,000 líneas de televisión. La SNR es de 52 dB a un nivel de luz de 2 000 lux y un objetivo de lente de f/6.6. Con estas características el chip es recomendable para cámaras de estudio o de campo HDTV.

Un sistema para cámaras especiales en movimiento ha sido desarrollado, conjuntamente, por Sony y Cannon. El mecanismo de ajuste de trepidación óptica usa un prisma variángulo especial. Dos entrepaños de cristal, cilíndrico, se combinan, usando fuelles flexibles, y, el área entre las placas se llena con aceite de silicón con un índice de refracción de 1.5. Cuando uno de los fuelles se comprime o expande, como respuesta a las sacudidas de la cámara, el ángulo vertical del prisma cambia para compensar el movimiento y el eje ligero de la incidencia se refracta. La cámara posee un sensor piezoeléctrico que detecta imágenes borrosas las cuales saltan en dirección, tanto vertical como horizontal, y, controla el ángulo vertical del prisma mediante el manejo del servomotor de accionamiento.

c. Procesamiento de señal.

1) Mejoramiento de la imagen digital.

a) Configuración de sistema. En vez de derivar, separadamente, la corrección de detalle horizontal y vertical a partir de la señal verde y desdénando, así, la necesidad de mejorar la resolución de las componentes azul y rojo, se provee al operador de video de opciones para alcanzar los requerimientos de directores de programa e iluminación. De hecho, las señales de detalle vertical y horizontal pueden derivarse a partir de cualquiera de las siguientes señales o su combinación:

$R + G + B$

$G + R$

$G + B$

$R, G \text{ o } B$

b) Corrección horizontal. La segunda elección disponible para la producción personal es una variedad de características de corrección de apertura correspondientes a las características visuales de diferentes tipos de origen de imagen. Por ejemplo, HDTV puede ser utilizada para producir todo tipo de programas, cada uno conteniendo un amplio rango de contenido de escena y

necesitando una variedad de vistas de imagen, algunos de la elección del director y otros compatibles con la película cinematográfica de 35 mm. Esto se logra usando filtros que van, uno, a 37 MHz y, otro, a 18.5 MHz y una curva dual de corrección horizontal con elección en la mezcla de corrección.

c) Corrección vertical. Para representar tres líneas de televisión adyacentes se utiliza un sistema de retardo digital de dos líneas para ser utilizadas en una combinación lineal para formular una señal de detalle vertical peinada en el modo convencional y en una segunda combinación lineal para generar una señal de banda ancha peinada a partir de la cual se estructura la señal horizontal.

Las señales de detalle horizontal y vertical, separadas, son sumadas linealmente, con un control remoto de ganancia en las componentes verticales, proporcionado para permitir ajustes artísticos subjetivos de la relación de detalle H a V.

Las señales de detalle H y V combinadas, después de procesamiento adicional y retardo, son sumadas de nuevo a cada señal RGB.

Dos curvas separadas de corrección horizontal son sintetizadas, digitalmente, según dos transformadas Z. Estas producen curvas de corrección de forma cosenoidal, una con un pico en 18.5,625 MHz y la segunda con el pico en 37.125 MHz.

Cada una de estas dos señales es limitada, separadamente, y, luego, alimentada a un mezclador digital.

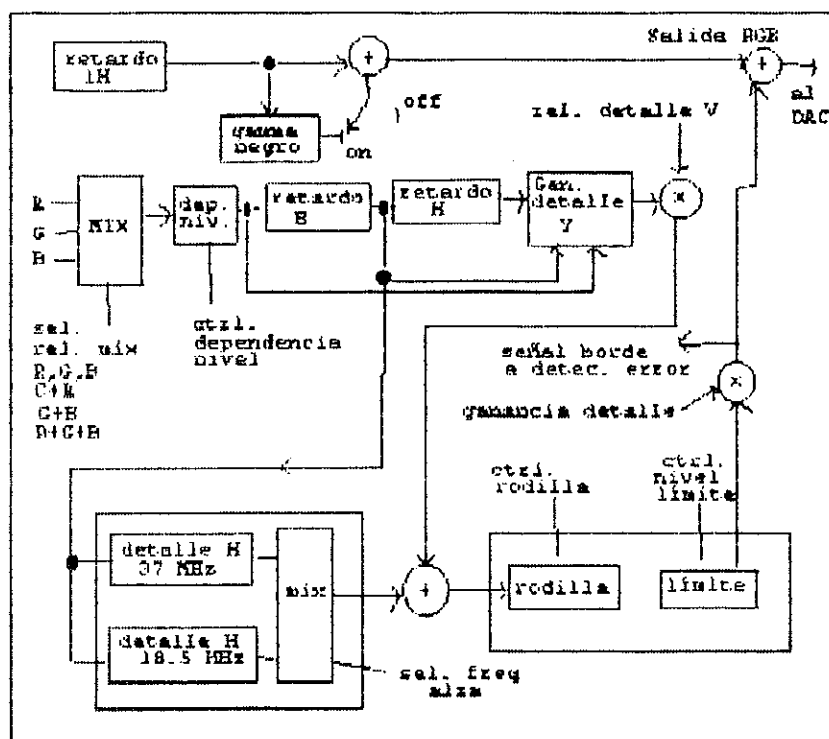


Figura 4.19. Diagrama de bloques del sistema digital de mejoramiento de imagen HDC-300.

Los coeficientes de las transformadas Z pueden ser seleccionados por control remoto antes de la suma. La señal digital de detalle de combinación pasa por un circuito de procesamiento alineal donde tres ajustes separados pueden ser hechos por control remoto digital a partir del panel de montaje de acuerdo con las características de transferencia del procesador alineal. Esta señal procesada de detalle es alimentada a un sistema de control remoto de ganancia antes de la suma con las señales RGB.

2) Filtros digitales. Como filtros de propósito general se utilizan las líneas de retardo CCD. Uno de estos filtros es el no recursivo, ver figura 4.20. Mientras más señales retrasadas se agreguen, más aguda, será la separación entre las componentes espectrales a la salida del filtro. Este filtro es como el filtro de peine que utiliza CCD.

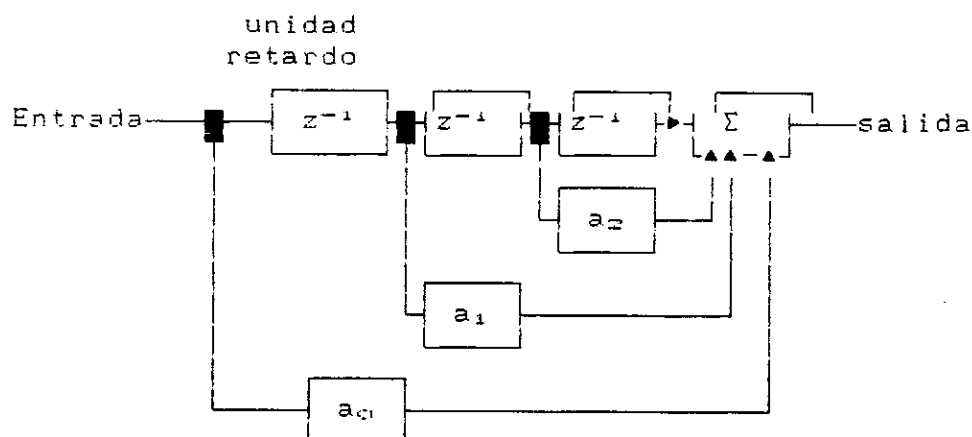


Figura 4.20. Filtro digital no recursivo.

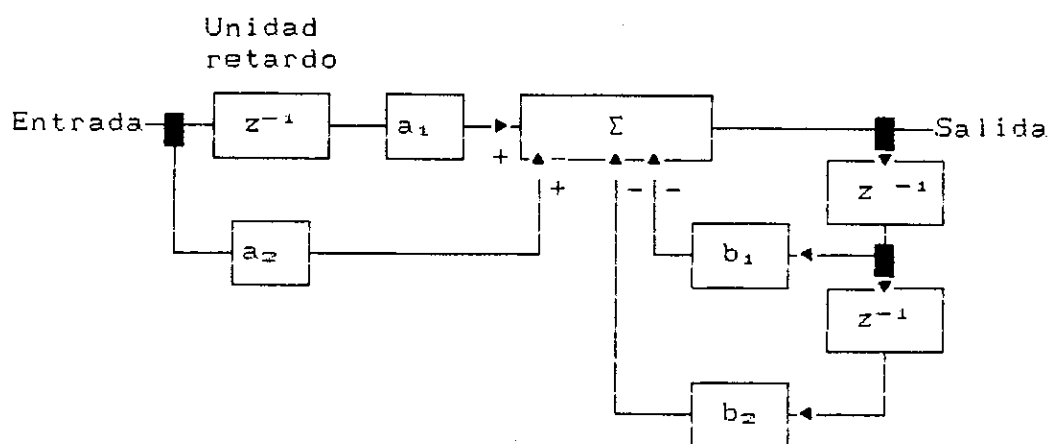


Figura 4.21. Filtro digital recursivo.

El segundo tipo de filtro es el que aparece en la figura 4.21, conocido como filtro recursivo. En este arreglo el circuito sumador tiene dos conjuntos de entradas retrasadas. A la izquierda del sumador, el arreglo es el mismo que el del filtro no recursivo. A la derecha, la salida del filtro es alimentada a otro conjunto de CCD de retardo de donde salen las alimentaciones en polaridad inversa al sumador. De este modo las versiones abrazadas de la salida son sustraídas de las versiones con retardo, de la entrada. En muchos casos estas características del filtro pueden obtenerse con pocas celdas de retardo, para este tipo de filtro. Sin embargo, esto carece de importancia, dada la tecnología IC con que se cuenta actualmente.

5. Producción y distribución de la señal de imagen.

a. Producción de estudio. Aún, no hay estándar aceptado de HDTV. La SMPTE con su sistema propuesto en 1,988 permitió que la producción HDTV de Estados Unidos alcanzara las crecientes demandas por la industria cinematográfica para programas que serán filmados y editados en video cinta y entregados en película cinematográfica de 35 mm.

Gracias al uso de este sistema, los fabricantes se encuentran mejor preparados para proveer un equipo de estudio

y de campo necesario para una fuente de programa y edición de post-producción HDTV cuando se apruebe el estándar de HDTV.

Al mismo tiempo, con tal de satisfacer a las 1,600 estaciones de televisión, a los sistemas CATV, a los DBS y al mercado VCR y VD o LD, la salida de los dispositivos que trabajan con el sistema SMPTE 240M 1125/60 debe ser convertida al estándar FCC 525/59.94. Agregado a esto, la videocinta HDTV es transferida a película 35 mm para los teatros y para el sistema 625 líneas y como un formato alternativo de difusión NTSC.

b. Conversión de estudio a HDTV. A pesar de que los conceptos de video sistema y las configuraciones de equipo de producción NTSC no han cambiado, las transiciones al servicio HDTV han requerido que las compañías de producción de programas reemplacen, virtualmente, todo el equipo tales como cámaras, grabadoras, monitores y equipo de edición de postproducción. Afortunadamente, no existe escasez de hardware de HDTV, pues, existe mucho equipo de producción con el estándar SMPTE 240M y diseñado para producción televisiva, postproducción y usos industriales y comerciales y transferencia de cinta a película. Al mismo tiempo, se encuentra gran variedad de equipo para distribución y equipo terminal capaz de soportar el gran ancho de banda, necesario para la transmisión de HDTV.

El almacenamiento digital es utilizado en la conversión de estándares de sistemas de televisión. Las técnicas digitales son un factor importante en la calidad de la imagen recibida por su uso en la estación productora. La señal analógica comúnmente utilizada en estudio debe estar protegida contra el ruido y otro tipo de degradaciones sobre un amplio rango de niveles, típicamente, 50 dB. En contraste, las señales de video digitales son más robustas y permiten la grabación en 10 o más generaciones de cintas grabadas que mantienen la calidad de la transmisión. El grabador digital no es un dispositivo sencillo: para estar protegido contra el ruido debe poseer un ancho de banda de 125 MHz.

La misma protección contra el ruido es igualmente valorable en la distribución de señales dentro de la estación productora al transmisor. El ancho de banda de las señales digitales no puede ser manejado por un simple circuito coaxial, sino, que, requiere de unos ocho circuitos paralelos coaxiales.

La distribución digital de las señales video dentro de la estación productora es un tópico de gran importancia que requiere de una estandarización mundial. El CCIR en su recomendación 601 (para sistema digitales convencionales) especifica que las señales video debe ser digitalizada en palabras de 8 bits. La luminancia debe ser muestreada a 13.5 Megamuestras por segundo, las dos componentes de crominancia

a 6.75 Megamuestras por segundo. Por consiguiente, habrá 27 Megamuestras por segundo y cada una compuesta de 8 bits. La velocidad es de 216 Mb/s equivalente a un ancho de banda base de 108 MHz para la información de video sola. Cuando se agregan bandas de guarda y otros controles, la banda base llega a los 115 MHz. Claramente, en ausencia de fibras ópticas, la señal digitalizada no puede ser distribuida sobre grandes distancias, a menos que sea reducida al formato de videotape digital.

1) Distribución por cable coaxial. El ancho de banda máximo necesario para el sistema NTSC es de 4.2 MHz. Para amplificar o procesar una señal con una forma de onda compleja ocupando este ancho de banda, además de una característica de respuesta uniforme de amplitud-frecuencia, se requiere que el retardo de grupo sea igual, tanto en la entrada como en la salida. Para evitar el retardo de grupo, usualmente, los sistemas de banda base usan una frecuencia de corte de pasa banda de 8 MHz.

Las pérdidas a esta frecuencia de corte en los circuitos de interconexión y distribución de cable coaxial, para un cable RG/59 es de 10 dB en 1000 pies, por lo que se requiere de ecualización de la señal.

La corrección del corrimiento de alta frecuencia es posible dentro de la capacidad de los amplificadores de

corriente, usuales, necesitando de una ganancia de voltaje de 3. v. que puede realizarse al final del receptor de cable por un amplificador de distribución (DA) que proporciona valores elegibles y fijos de ecualización para las pérdidas de alta frecuencia del cable coaxial.

Por otro lado, el ancho de banda nominal HDTV es de 30 MHz con lo cual se necesitan características de respuesta de amplitud-frecuencia mucho más exigentes para el cable coaxial. Para ese ancho de banda ocurre una atenuación de 16 dB en 1.000 pies y considerando una protección como la de 6 a 8 MHz del NTSC se requeriría de 45-60 MHz con lo cual se introduciría una atenuación de 24 dB en 1.000 pies para las altas frecuencias. Lamentablemente, esto hace que la señal esté sujeta a interferencia de radio frecuencia, haciendo impráctico el uso de ecualizadores debido al requerimiento de alta potencia en el DA.

Por consiguiente, es evidente que para la distribución de la señal HDTV, el sistema tendrá que satisfacer los siguientes requerimientos:

- el DA al final de la línea de transmisión de cable coaxial debe proporcionar de una ecualización de alta frecuencia ajustable hasta en 20 dB;
- el ancho de banda del DA y del equipo terminal debe ser de 60 MHz, preferiblemente, o, al menos, de 40 MHz.

- se debe tomar en cuenta en el diseño y construcción de las instalaciones de video para evitar la generación de señales espurias y de entrecruce en el sistema de cable en la video-distribución;
- para distancias mayores de 100 pies, que se da entre estantes y consolas en los cuartos de equipo o de control de estudio, se debe utilizar fibra óptica en vez de cable coaxial.

2) Requerimientos del sistema y de los componentes. Los componentes de video y los subsistemas cumplen con las especificaciones dentro de ciertas tolerancias, típicamente, ± 0.25 dB o menos, sobre el ancho de banda nominal de la señal transmitida.

Antes de limitar el ancho de banda de transmisión, para reducir a un mínimo cualquier trasiente y ondulaciones que pudieran ser originadas por una distorsión de fase o retardo de grupo, por debajo del agudo corte de banda se debe usar una reducción gradual de la respuesta.

Para evitar retardo de grupo sobre la señal pasa banda nominal, sin recurrir a una compleja circuitería para corregir este retardo, usualmente, se utilizan amplificadores con un ancho de banda mucho mayor, es decir, de 6-8 MHz. Por consiguiente, los elementos activos deben ser diseñados para llenar estos requerimientos (en la misma proporción) para el

sistema HDTV.

3) Especificaciones de los componentes activos.

a) Amplificadores de distribución. Hasta 1,980, mucho equipo de video había sido diseñado para llenar los requerimientos de los sistema 525 y 625 líneas de un ancho de banda para distribución de 10 MHz. Actualmente, algunos fabricantes han expandido estas especificaciones para alcanzar los requerimientos de HDTV y asegurarse un mercado dentro de los productores de programas del futuro estándar. El equipo que era diseñado para sistemas RGB de computadoras y para aplicaciones militares de banda ancha resulta muy deseable para ser utilizado para el sistema HDTV.

Las especificaciones de un fabricante para un equipo amplificador de distribución de video, de siete salidas, son: ganancia unitaria, respuesta de frecuencia de ± 0.25 dB hasta 30 MHz, un retardo de grupo de 2 ns a 30 MHz, un aislamiento de salida mayor de 35 dB hasta 30 MHz y un entrecruce de sistema menor de -56 dB hasta 30 MHz. Este equipo también provee de ecualización conmutable para longitudes hasta de 590 pies para cable coaxial 75 Ω .

b) Conmutadores. Las características de los conmutadores de enrutamiento y de producción son los factores más importantes en la trayectoria de la señal video entre las fuentes de señal de imagen y de las salidas de estudio. Las características del conmutador implican, además de los amplificadores de distribución de video y de mezcla, de puntos de cruce de estado sólido, los cuales introducen una capacitancia extra en el sistema que incrementa el entrecruce en las señales de banda ancha HDTV. Por esta razón, se necesitan especificaciones más exigentes en lo que se refiere al paso de banda y al entrecruce.

Entre las especificaciones de un fabricante, se tiene un aislamiento de entrecruce de 45 dB hasta los 30 MHz y mayor de 25 dB para la banda de 30-60 MHz. La respuesta de frecuencia es de 1.5 dB hasta los 60 MHz.

c. Fibra óptica. A principios de 1980, predicciones optimistas de la demanda de servicios de transmisión de voz y datos, resultó en la construcción de equipo de fibra óptica.

Algunas de las compañías regionales de Bell ofrecen servicios de transmisión conmutada a una velocidad DS-3 de 44.7 Mb/s. Los equipos terminales D-3 están diseñados para transmitir 44.7 Mb/s de video digital de ancho de banda comprimido de 525 líneas y de dos canales de audio. A pesar

de que la red de fibra óptica, per sé, es capaz de llevar señales de ancho de banda infinito, se encuentra limitada al servicio D-3 de 525 líneas.

Las ventajas de la f.o. en estudios para el ancho de banda NTSC y PAL no justificaba el alto costo del equipo terminal y de la compleja instalación, comparada con el cable coaxial, a pesar de que el costo de la fibra es, sustancialmente, menor que el del cable coaxial. Sin embargo, el desarrollo de técnicas simples para instalaciones y conexiones de fibra de cable y el decremento en costos de los componentes y del equipo terminal han mejorado la atracción hacia la f.o. Sus mayores particularidades son:

- transmisión bidireccional de las señales de video y audio, canales de comunicación y señales de control;
- múltiples canales de video y audio;
- no necesita ecualización;
- posee inmunidad a interferencias externas (eléctricas y magnéticas) y entrecruce;
- no requiere aterrizado, sólo para equipo interconectado que lleva o procesa las señales analógicas;
- bajo costo para la fibra comparada con el cable coaxial;
- reducción en el número de cables debido a su capacidad de llevar señales mixtas, i.e. imágenes, sonido multicanal, intercomunicación, señales de control y comandos.

Los sistemas f.o. son deseables para transmisión analógica o digital AM o FM. Esta última ofrece una mejor SNR.

La transmisión de señales estándar HDTV de estudio dentro del estudio o entre el sitio de producción y el estudio de post-producción requiere de equipo digital de elevada velocidad de transmisión (1.2 Gbit/s).

Si el equipo de producción HDTV (cámara, VTR digital, reproductora de discos láser, mezclador y algunos equipos de efectos) en el estudio usa el formato paralelo, la transmisión eléctrica e interconexión sobre algunas decenas de metros necesita una función compleja que compensa la respuesta en frecuencia de los cables. Las propiedades realistas de los programas HDTV los hace, especialmente, atractivos para transmitir deportes, conciertos musicales y otros eventos que se producen en la ciudad, en un lugar lejano al estudio. En estos casos, la transmisión sobre varias decenas de kilómetros y el despacho de las señales HDTV es indispensable. Una opción es una interfase digital serial usando fibra óptica.

El sistema anterior debe satisfacer algunos requerimientos tales como: alta velocidad y amplio rango dinámico. Esto implica que el transmisor/receptor debe tener un amplificador de banda ancha y amplio rango dinámico. Otro importante requerimiento es la condición ISI (secuencia independiente de bit) para recuperación de reloj. El transmisor debe tener un esquema adecuado de codificación de línea.

d. Construcción del sistema de comunicación entre estudio y sitio de generación de programa con fibra óptica. El estándar japonés de estudio HDTV BTA-S001 (1125 líneas/60 Hz) consiste en una matriz que convierte las señales analógicas RGB con anchos de banda de 30 MHz en Y y dos de color Pr. Pb. Para el pre-procesamiento, las partes de borrado horizontal en el cuadro son eliminadas. Las señales digitales de 8 bit son, entonces, codificadas en línea, usando un código encriptor 8 Bit NRZ. Este código puede recuperar, correctamente, la señal de reloj. Un dato paralelo de 9 bits es multiplexado a la forma serial. En el transmisor óptico los 1.2 Gbit/s son modulados directamente por un LD driver. En el receptor se requiere de un método AGC en tres etapas: un APD, un preamplificador y un amplificador AGC, todos de banda ancha y amplio rango dinámico.

El preamplificador es del tipo convencional de transimpedancia con retroalimentación negativa. Su transimpedancia total puede controlarse al ajustar la ganancia de lazo abierto. Este concepto incluye el uso de una función AGC de un amplificador de lazo abierto para obtener una transimpedancia variable usando un circuito sumador de voltaje, manteniendo, así, la operación de retroalimentación estable. El circuito posee un ancho de banda de 600 MHz.

El amplificador AGC de amplio rango dinámico está basado en un amplificador divisor de corriente, que mantiene el nivel

DC por medio de dos amplificadores divisores de corriente cuya relación de división de corriente es independiente de las componentes DC, favoreciendo la construcción multietapa acoplada directamente. Dos de los amplificadores AGC y un amplificador principal fijo conforman el amplificador de 3 etapas. Su ganancia es de 39 dB y un rango dinámico de 44 dB y ancho de banda de 800 MHz.

6. Monitores. Los monitores de color pueden clasificarse en las siguientes categorías:

- CRT de vista directa;
- monitores de pantalla ancha, con imagen proyectada ópticamente a partir de un CRT;
- monitores de pantalla ancha, con imagen proyectada a partir de un haz de luz;
- monitores de pantalla ancha con CRT individuales o elementos de imagen incandescentes;
- matrices de paneles planos de pixel transmisivo o reflexivo;
- matrices de paneles planos de pixeles de emisión de luz.

El CRT sigue siendo aún el tipo dominante de monitor, tanto para consumidores como para equipo profesional tradicional. Los sistemas Eidophor como los de válvula de luz que utilizan una fuente de luz modulada tienen gran aplicación

para presentación a grandes audiencias en teatros, particularmente, donde se requiere de un elevado brillo de pantalla. Por ejemplo, actualmente existe el sistema Jumbo Tron. Son pantallas gigantes producidas por Sony para mostrar imágenes al aire libre (pantallas de hasta 1000 metros cuadrados). Es un desarrollo exclusivo de Sony, basado, tecnológicamente, en la restitución de la imagen mediante elementos emisores de luz. En este sistema los elementos emisores de luz correspondientes a los tres colores básicos en video han sido miniaturizados e integrados en una célula de emisión denominada Trini-Lite.

El uso de millares de estas células otorga una excelente resolución de imagen, amplia variedad cromática, colores perfectamente definidos, gran luminosidad y una elevada velocidad de respuesta. Todo ello, incluso en las condiciones más adversas para la reproducción de imágenes de video, como al aire libre, bajo la influencia de la luz solar directa.

En paralelo a la propia pantalla de video, el sistema Jumbo Tron precisa del concurso de una sala de control adecuada, desde la cual gobierna las distintas posibilidades de operación del sistema, como la conexión y desconexión por control remoto o la selección de la fuente de video a visualizar. El sistema que procesa estas fuentes es un sistema conocido como ICS (image control system) que convierte y adecúa las señales de video procedentes de las distintas

fuentes para su reproducción en pantalla. Este sistema de control de imagen, también gobierna, automáticamente, el nivel de brillo durante la visualización. El ICS tiene, como misión fundamental, descomponer la señal de video en los tres colores básicos; y, cada uno de ellos es digitalizado mediante un sistema de 8 bit por color. Antes de este proceso se han programado en el ICS los datos correspondientes a las características particulares de la pantalla (tamaño, relación de aspecto, etc.)

La gran distancia que por regla general existe entre un Jumbo Tron y su sala de control, exige el uso de fibra óptica como el mejor medio para garantizar una buena transmisión de la señal, gracias a sus grandes cualidades en cuanto a atenuación y ancho de banda.

Dentro del receptáculo de la pantalla, además de las fuentes de alimentación existe una instalación de aire acondicionado, sincronizada con un conjunto de potentes ventiladores, que crean una cortina de aire a presión frente a la pantalla para asegurar la disipación del calor tanto en el interior como en el exterior de la estructura. Esto es necesario no sólo por el calor que desprenden los equipos internos, sino, también, por las elevadas temperaturas que puede alcanzar una caja cerrada y expuesta al sol en determinados climas.

Los monitores de estadio, compuestos por pixeles emisores de luz, proveen de una resolución marginal para la reproducción de los sistema 525/625, donde los costos de instalación son justificables.

En Japón, un país donde el metro cuadrado de renta cuesta alrededor de los \$ 2,150 (en 1,989) al mes, se requieren de monitores de pantalla plana, sin embargo, son demasiado costosos (por el momento). El mejor panel de plasma es un modelo de 20" con la resolución NTSC, hecho por NHK, pero, aún así, es pobre la resolución comparada con los monitores HDTV de proyección CRT de 40 a 300". Los investigadores NHK trabajan en un monitor de plasma con resolución HDTV.

La premisa es que para iluminación y contraste constante en un monitor, el ángulo mínimo subtendido por el ojo entre pixeles individuales debe ser el mismo para los dos sistemas (HDTV y NTSC). Por consiguiente, la pantalla HDTV con pixeles de menor tamaño que los NTSC debe tener una diagonal 2.6 veces más que el NTSC, para la misma iluminación de cuarto, misma distancia de visualización y misma resolución de detalle por parte del observador. Esto implica que la distancia de visualización debe ser de 3.3 veces la altura de la pantalla.

Los monitores de panel plano manejados por matriz son utilizados en número creciente en receptores personales de televisión para unidades portátiles de proyección. Para el futuro, estos tipos de monitor pueden ser desarrollados como

páneles de pantalla ancha montados en la pared, con una resolución suficiente para visualizar en el hogar transmisiones HDTV.

a. Desarrollo del formato.

1) Area visible de imagen. Previo al desarrollo del tubo de imagen se probó una variedad de esquemas para producir la mayor imagen posible a expensas de una pérdida de información de imagen o de una distorsión geométrica de la imagen. Un método muy utilizado fue el sobre barrido que actualmente se sigue utilizando en un porcentaje pequeño de 5-10% y que causa pérdida de información de imagen en los bordes del área de imagen, pero, que es aceptado por los espectadores. La SMPTE ha aceptado este hecho y ha publicado una recomendación RP27.3 para la práctica televisiva.

2) Transmisión de cinta cinematográfica. Otra recomendación de la SMPTE provee de una solución satisfactoria para la relación de aspecto 4:3 de las producciones de estudio de televisión y de las cintas cinematográficas filmadas, específicamente, para distribución por televisión. Sin embargo, para la distribución de películas para teatro, generalmente, no se hace ninguna

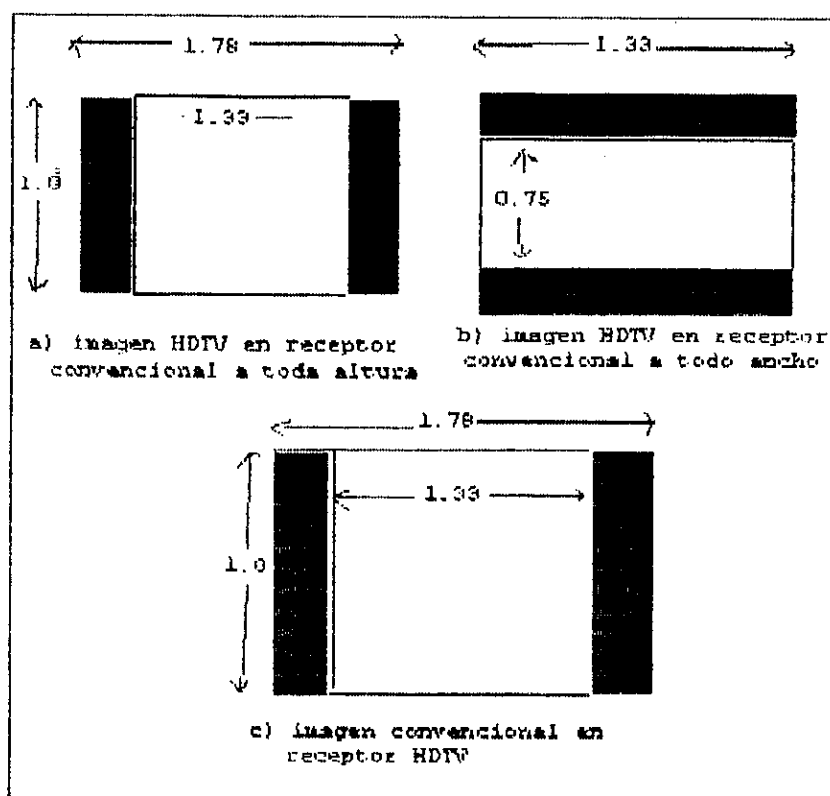
limitación respecto del tamaño de la pantalla y se producen película en formato Cinemascope con canales de audio estereofónicos para obtener el mayor impacto dramático y sensorial.

Por consiguiente, cuando se quiere usar una de estas producciones para televisión se deben eliminar porciones de la imagen para transmitir en el formato 4:3. La solución se presenta en tres formas (ver figura 4.22)

- transmisión en "letter box", donde las áreas superior e inferior de la imagen son oscurecidas para presentar toda la imagen. En Norte América y Japón esta solución encuentra muchas oposiciones debido al reducido tamaño de la imagen y a la distracción estética de las áreas oscurecidas de la imagen. En Europa se hacen menos objeciones por parte de los espectadores:

- mostrar toda la altura de la imagen y cortar las partes laterales que no quepan en el monitor, perdiendo parte de la acción de la misma;

- programar la ubicación horizontal de una ventana de relación de aspecto 4:3 que siga la información esencial de la imagen. Este proceso recibe el nombre de "pan and scan". El proceso en sí es costoso y laborioso, y, en el mejor de los casos, compromete el juicio artístico del director y del cinematógrafo al realizar las tomas y del editor cinematográfico en la postproducción.



■ áreas en negro en la pantalla

Figura 4.22. Áreas no oscurcidas en los monitores convencionales y en el de HDTV.

b. Monitores de CRT.

1) Pantallas de visión directa. Estos son los monitores más utilizados desde la aparición del sistema de televisión B/N. Se debe al elevado nivel de brillo y resolución, una reproducción excelente de la escala de grises y un bajo costo comparado con otro tipo de monitores. El tubo en sí está compuesto por tres partes

básicas: el cañón electrónico, la envoltura y una pantalla de fósforo con máscara de sombra.

El costo típico para un fabricante respecto del ensamblado de un tubo y de los componentes electrónicos que aceptan la señal video está entre \$ 200 y \$ 300. La eficiencia de luminancia del sistema óptico electrónico y la pantalla de fósforo es muy alto. Una corriente de pico de haz por debajo de 1 μ A en un tubo de 25 pulgadas producirá un brillo por encima de los 100 pies-L.

Conforme el consumidor demanda monitores de pantalla más grande, el peso y profundidad del CRT y los requerimientos de mayor potencia y voltaje se vuelven serias limitaciones. Esto se muestra en el incremento de costos del gabinete que acomoda un tubo más largo y de la circuitería más compleja para la generación de alto voltaje.

Para soportar la presión atmosférica en la envoltura al vacío, el peso del CRT se incrementa, exponencialmente, con el tamaño de la diagonal. A pesar de esto los fabricantes han construido monitores de pantalla ancha, con cañones de 110° de deflexión de 35 pulgadas de diagonal por Matsushita y 37, 38 y 43 pulgadas por Sony utilizables para HDTV.

El peso y tamaño de un tubo de 35 pulgadas es de uso cuestionable para el hogar, por lo que, el tubo de 27 pulgadas es el mayor tamaño deseable para la mayor parte de situaciones de visualización en el hogar.

Las versiones mejoradas de los cañones en delta y en línea usados para monitores de computadora son deseables para monitores de alta resolución. El diseño de ambos tipos de cañones puede ser ajustado para la pequeña corriente necesaria para obtener un pequeño punto necesario para HDTV. El cañón delta proporciona una mancha de pequeño tamaño a expensas de usar como mínimo 20 ajustes críticos de convergencia para resolución uniforme sobre la pantalla del tubo. A cambio, por una menor resolución, la complejidad del sistema es evitada al usar un cañón en línea, el cual permite el diseño de un yugo de deflexión de convergencia que mantendrá la convergencia horizontal sobre toda la pantalla del tubo sin necesidad de señales de corrección.

La versión de alta resolución de un tubo delta es de 1,025 líneas de definición con 1.4 Mtriadas. Agregándose a esto, nuevos cañones con enfoque electromagnético que proveen de una mejor resolución, son utilizados en monitores HDTV.

Monitores de 30 y 40 pulgadas con una relación de aspecto de 5:3 han sido desarrollados por Matsushita, para uso de estudios de televisión, principalmente, para señales con formato 4:3 y 16:9. Sin embargo, se espera que tengan uso en el hogar para programación HDTV donde el peso excesivo del gabinete y su profundidad puedan ser acomodados a cambio de un elevado brillo y contraste.

La construcción de estos grandes tubos de vidrio representa un problema serio para el diseño y fabricación. Los esfuerzos de tensión en el bulbo deben ser reducidos para evitar quebraduras, debido al desbalance de temperatura, durante y después de su fabricación, y, del peligro de la subsecuente implosión.

El ángulo de deflexión de 90° fue elegido para proporcionar una convergencia exacta de los tres haces RGB y un balance de blanco uniforme sobre toda la pantalla. Segundo, el largo diámetro del cuello de 36.3 mm fue elegido para permitir el uso de un cañón electrónico de gran diámetro, necesario para lograr una alta resolución en altos valores de corriente de haz.

Sony se encuentra en el diseño y fabricación de monitores HDTV para NHK y sus demostraciones en Japón. En 1,987 lograron un tubo de 38.5 pulgadas de diagonal con relación de aspecto de 16:9 conforme al sistema SMPTE 240M. Los requerimientos de este tubo son:

- bulbo rectangular de vidrio que excede el área de pantalla solamente para soportar la tensión y por seguridad;
- resolución de más de 1,000 líneas;
- alta luminosidad de más de 95 cd/m^2 .

Los requerimientos de resolución, particularmente, en las esquinas cuadradas de la pantalla se logran por medio del cañón electrónico con un campo de enfoque más grande que el de

los tubos convencionales y un yugo de deflexión magnético especialmente diseñado. Además, un tamaño de mancha fina y un barrido de color preciso sobre todo el rango de luminancia se logra con elevadas corrientes de haz. La función de transferencia de modulación (MTF) a 1,100 líneas es reducida en menos de 6 dB a una corriente de haz de 500 μ A con un tamaño de mancha de 1.25 mm.

2) Proyectores ópticos. Para ser aceptable como sistema de visualización de hogar se necesita que tenga un funcionamiento igual, al menos, al de los sistemas de visión directa, en términos de brillo, contraste y resolución. El brillo de pico para blanco se ha incrementado, significativamente, al mejorar los fósforos y el procesamiento de señal. Sin embargo, la corriente pico del CRT puede incrementarse a cinco veces el promedio. Para evitar sobrecalentamiento de la pantalla de fósforo, los proyectores CRT usan limitadores de corriente de haz que trabajan cuando la corriente promedio excede el valor máximo permisible. Así, los campos de blanco, predominante, pueden ser mostrados con un brillo promedio reducido y algún compromiso debe ser aceptado por los espectadores a cambio de un tamaño mayor de pantalla.

Debido a que los espectadores se colocan a una distancia menor que la normal de visión para un monitor de visión

directa de tres a ocho veces la altura de imagen, es esencial que los monitores de proyección de pantalla ancha puedan reproducir la resolución del sistema HDTV.

Los requerimientos de brillo y contraste para el hogar, donde el alto nivel de iluminación ambiental es usual, es, considerablemente, más exigente que los necesarios en teatro para películas de 35 mm en relativa oscuridad. Por consiguiente, la introducción de HDTV en el mercado de consumo puede depender de la disponibilidad de monitores de pantalla ancha y brillante a un costo competitivo con los CRT de visión directa.

a) Sistema de lentes reflejantes. En este sistema se combina la óptica electrónica y la pantalla de fósforos con la óptica de proyección en un simple tubo. Los electrones emitidos por el cañón electrónico pasan por la abertura central en el espejo esférico del sistema óptico reflectivo para barrer una pantalla recubierta por detrás de fósforo metálico. La luz del fósforo (rojo, azul o verde, dependiendo del color del canal) es reflejada del espejo esférico a través de un lente corrector que es la cara del tubo de proyección.

El sistema óptico de lentes reflectivos de Schmidt es más eficiente que otros sistemas refractivos, debido a un menor f-stop y la menor atenuación en el trayecto óptico debido al

vidrio. Además, se logra una mayor amoliación con un buen diseño. Por otro lado, la resolución limitante es menor que la de los sistemas de lentes de proyección de alta calidad.

b) Pantallas de proyección. Así como ocurre con los monitores CRT, la resolución de los monitores de proyección puede ser afectada por la elección del material de construcción. Este es un problema menor para los monitores de proyección frontal, aunque la granulosidad o los patrones lenticulares de las superficies altamente direccionales pueden ser un factor limitante, tanto para los monitores de proyección frontal como trasera de HDTV.

En general, cualquier elemento de pantalla, tal como un arreglo matricial de segmentos lenticulares y bandas negras para ensanchar el ángulo visual por cuantificación de la imagen, puede limitar el detalle de imagen. La calidad de la imagen para aplicaciones de alta resolución puede ser degradada no sólo por una pérdida de resolución, sino por la creación de artefactos, debido al mayor número de líneas de barrido y el menor tamaño de los píxeles.

El brillo de la imagen tanto en los monitores de proyección frontal como posterior está determinado por las características direccionales del material de la pantalla. En ambos tipos de monitores, el brillo para una salida de

luminancia dada para un proyector dado, varía en proporción al recíproco del cuadrado de cualquier dimensión lineal de la pantalla. Ahora bien, para un monitor 16:9 se necesita de un incremento de luz de salida del proyector en un 33% para el mismo brillo de pantalla. Para mejorar el brillo aparente, las pantallas pueden ser diseñadas con características direccionales. Esta característica, llamada ganancia de pantalla G , agrega un término a la ecuación anterior:

$$B = G * L/A \quad (4.6)$$

donde B es el brillo percibido

L la salida de luz de proyector

A área visual de pantalla

El contraste es afectado por la calidad de los componentes ópticos y las condiciones de luz ambiente. Los destellos y la luz dispersa en el sistema óptico alcanzará el nivel negro y reducirá el contraste. La luz ambiente producirá una degradación similar, particularmente, en los monitores de proyección frontal de elevada directividad. Por otra parte, los monitores de proyección posterior pueden ser diseñados con baja reflectancia para reducir el efecto de la luz ambiente. Esto se logra usando una configuración de lentes acanalados del lado del proyector y tiras oscuras que absorben la luz del lado del observador.

Lamentablemente, los monitores profesionales exceden los \$ 100,000 y la mayoría de los que se usan para el mercado doméstico no llenan completamente los requisitos para HDTV.

c) Monitores de proyección trasera. La pantalla es un sistema óptico complejo. Unos lentes de Fresnel que coliman los haces de luz que divergen la cubren completamente, porque de otro modo se formaría en su centro un área brillante. Unos lentes transparentes verticales lenticulares en la parte posterior dispersan la imagen horizontalmente, ajustándola al ángulo visual de la audiencia. Los difusores en los lentes lenticulares difractan la luz para proveer un amplio ángulo visual vertical.

Para corregir en color los efectos de estos lentes, se utiliza un segundo lente lenticular en la parte frontal de la pantalla. Se colocan franjas negras en la parte frontal, sobre las uniones de los lentes lenticulares, para bloquear la difracción que llega a la audiencia y ayudar a reducir las reflexiones secundarias de la luz ambiente. El costo de uno de 40" es de \$ 3,000.

c. Monitores de proyección con válvula de luz.

1) Sistema óptico reflectivo Eidophor. Estos sistemas son capaces de producir imágenes con una resolución mucho mayor que la necesaria para los sistemas 525/625 líneas, por lo que son deseados idealmente como monitores de pantalla ancha para teatro HDTV.

Optica Schlieren De un modo similar a los proyectores de películas, una fuente de luz fija modulada por un sistema óptico de válvula, llamada óptica Schlieren, se encuentra entre la fuente de luz y el sistema óptico de proyección. En el sistema Eidophor, la luz colimada típicamente de una fuente de Xenón de 2 kW es dirigida por un espejo a una superficie viscosa de aceite al vacío a través de una rejilla de tiras reflejantes.

Las tiras se colocan relativamente a la superficie reflectiva cubierta de aceite de tal modo que cuando la superficie es plana, no hay reflexión de luz a través de las tiras. Un haz electrónico con información video deforma la superficie barrida en diferente forma, dependiendo de la moduladora del haz de barrido.

Donde el aceite es deformado por el haz electrónico modulado, rayos de luz de las tiras reflejantes son reflejadas en un ángulo que les permite pasar a través de las tiras a los

lentes de proyección. La viscosidad del líquido es lo suficientemente elevada para retener la deformación sobre un periodo un poco mayor que el campo de televisión.

La proyección de las señales de color se logra por el uso de tres unidades, una para cada primario y todas convergen en la pantalla. En una pantalla de 4 pies de ancho se logran niveles de brillo de 600 cd/m².

2) Sistema transmisor Talaria de color.

Un diseño parecido es éste, con la única diferencia del uso de un sólo cañón para producir los tres colores RGB. Esto se logra en una simple válvula de luz por un sistema óptico Schlieren complejo.

Los colores se crean al escribir rejillas de difracción para cada pixel en el fluido al modular el haz electrónico con la información video. Estas rejillas separan la luz en sus componentes espectrales, que pasan por unas barras (filtros espaciales) que permiten el paso del color deseado hacia la pantalla.

La componente verde pasa por las tiras horizontales y es controlada por el ancho del emparrillado de barrido. Esto se logra usando una portadora de alta frecuencia modulada por la información verde, aplicada a las placas de deflexión vertical.

Las componentes rojo y azul pasan por las tiras verticales y son moduladas por las rejillas de difracción creadas por difracción ortogonal con las líneas de barrido por el haz electrónico que barre en dirección horizontal. Esto se hace al aplicar portadoras de 16 y 12 MHz, respectivamente, para el rojo y el azul a las placas de deflexión horizontal y modulándolas con las señales de video rojo y azul. Las rejillas creadas por la portadora de 16 MHz tienen el espaciado suficiente para difractar la porción roja del espectro por las tiras de salida, mientras que la componente azul es bloqueada. El procedimiento es igual para la señal de 12 MHz, sólo que ahora la componente roja es la bloqueada y la azul es difractada. El resultado es la proyección simultánea de las componentes RGB en la pantalla.

En lo que respecta al sistema HDTV se deben utilizar dos válvulas de luz: una monocromática con filtros dicróicos verdes que producen la componente verde y que utilizan una portadora de 30 MHz en vez de 12 o 16 MHz. La otra con filtros dicróicos rojo y azul producen las componentes rojo-azul. La separación del color en este último se realiza por medio del uso de ejes ortogonales de difracción. En otras palabras, el rojo se produce cuando la superficie sobre la que se escribe difracta la luz verticalmente usando una portadora de 120 MHz que es aplicada a las placas de difracción vertical. La componente azul es producida cuando la

superficie sobre la que se escribe difracta la luz horizontalmente, usando una portadora de 30 MHz con la señal azul aplicada a las placas horizontales.

Las tiras de entrada y las barras de salida del sistema convencional se usan, pero, con un espaciado mayor entre barras. Por consiguiente, el límite de resolución se incrementa. El espaciado mayor entre barras se logra gracias al hecho de que los colores rojo y azul no son separados en los mismos ejes de difracción como en el sistema convencional. Esto elimina el artefacto de cruce de color presente en el sistema convencional y, por consiguiente, mejora la característica colorimétrica total.

Cañones electrónicos de alta resolución contribuyen a mejorar la resolución y la eficiencia en modulación para HDTV de 1250 líneas. Las portadoras de video han sido optimizadas para incrementar el ancho de banda de 30 MHz.

d. Monitores de panel plano. Estos se han convertido en algo común como una opción a los CRT en equipo portátil de experimentación, laptops y pequeños receptores de televisión. La técnica básica utilizada para manejar estos monitores difiere de la usada en los sistemas de deflexión CRT. El panel plano está compuesto de elementos pequeños emisores de luz que deben ser seleccionados y manejados por señales eléctricas correspondientes a la intensidad de los

pixeles.

1) Tecnologías de monitor. El diseño de los paneles se basa en tres tecnologías:

- paneles de descarga de gas o de plasma,
- paneles de película delgada (TF) y electroluminiscente (EL)
- paneles de cristal líquido (LCD)

a) Paneles de plasma y electroluminiscentes.

El mayor inconveniente de estos monitores es su gran consumo de potencia y su limitada escala de grises, siendo insuficiente para HDTV.

b) Paneles de cristal líquido. Este posee

una escala de grises mayor que la anterior. Desafortunadamente, para monitores de televisión, el bajo contraste decrece con el incremento en el número de líneas y el número de pixeles por línea reduciendo su aplicación en monitores 525/625 y prohibiendo su aplicación en HDTV.

La solución para aplicaciones de televisión ha sido utilizar transistores como elementos de manejo de pixeles. Esto permite que cada pixel sea encendido por la señal de manejo multiplexada en el tiempo y que permanezca encendido a

un nivel apropiado hasta la siguiente señal de manejo. En efecto, es una forma de muestreo y retención para cada pixel a la velocidad de cuadro. Esta técnica, conocida como direccionado matricial produce un elevado contraste para monitores de 1.000 o más filas.

Cualquiera que sea la elección, el sistema HDTV tiene prácticas limitaciones debido al número de transistores que requiere. Por ejemplo, cerca de un millón de transistores debe ser necesario para cada una de las componentes RGB. La solución ha sido fabricar transistores de película delgada (TFT) que puedan cubrir un sustrato entero. Los TFT son utilizados como manejadores para el p  nel LCD.

Actualmente, el tamaño de monitores de televisión ha sido limitado a 13 pulgadas de diagonal debido al limitado ángulo visual que permiten los cristales.

Como una tecnología híbrida, Matsushita ha creado el sistema Flatvision. Por el momento es una pantalla completamente plana de 3.9" de ancho y 13" de diagonal (podrán hacerse más grandes conforme la tecnología avanza; actualmente, se fabrican de 20" y 25"). Es un modelo compuesto por 10.000 CRT. En vez de manejar un cañón para trazar un haz por la pantalla, Matsushita electronics utiliza un drive de matriz. Es un modelo híbrido, pues, mezcla lo mejor de dos tecnologías: el gran brillo de los CRT y el mayor ángulo visual de los LCD planos.

El drive de matriz de Matsushita, utiliza CRT de 1/5" x 1/20". La pantalla de cada CRT tiene dos filas de 5 pixeles RGB. Cada CRT es manejado en principio como los elementos de una pantalla LCD. La ventaja de este método es que los CRT carecen de máscara de sombra, los electrodos de desviación magnética son reemplazados por placas de deflexión electrostática.

El resultado es una imagen más nítida, ni aparecerán coloraciones verdes o púrpuras, pues, no hay máscara de sombra. Lamentablemente, el sistema utiliza más potencia que los CRT normales (15 a 20 W más que los CRT del mismo tamaño). Por otra parte, el precio es muy elevado, \$ 2,880 en Japón.

7. Producción de programa.

a. Origen de la cinta cinematográfica. El límite de resolución de la imagen en una impresión por un proceso normal fotográfico de 35 mm utilizado para la producción de cinta cinematográfica es la acumulación de las pérdidas en el sistema óptico de la cámara y en los procesos de desarrollo fotográfico e impresión.

La inestabilidad de cuadro en la cinta cinematográfica es el resultado de los errores de registro de cuadro a cuadro. En su mayoría estos errores son debidos a las características mecánicas de las perforaciones de los almacenamientos

negativos y positivos, de las impresoras, proyectores y del empequeñecimiento del almacenador de cinta con el tiempo. Los errores de posicionamiento de cuadro en cada una de estas etapas ocurren a intervalos aleatorios. Así, el efecto completo en la imagen proyectada es la suma rms de todos los errores que contribuyen.

La resolución visual en promedio en los teatros será, al menos, de 700 TVL/PH (Líneas de televisión/ altura de imagen). Para que el sistema HDTV iguale la resolución de una cinta de 35 mm se requiere, al menos, de unas 700 líneas. Tomando en cuenta el factor Kell para barrido entrelazado, se puede considerar que la cinta de 35 mm es deseable como medio de origen de programa para el sistema HDTV de, al menos, unas 1,000 líneas con un ancho de banda horizontal de 20 MHz.

El sistema de transferencia de cinta a video HDTV debe aceptar una variedad de formatos de cinta:

- el convencional de televisión de relación de aspecto de 1.37;
- el de pantalla ancha no anamórfico r.a. de 1.85;
- el de pantalla ancha anamórfica de r.a. de 2.35;
- el de cintas positivas y negativas;
- el de pan, and scan de r.a. de 1.37 necesario para sistemas simultáneos o canales de aumento;
- cintas de 16 mm (opcional)

La mayor fuente de material de programa de 35 mm consiste en cintas producidas para difusión televisada e impresiones para presentación en cines (teatros). Anticipándose a la aprobación del estándar HDTV, algunos programas de televisión han sido filmados en formato de pantalla ancha.

b. Sistemas de transferencia de película a cinta.

Tres tipos de sistemas de transferencia de película a cinta utilizados en sistemas 525/625 líneas, pueden ser utilizados después de adaptación para HDTV. Sin embargo, uno depende de la disponibilidad de sensores CCD de alta resolución.

1) Telecine proyector-cámara. Un sistema que emplea un proyector intermitente de 35 mm y una cámara de tres canales fotoconductivos ha sido usada en Japón por la NHK para transferencia HDTV de película a cinta y por la SONY, a partir de 1,988.

El proyector de 35 mm (FPS-35) fabricado por Seiko, provee de una excepcional estabilidad de imagen. Además, una compuerta de líquido reduce la visibilidad de cualquier raspadura que, inevitablemente, podría estar presente en la base de la película, asegura un movimiento suave de la película por la compuerta y reduce la posibilidad de daño a valiosos negativos.

La velocidad de proyección es continuamente variable desde cuadros congelados hasta 40 cuadros/s. Esta velocidad es útil para corrección de color de escena en escena y en la preparación de transferencia pan and scan al r.a de 1.37. Para esto se requiere de películas hechas, específicamente, para televisión a 30 cuadros/s.

En la cámara Ikegama TKC-1125 se utiliza un saticón MS (foco magnético, deflexión electrostática) de una pulgada. El preajuste de matriciado de color y los ajustes de escena por escena de la corrección de color permite el óptimo balance de color y la saturación.

2) Sistema de barrido de movimiento continuo de mancha voladora. Un nuevo diseño del tubo CRT y del sistema electro-óptico proporciona una mayor resolución y mejor SNR adecuada para alcanzar los requerimientos de HDTV. El scanner puede manejar todos los formatos de película y realiza las operaciones programadas de pan and scan. A diferencia con otros diseños previos de los scanners de película, el CRT de mancha voladora y su sistema de deflexión son sellados en un conjunto protegido magnéticamente. Esto elimina la necesidad de ajustes de operación y mantenimiento, asegurando una capacidad de máxima resolución necesaria para HDTV.

3) Sistemas de sensores CCD de movimiento continuo. El movimiento de la película es igual que el anterior. Sin embargo, una fuente de luz proyecta la imagen de una película continua en filas horizontales de sensores RGB; cada trio corresponde a un oixel. El barrido de línea se realiza al muestrear el voltaje, secuencialmente. La función de barrido vertical provee el movimiento continuo de la película.

c. Origen de videocinta.

1) Transferencia de cinta a película por haz láser. La mayor restricción al uso de cámaras electrónicas para la producción de programas para la distribución en cines ha sido la baja calidad de la producción filmada en formato 35 mm, pues, solamente muestra una resolución marginal de los formatos 525/625 líneas.

Esto se evita usando haces láser de alta resolución que convergen, directamente sobre la película. Los haces rojo (He-Ne) verde (Ar) y azul (He-Cd) láser son variados en intensidad de acuerdo con las correspondientes video señales por moduladores acústicos con frecuencia central de 200 MHz y un ancho de banda de modulación de 30 MHz. Las tres señales que convergen por medio de espejos dicróicos, son deflectadas, horizontalmente, por un espejo rotatorio de 25 lados, 40 mm,

a 81 000 rom.

El uso de una película tipo EK 5,383 permite que el sistema alcance los requerimientos de resolución y bajo nivel de ruido para HDTV y es superior a la impresión convencional de 35 mm. Además, la nitidez de la imagen puede mejorarse, significativamente, en la grabación láser al utilizar corrección electrónica de contorno.

La cámara de grabación en el sistema NHK usa un movimiento de película continuo en vez de intermitente. Esto requiere de un convertidor de estándares de barrido para trasladar la señal video entrelazada a progresiva a una frecuencia de 33.75 kHz.

La grabación de sonido se realiza por medio de un láser para producir sonido estereofónico de calidad superior al convencional de 35 mm por técnicas ópticas.

Lamentablemente, el uso de los sistemas NHK y CBS no ha sido considerado para fines comerciales, sino, para demostraciones de las posibilidades que se pueden dar en el estudio.

2) Transferencia de cinta a película por Sony

EBR. El sistema EBR (grabación por haz electrónico) fue inventado en 1,950. Sony modificó su modelo HDVS VTR para proporcionar baja velocidad de reproducción de las componentes RGB a 1 cuadro/s.

Las componentes RGB son convertidas a digitales para su posterior corrección de gamma para compensar las características de la película principal de grabación y la conversión de 30 cuadros/s de barrido entrelazado a 24 cuadros/s de barrido progresivo. Las señales RGB son convertidas a analógicas para alimentar al EBR.

El haz agudo de electrones barre la superficie de la película en el vacío, produciendo una imagen latente en la emulsión. La conductividad del almacenamiento de la película es reducida, sustancialmente, por la evaporación de humedad de la película en la cámara de vacío necesaria para el proceso de barrido electrónico. Una reducción en la conductividad resulta en la creación de una carga estática y la distorsión acompañante del haz de barrido. Por consiguiente, la operación de barrido se encuentra limitada a un barrido por cuadro.

La película es movida a través de la compuerta de apertura en la cámara EBR por un mecanismo de pinza de tirón intermitente.

El barrido progresivo con un haz de 20 nA a un barrido de enrejado de 2.5 veces las velocidades originales de señales de video de 33.75 kHz/línea horizontal y 30 Hz vertical/cuadro es considerado óptimo. La grabación a 46 MHz permite una excelente profundidad de modulación. La película de almacenamiento en este sistema es el Fuji 71337 de grano fino,

de entrega positiva.

Las exposiciones secuenciales B/N de las señales RGB producidas por el proceso EBR son transferidas a un internegativo de color en un sistema óptico de impresión por paso. Se utilizan dos obturadores: uno, para borrar el movimiento del tirón del proyector principal y, el segundo, a 1/3 de la velocidad principal para borrar el tirón de la cámara.

Cada cuadro del negativo de color de la película es expuesto, secuencialmente, al cuadro principal B/N correspondientes a las señales RGB a través de filtros adecuados RGB montados en disco rotante, proveyendo de una componente compuesta.

d. Sistema HDTV de videocinta.

1) Sistema digital de una pulgada.

a) Formato digital SMPTE 240M. El formato SMPTE 240M en su forma digital utiliza 8 bits por muestra de las componentes Y, R-Y, B-Y dando una velocidad de datos de 1.188 Gb/s. Estas velocidades de muestreo son 5.5 veces las de la recomendación CCIR 601, facilitando así la conversión entre los dos sistemas.

b) Cinta de grabación. La elección de la cinta de grabación está limitada debido a los requerimientos de alta resolución para grabar la corta longitud de onda de la señal digitalizada. Las cintas de partículas metálicas fueron seleccionadas por Sony debido a sus experiencias en el desarrollo del formato D2. La fórmula utilizada posee una coercitividad de 1450 Oe y una retentividad de 2450 G.

La cobertura de la cinta, el grosor de la base y la orientación de las partículas fueron elegidas para acomodar la configuración mecánica del equipo de 1 pulgada tipo C.

c) Video cabezas. Los resultados del estándar D2 indicó que una SNR de alta frecuencia de 30 dB para grabación y reproducción daría una tasa de error de muestreo de 10^{-6} , un valor muy adecuado para HDTV y puede obtenerse a una velocidad de escritura del doble de la del tipo C VTR. Utilizando el mismo diámetro de tambor como en el tipo C, con una velocidad de 7.200 rpm, la velocidad de escritura es de 51.5 m/s. La mínima longitud de onda registrada es de 0.69 μm .

La elevada velocidad de datos de 1.188 Gb/s no es utilizable para la grabación con una sola cabeza. Una solución es el uso de 8 cabezas que manejan 150 Mb/s cada una. En total se usan 18 cabezas: 8 de grabación, 8 de reproducción

y dos de borrado. Las cabezas se colocan en grupos de cuatro. Los amplificadores de grabación/reproducción se encuentran en la cabeza del tambor. La conexión con los circuitos de grabación y reproducción se realiza por medio de un transformador rotativo de 16 canales de banda ancha.

Las video pistas HDTV son un cuarto de las del tipo C, permitiendo que un simple campo pueda subdividirse en 16 pistas paralelas.

Las pistas estacionarias longitudinales grabadas por las cabezas estacionarias son: codificación temporal, dos canales de indicación y ocho señales digitales de audio. La última está grabada en el formato DASH (audio digital, cabeza estacionaria).

Ocho de las cabezas de audio están diseñadas para permitir una flexibilidad completa en la edición de inserción y ensamblado de audio. Las funciones de cada una son: grabación digital, reproducción digital, codificación digital, grabación/reproducción analógica y borrado analógico.

2) Sistema analógico de cassette de 1/2 pulgada.

El sistema de carrete abierto VTR HDTV solamente es útil para ser utilizada en estudio. Además, cuando comiencen las transmisiones HDTV por parte de las emisoras radiadoras y de cable, el mercado industrial estará ansioso de seguirlo. Sin embargo, el equipo debe poseer la

simplicidad operacional y un empaquetado compacto que se aproxime al de los sistemas 525/625 líneas VCR. Además, con la introducción de monitores de pantalla ancha para el hogar, el mercado de consumo desarrollará rápido, debido a la necesidad de ver películas en cassette y de visualizar programas de difusión en el momento en que se desee, en formato HDTV.

Toshiba y NHK han desarrollado una VCR HDTV que llena los requisitos necesarios para este tipo de equipo.

El cassette es un poco mayor que el convencional, a una velocidad de 119.71 mm/s el tiempo máximo de grabación es de 63 minutos.

La cinta se pega alrededor del barril en 204° de los cuales se utilizan 180° para video FM analógico y 17.5° para audio PCM. Las pistas de control, códigos de tiempo y audio analógico son grabadas, longitudinalmente, por cabezas estacionarias.

Las señales de luminancia y diferencia de color son procesadas, digitalmente, por TCI (integración por compresión temporal) donde todas las señales poseen un ancho de banda de 12 MHz. Después son convertidas a analógicas donde son aplicadas a los dos pares de cabezas de grabación en FM, con los pulsos de sincronismo a 14 MHz y el blanco pico a 21.26 MHz, respectivamente.

e. VCR digital HDTV. Según la conferencia de HD digital VCR se tienen dos tipos de VCR: la SD y la HD. En la primera se graba a una velocidad de 25 Mbit/s y será utilizada para la grabación digital de formatos NTSC, PAL, SECAM y HDTV. La VCR HD grabará a una velocidad de 50 Mbit/s y se utilizará para la grabación de fuente MUSE HDTV de transmisión vía satélite, el cual tiene un ancho de banda mayor que el formato de la Grand Alliance.

Tanto un tipo como el otro utilizarán 4 cabezas. JVC está vendiendo en Japón una VCR HDTV utilizando su nuevo formato W-VHS (formato para fuentes de 16:9), una versión de mejor definición que el S-VHS.

Se estima un precio de \$ 3,000, aunque se supone que en los siguientes 5 años el precio caerá, aproximadamente, a unos \$ 800 (precio de las VCR S-VHS) más ajustes por la inflación.

Como se ha impuesto el estándar japonés se considera que éste será el estándar adoptado: el contenedor de la cinta vendrá en dos tamaños: 3*5 pulgadas y 3*2 para camcorder. Ambos contenedores llevarán la cinta de 6.35 mm (menor que el formato HI-8) de metal evaporado y 7 um de grosor.

De acuerdo con el estándar japonés, se pueden grabar 2 h HDTV y 4.5 h NTSC, para el contenedor grande y 30 min HDTV y 1 h NTSC para el otro. Para el formato HDTV, la velocidad se duplicará.

En cada pista helicoidal cabrá un cuadro. Cada una comienza con el ITI (Insert and Track information) que trabaja como en los VCR VHS, seguido del audio digital (16 bit estéreo muestreado a 48, 44.1 ó 23 kHz, la velocidad de 44.1 kHz es la utilizada por el sistema AC-3). Después viene la pista de video, seguida de la pista de subcódigo utilizada para identificación y otros datos del mismo modo que en el sistema DCC.

Una innovación comparada con las actuales VCR es la inclusión de circuitería y control para una guía de programación en pantalla como la StarSight o TV guide on Screen. La VCR utilizará esta información de programación para corrimiento temporal, de tal modo que no se tenga que ingresar código alguno o información de fecha/hora/canal. 10 fabricantes de VCR se han unido para producir un estándar para VCR HDTV digital. Entre los participantes se encuentran Hitachi, Mitsubishi, Philips, Sanyo, Sharp, Sony, Thomson, Toshiba y JVC. El audio digital utilizará un muestreo de 16 bit, 32 kHz para estéreo y un muestreo de 12 bits, 32 kHz para 4 canales de sonido.

En Europa tal vez el sistema tenga 1,250 líneas, con un número de 1,440 muestras por línea para los sistemas de consumo y 1,920 para las aplicaciones de estudio. En los EEUU, el número de líneas podría ser de 1,050. El flujo de bits para estos sistemas será de 650 Mbit/s y 900 Mbit/s,

respectivamente. La reducción de los datos es beneficioso para la reducción de la complejidad del sistema mecánico de grabación, por lo que con unos 50 a 100 Mbit/s serían suficientes para el sistema, implicando una tasa de compresión de 7-14.

En sistemas profesionales VCR se encuentran sistemas que graban la señal Y de 20 MHz y las de crominancia a 5.5 MHz de ancho de banda, dando un flujo de bits total de 460 Mbit/s. Otro sistema utiliza anchos de banda mayores (30 MHz para Y y 15 MHz para las de diferencia de color) dando una tasa de 1.2 Gbit/s.

Para que la introducción de la DVCR HDTV tenga éxito se requiere de compatibilidad con los monitores de los sistemas convencionales. Dos técnicas conocidas permiten dividir una imagen de alta definición en una de baja definición y una parte de extra información (páneles laterales). Una, es la codificación de pirámide y, la otra, es la codificación de subbanda.

En la codificación de pirámide, el codificador filtra LPF la imagen HDTV para preservar la mitad de las frecuencias espaciales: horizontal y vertical. Luego, se submuestra por un factor de 2, tanto horizontal como vertical. Parte de la señal pasa al codificador de imagen y otra parte pasa a la etapa de información extra donde se reconstruye la imagen por interpolación y, luego, es LPF. La salida es sustraída de la

imagen original para obtener esa información extra. Asumiendo que el sistema HDTV tiene una resolución de M líneas con N muestras por línea, la resolución de la televisión compatible será de $M/2$ por $N/2$ y la de la imagen de información extra es de M por N . De tal modo que en total habrá $5MN/4$ muestras que deben ser codificadas y grabadas.

En la figura 4.23 se muestra un diagrama de bloques del codificador y decodificador del sistema de codificación de pirámide.

En la figura 4.24 se muestra un diagrama de bloques del codificador y decodificador de sub banda. En el codificador la señal HDTV es dividida en una señal TV compatible y 3 componentes de información extra.

Primero, la imagen HDTV es dividida en dos componentes usando filtrado pasa altos y pasa bajos en la dirección horizontal, cada uno seguido de submuestreo en un factor de 2. Cada una de las componentes es dividida en dos partes, al realizar el mismo tipo de filtrado y mismo procedimiento de submuestreo en la dirección vertical.

Tanto la señal compatible como las componentes de información extra, son codificados por separado. Asumiendo que la imagen HDTV tiene una resolución de $M \times N$, la resolución de la imagen compatible y de las componentes de información extra es igual a $M/2 \times N/2$. Así, en total, hay MN muestras a codificar y grabar.

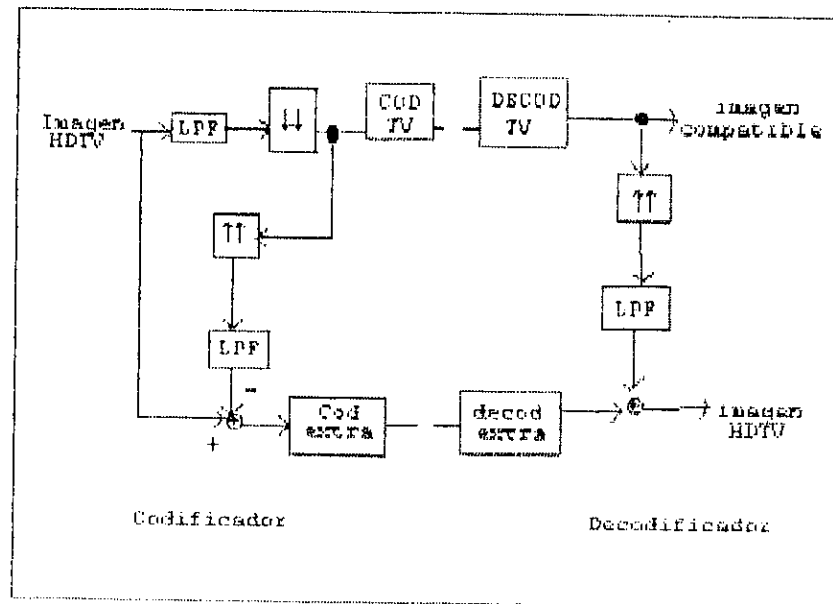


Figura 4.23. Codificador y decodificador del sistema de codificación de pirámide

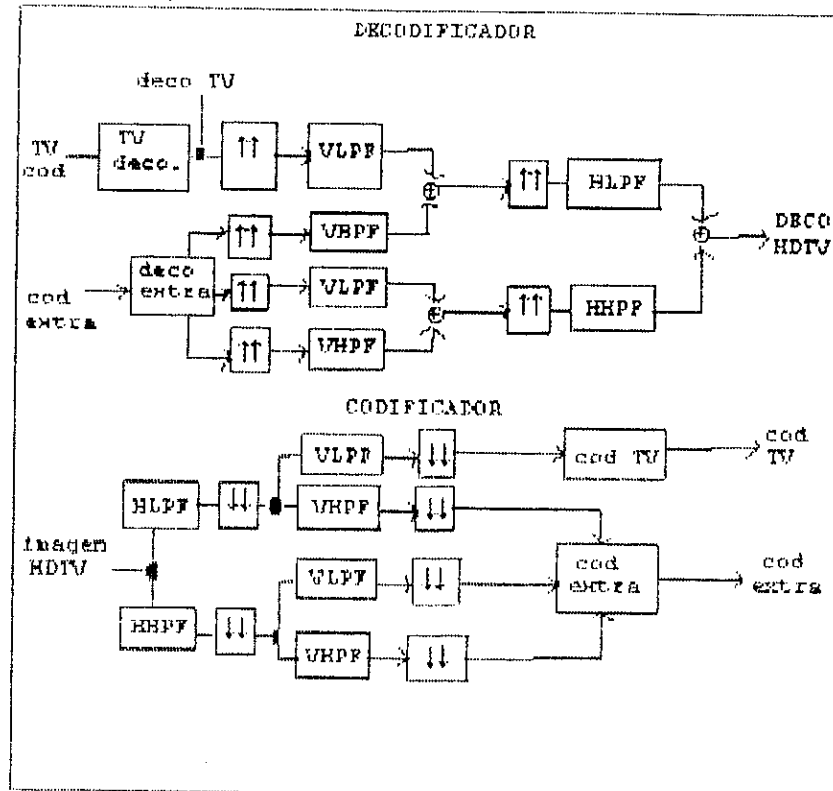


Figura 4.24. Codificador/decodificador de sub banda

8. Sistema de audio para HDTV.

a. Componente aural de realismo visual. El realismo de la imagen de televisión depende, en gran medida, del grado de realismo del sonido que le acompaña. Particularmente, al ver de cerca las imágenes HDTV, si el sistema de audio es monofónico, los sonidos parecen estar confinados al centro de la pantalla y los sentidos visual y aural llevan una información conflictiva. Por eso, desde el inicio del diseño del sistema HDTV, ha sido claro que el sonido estereofónico debe ser usado. El sonido estándar NTSC ha sido convertido a estereofónico en 1,985. Cuando la FCC establezca el estándar de HDTV, ya se habrá hecho la previsión de un canal extra de sonido para ofrecer, principalmente, un segundo lenguaje (en particular, español). El problema de muchas lenguas es, especialmente, severo en Europa. Los DBS proveen de canales para dos lenguas, con previsión para expansión.

La calidad del sonido que acompaña a las imágenes HDTV debe ser tan realista como sea posible, tecnológicamente, hablando. El estándar de calidad para sonido de alta fidelidad ha sido establecido por el disco compacto. Este medio cubre las audiofrecuencias que van de 30 a 20,000 Hz, más allá del rango que muchos escuchan y el rango dinámico de silencio a fortissimo excede los 90 dB.

Los factores de costo y el espacio del gabinete han limitado el funcionamiento del sonido de los receptores convencionales a niveles por debajo de estos límites. La experiencia de "simulcast", en donde el sonido acompañante era proporcionado por una estación FM estereofónica y reproducido en equipo de alta fidelidad, daba evidencia del efecto de la calidad del sonido en el impacto de la imagen visualizada.

Mientras que los factores que limitan la calidad del sonido en receptores convencionales se apliquen al receptor HDTV, los diseñadores del sistema HDTV intentan mantener la calidad del sonido del CD en la medida en que el sistema de distribución lo permita. Esto implica transmitir el sonido HDTV, digitalmente, mientras que se mantiene el sonido analógico para compatibilidad con los sistemas convencionales.

b. Procesamiento digital del sonido de televisión. En el sistema de CD, la señal analógica de audio es muestreada a 44.1 kHz, limitando el ancho de banda a 22.05 kHz y permitiendo un límite de reproducción de sonido por encima de los 20 kHz. Las muestras son cuantificadas en palabras de 16 bits en cada canal estereofónico. Esto es un equivalente de 65 536 niveles, cada uno ocupando 0.002 % del rango dinámico de sonido, equivalente a 96.3 dB desde el silencio hasta el fortissimo de pico. Para llevar esta información, la velocidad del canal excede los 4.3 Mbit/s. Las rutas de

transmisión son cortas, contenidas en pocos centímetros cúbicos.

Estas especificaciones son un duro problema para los ingenieros, quienes deben hacer que el flujo de bits pueda ser transportado por largas distancias donde estará sometido a errores, de omisión o comisión. Es por eso que las especificaciones de los sistemas propuestos de HDTV es, comparativamente, modesta. Por ejemplo los valores recomendados por el CCIR para el sistema D2-MAC implican una frecuencia de muestreo de 32 kHz, lo que limita el rango de frecuencias a 16 kHz. Las muestras consisten en palabras de 14 bit, dando unos 16,384 niveles de cuantificación que son usados en un rango dinámico de 84.3 dB, 12 dB menos de lo que ofrece el sistema CD. Puesto que los niveles mínimos de sonido en el hogar están bien por encima del silencio y las bocinas trabajan a una potencia pico superior a los 20 W, los 84 dB de rango dinámico se muestran como muy adecuados para uso doméstico.

La gran alianza ha considerado como sistema de codificación de audio al Dolby AC-3 para el estudio. Este es usado en la codificación de películas con Dolby Surround Digital. Comprime 5 pistas de rango completo de audio y una para subwoofer (surround sound) a una tasa de 1.5 Mbits/s. Este es el sistema utilizado para los teatros de hogar patrocinados por Lucas Film Enterprises.

El DVS (description video service) utiliza el SAP (separate audio channel) para la descripción de elementos visuales (expresiones faciales, lenguaje corporal, trajes, escenarios, cambios de escena) durante las pausas del diálogo. Lo mejor es que no se requiere de equipo adicional (se supone que se posee un receptor moderno que incluye esta modalidad de canal de audio extra) y el costo de las cintas DVS se encuentra por debajo de los \$ 30.

9 Sistema Kodak Keykode. En 1977 se creó el telecine, una técnica que realiza la transferencia de film a cinta de video para la postproducción.

El sistema Kodak Keykode de números en los bordes fue diseñado para facilitar la tendencia hacia la postproducción electrónica de la película. Los códigos de barras legibles mediante máquinas que incluyen los números más importantes que usan los editores y los montadores, van impresos ópticamente en los bordes de la película.

Lo anterior supone otro importante enlace entre la producción en película y la postproducción electrónica. Una importante aplicación es la conformación del negativo según las listas de decisiones de edición de video. La computadora también produce una lista con precisión de fotograma para el montador de negativo. Esta lista indica al montador los rollos de película que tiene que elegir, así como los fotogramas

numerados con Keycode que corresponden a la lista de decisión de edición de video. Actualmente, los lectores de copias poseen monitores donde se puede visualizar el código de barras en la película.

Las imágenes de la película podrán ser compuestas para cambiarlas de tamaño, recolocarlas, cambiar un color concreto, podrá pintar con un lapicero digital para eliminar las rayas, la suciedad y cualquier otro defecto, incluidas las líneas de referencia, podrá agregar más iluminación y sombras artificiales para mejorar aquellas escenas de iluminación plana. Podrá crearse fondos fantásticos de forma interactiva, agregar personajes y objetos fotográficos realistas sin necesidad de desperdiciar la alta resolución de la película de 35 mm.

Kodak está desarrollando un sistema intermedio electrónico (EI) de video digital de post-producción de alta resolución donde será posible convertir en datos digitales toda la resolución y toda la amplia gama de delicados detalles tonales y de color que un cineasta puede captar en película, para su posterior manipulación en una terminal de operador. El sistema opera en tiempo no real (tiempo de exploración de 3 segundos por fotograma). Este sistema electrónico intermedio de Kodak de alta resolución está compuesto por un escáner de entrada de la película, dispositivos de almacenamiento de datos de alta densidad, una estación de trabajo, un acelerador

de tratamiento de imágenes y un grabador de salida de película. Este último será utilizado para transferir imágenes digitales a las películas de cine intermedias de alta resolución. Este escáner de entrada de película de Kodak convertirá el formato de película de 35 mm en 2.880 líneas con 3.840 píxeles por línea. La transferencia de las imágenes de pantalla ancha a un almacenamiento de imagen digital se realiza a una velocidad sustancialmente lenta que en el tiempo real (1 cuadro/s) Las secuencias pueden ser mostradas, una por una, para manipulación y composición de imagen.

Técnicamente, al seleccionar una transferencia de único cuadro por segundo, el cuadro EI podrá tener tantas muestras por línea como un sistema de postproducción electrónico de tiempo real. La velocidad de transferencia digital serial de salida para cualquier especificación de resolución es reducida en 24:1.

Las imágenes son digitalizadas y almacenadas con una resolución de 10 bits para los colores RGB, con otros 10 bits asignados como una señal de llaveado, dando un total de 40 bits por muestra de imagen. Sin embargo, debido a que la transferencia y procesamiento sucede en tiempo no real, la mayor tasa de salida del sistema EI es menor que la necesaria para operar en tiempo real en el estándar SMPTE 240M 1125/60. Las imágenes procesadas salen a una velocidad de 4 cuadros/s.

Para la grabación se utilizan EBR para entregar a un negativo de cinta de 35 mm la imagen sin ningún artefacto discernible.

Kodak está reuniendo un consorcio de fabricantes y diseñadores de Software para diseñar y producir todos los elementos del sistema EI. La aplicación que anunció para el sistema está limitada, estrictamente, a la creación de efectos especiales artísticos de alta resolución en film. Por ejemplo, se podría utilizar como software VIDEO TOASTER que es un estudio de producción de video donde se pueden realizar efectos especiales.

10. Decisiones a corto plazo. La alianza apoyaba el sistema de compresión MPEG, sin embargo, el sistema DigiCipher para compresión se convirtió en su rival. La posible solución es la utilización del nuevo estándar MPEG-2 que tanto las compañías CATV, DBS y las de consumo multimedia planean utilizar como su estándar.

La tarea de seleccionar el sistema de modulación de transmisión se encuentra entre los sistemas de Zenith y del Advanced Television Research Consortium.

Según el acuerdo, el sistema final HDTV deberá trabajar con 6 tipos de formatos de visualización, incluyendo los barridos: progresivo y entrelazado a velocidades de cuadro que dependerán de cómo los distribuidores de programas transmiten sus señales. Esto quiere decir que deberá ser compatible con:

- 3 formatos que utilizan 787 líneas a barrido progresivo a velocidades de cuadro de 24, 30 y 60 por segundo;
- 2 formatos utilizando 1,050 líneas en barrido progresivo a 24 y 30 cuadros por segundo;
- 1 formato utilizando barrido entrelazado a 30 cuadros/s.

Los visualizadores pequeños podrán transformar su barrido a entrelazado, pero, los monitores superiores a los 35" deberán utilizar barrido progresivo, pues, es con pantalla ancha cuando se pueden visualizar las virtudes de este tipo de barrido.

El monitor utiliza píxeles cuadrados, la razón es la compatibilidad con las técnicas de computación.

En julio de 1,994 se esperaba poder decidir cuál es el sistema HDTV a utilizar, sin embargo, hasta la fecha en que se elaboraba este trabajo, no se había decidido por ningún sistema. En 1,995 sería aceptado por la FCC. En 1,996 se comenzarán a hacer transmisiones para los juegos olímpicos de Atlanta.

La FCC ha decidido revisar la fecha de traslado completo al sistema HDTV en 1,998, para decidir si se realiza el abandono del sistema convencional y se adopta el nuevo o si se posterga la fecha de conversión.

Para realizar la repartición de los canales simulcast se ha asumido la entrega por pares y solamente en la banda UHF.

De este modo se refuerza, psicológicamente, la mejor calidad del sistema HDTV y, además, se tiene igual área de cobertura, pero, a menor potencia (en unos 10 dB) que los transmisores NTSC, con lo cual se economizan costos y se reducen, también, las diferencias perceptivas del televidente entre las estaciones VHF y UHF.

Las antenas que se usaban en los sistemas convencionales podrán ser utilizadas para la recepción de este nuevo sistema. Como un sistema particular que mejora las características de las antenas tradicionales se puede citar Cellular vision (CV) que utilice la banda de 27.5-29.5 MHz.

Inventado por la CT&T (Cellular vision technologies and telecommunications) utiliza un ancho de banda de 1 GHz para transmitir 49 canales de 20 MHz cada uno FM. El sistema permite la transmisión bidireccional con lo cual se sientan las bases para un sistema interactivo. El sistema no presenta fantasmas u otras formas de interferencia debido a que no hay interferencia entre una celda y otra. La antena cuadrada de 4.5" puede captar la señal de rebote o directamente y no hay pérdida de la calidad de la imagen. El precio del servicio es más barato que el servicio CATV en un 40%.

11. Vista al futuro. El mayor aliciente para desarrollar HDTV es el de proveer a los hogares con una imagen nítida de pantalla ancha comparable a la

presentación de cintas cinematográficas en el teatro (cine). A pesar de esto, la prioridad primaria han sido los requerimientos para grabación de video y difusión del mismo.

El futuro desarrollo de HDTV dependerá, en gran parte, de la participación de las industrias no relacionadas con el entretenimiento. La repartición de los costos de desarrollo y producción entre varias industrias resultará, indudablemente, en una reducción de los costos de arranque de los sistemas de cable y de difusión.

Algunas de las industrias que requieren de sistemas de imagen con una definición mayor que la que proveen los sistemas convencionales son:

- impresión y publicación,
- gráficas computarizadas,
- profesión médica,
- bioquímica,
- almacenamiento y utilización de imagen y documentos,
- videoconferencia,
- monitoreo de operaciones de manufactura,
- promoción de ventas,
- entrenamiento y simulación de vuelo.

Así, las aplicaciones futuras de HDTV se extenderán más allá de lo que es la programación de entretenimiento. Gran variedad de campos industriales y educacionales encontrarán en HDTV una tecnología necesaria para alcanzar el continuo

incremento en los requerimientos de nivel de imagen.

Los laboratorios Bell estiman que para el 2,020, por lo menos, el 90% de los teléfonos de los Estados Unidos estarán unidos vía fibra óptica. Y todo resultaría más rápido si las compañías telefónicas son autorizadas a transmitir programas de televisión a través de las líneas telefónicas de fibra óptica. AT&T estima que la transferencia de información, vía telefónica, representa un negocio de unos 600,000 millones de dólares al año.

Para el próximo siglo se podrá contar con la televisión interactiva, la cual consiste en permitir una interacción directa entre usuario y servidor por medio del monitor o del teléfono.

Muchos expertos consideran que el sistema HDTV del futuro deberá basarse en la tecnología digital. Además, muchos de quienes abogan por la fusión de las funciones del televisor y el ordenador de los hogares, consideran que las 1,125 líneas no ofrecen suficiente resolución para permitir la creación de periódicos electrónicos y otras aplicaciones basadas en el texto.

Otro problema consiste en que, alrededor del 58% de los receptores, del mundo, funcionan con 50 campos por segundo.

No obstante lo anterior, los japoneses, siempre a la vanguardia de la investigación en este campo, se están preparando para un formato SHDTV (super HDTV) pues, en el

Japan Economic News julio 1990 decía: "Una nueva generación de HDTV aún más compleja que la actual, ha comenzado a ser investigada y desarrollada hoy por 11 compañías y ocho universidades... Podría ser no sólo una televisión doméstica, sino, podría usarse, asimismo, como videoteléfono y ordenador personal doméstico... Este SHDTV contaría con 2,048 líneas de exploración, permitiendo la lectura de textos como los de los periódicos en pantallas de televisión."

Un importante respaldo de este proyecto es la NTT (compañía telefónica japonesa). Se estima que este nuevo sistema SHDTV estará disponible para usos domésticos, industriales, editoriales y educativos para finales de siglo. Pero, el objetivo principal es la televisión doméstica para uso multimedia. El medio de transmisión será la fibra óptica, que tiene previsto tener instalada en todo el país para el año 2,015.

VI. EL SISTEMA HDTV EN GUATEMALA

Hablar de las consideraciones para la introducción del sistema HDTV en Guatemala significa establecer los factores que se deben tomar en cuenta y las posibles soluciones a éstos (las cuales se presentarán a lo largo de este capítulo) para llevar a la realidad la adopción del nuevo sistema de televisión HDTV en el país. Sin embargo, para introducirlo, se debe conocer el funcionamiento del sistema de televisión convencional y el funcionamiento del sistema HDTV en sí. Esto es lo que se ha tratado en los capítulos anteriores. Con este conocimiento se puede pasar, entonces, a enfrentar lo que son las consideraciones para la introducción de dicho sistema en el país.

A. Decisiones iniciales para la introducción del sistema HDTV en Guatemala.

Guatemala es un país subdesarrollado (aunque se oiga peyorativo, lo es) con una economía distorsionada, i.e. existen sectores que se encuentran en el siglo XVI y otros que están a la vanguardia de los avances de este siglo. Por otra parte, al ser un país en esta categoría, se encuentra a merced de los embates político-económicos de los países desarrollados.

Desde el punto de vista del entretenimiento visual-auditivo, existen empresas en el país con equipos y material que se puede ubicar entre los últimos 18 años. Dentro de este subsector se encuentran cuatro grupos: televisión por cable, televisión terrestre, cineteatros y arrendatarios de videocasetes. Estos grupos utilizan productos externos, es decir, que, realizan la importación de la mayor parte del material que difunden. Entre los países, fuente, se encuentran: Estados Unidos, México, Venezuela, Brasil, España, Argentina, Italia, Alemania, Taiwan, Japón y otros, en orden de importancia. La producción interior es poca, pues, se proporciona material del tipo educativo (documentales nacionales, concursos cognoscitivos y entrevistas) entretenimiento para niños (concursos) y para adultos (concursos y variedad musical en vivo) También hay producción mixta, es decir, programas realizados en el país, pero, que, utilizan material importado, por ejemplo: noticieros y programas musicales para jóvenes y adultos, contemporáneos.

Implica que si algo ocurre a estos países, Guatemala se vería afectada, fuertemente, por ello. Al respecto se puede mencionar la adopción de un nuevo sistema de televisión a nivel de países desarrollados como lo es HDTV.

Como se mencionó en el capítulo anterior, Japón posee su propio sistema, el NHK, y, ya está pensando en uno mejor, el SHDTV. Europa es un bloque que posee el producto del proyecto

Eureka, y, Estados Unidos tendrá este año su propio sistema HDTV para RTV y CATV.

Siendo Guatemala dependiente de este último, deberá hacer lo que ellos elijan a nivel de sistema de televisión. La razón principal de este hecho, es que, tanto el material de difusión como el equipo, son más baratos, debido a los bajos costos de transporte ocasionados por la corta distancia entre ese país y Guatemala, comparado con la importación europea o japonesa.

Estados Unidos planea una transmisión simultánea HDTV para RTV, con una conversión de todo el país al nuevo sistema de televisión, aproximadamente, para el 2,010 (si no hay algún atraso). Esto implica que para esa fecha, el sistema NTSC pasará a la historia de los formatos de video. Entonces, ¿qué sucederá con Guatemala? El sistema aquí es el NTSC, si deja de existir en Estados Unidos, las empresas de entretenimiento CATV, RTV y arrendatarios de videocasetes se encontrarán de repente, si no realizan la conversión al nuevo sistema, con equipo inservible, al igual que los usuarios de estos servicios. La única opción será, entonces, sobrevivir con el material proveniente de los países que conservan el sistema convencional, lo que deja solamente a América del Sur, pues, México es muy probable que rápidamente adopte el sistema TVAD americano (siglas castellanizadas de HDTV; nombre con el cual ellos conocen este sistema) y Taiwan posee los

suficientes recursos económicos para realizar la conversión a HDTV con rapidez.

El material que los países del Sur producen y que Guatemala importa son, en su mayoría, novelas y películas cinematográficas traducidas al español. Por este motivo, la programación de los canales RTV se vería reducida, provocando malestar entre la población en general. Los canales CATV NTSC americanos desaparecerían y estas empresas en Guatemala irían a la quiebra. Lo mismo sucedería a las empresas arrendatarias de videocasetes (a mayor plazo que las CATV) que ya no podrían alquilar material nuevo a los usuarios de su servicio y sólo podrían sobrevivir arrendando sus películas viejas que, por haber sido grabadas analógicamente, se encontrarán en mal estado a corto plazo, debido al uso continuo al alquilarlas.

El público que antes gozaba de este tipo de entretenimiento se volcaría, entonces, a las calles, emigrando hacia los cineteatros y otras actividades como única opción de entretenimiento visual para toda edad. Conforme la economía del país se va deteriorando, las fuentes de entretenimiento se ven afectadas, pues, los usuarios de estos servicios se repliegan hacia sectores económicos básicos como la comida, educación, vivienda, etc., intentando mantenerse en las fuentes de entretenimiento más baratas como podría ser RTV (si se posee el receptor). Esta carencia de fuente de entretenimiento en el hogar podría generar algún tipo de

malestar social, como incremento del alcoholismo, enfermedades venéreas y quizás vandalismo, pues, el ocio contemplativo es bien conocido como un medio terapéutico para mitigar las frustraciones diarias de las masas.

Este es un cuadro tétrico, pero, posible, si no se hace algo para enfrentar la transición del sistema convencional al nuevo.

Existen detractores del sistema HDTV quienes argumentan que su implementación en los Estados Unidos y el mundo será imposible, debido al elevado costo de los receptores y a la crisis económica que se vive en los Estados Unidos (para no ir muy lejos, se puede mencionar la caída del dolar por debajo del Yen en la última semana de junio de 1,994 y la escasez de empleos a todo nivel en el país). Sin embargo, las empresas que investigan y desarrollan el futuro sistema de televisión han invertido mucho capital y como buenos inversionistas no van a perder su dinero. Además, como se mencionó en el capítulo anterior, los propios congresistas, en los Estados Unidos, consideran que este sistema podría convertirse en un paliativo a los problemas económicos del país, por lo que, la única solución a la que se puede llegar es que el sistema se adoptará, pase lo que pase, pues, la presión será muy fuerte por parte del gobierno y de los inversionistas, no importando lo que diga el consumidor.

Ante esto, una opción para que las empresas CATV, RTV y arrendatarias de videocasetes sobrevivan sin que los usuarios tengan que comprar un nuevo receptor y puedan conservar los que ya tienen, por un tiempo, suficiente para realizar la conversión al nuevo sistema, es utilizar un convertidor de sistemas, i.e., un equipo que permite la conversión de una señal HDTV a una NTSC, con un nivel de calidad igual o quizás mejor que la actual y una relación de aspecto 4:3. El equipo sería costoso para el simple usuario, pero, las empresas de televisión bien podrían pagar su precio, incluido en el costo total del equipo profesional para difusión HDTV. Lamentablemente, esto sólo podría ser un paliativo para la situación, pues, es probable que queden pocas empresas que fabriquen receptores convencionales y repuestos para los mismos (por la tecnología LSI que es fabricada en algunos países específicos) por ejemplo: podría ser la zona del extremo oriente del mundo. Por otra parte, es muy probable que se realice de algún modo, presión para que no se efectúe la construcción de este dispositivo, pues, solamente provocaría el retraso de la adopción del sistema HDTV por parte de las empresas estadounidenses de televisión y europeas, haciendo peligrar lo que es el establecimiento de este sistema en esos países, a pesar de que los japoneses puedan construirlos y diseñarlos, pues, lo han hecho con diversos sistemas de prueba, HDTV.

Entonces, solamente queda para Guatemala, como opción, convertirse al nuevo sistema y preparar el mercado nacional para la adopción del mismo. Ante esta situación, solamente se pueden contemplar dos opciones para dar el servicio HDTV a gran escala: RTV y CATV.

Como medio para establecer el sistema HDTV en Guatemala, se puede pensar en canales RTV (TV Radiada), debido a que puede llegar la señal a cualquiera que disponga de un receptor y una antena, sin necesidad de incurrir en algún gasto extra. Lamentablemente, hay cinco canales en VHF y 2 en UHF y, convencer a cinco empresas que han presentado una programación no muy del gusto de muchos guatemaltecos, lo que explica la rápida emigración a CATV en la capital y en algunas ciudades del interior del país donde se ofrece este servicio, para que realicen la conversión a HDTV, es bastante difícil.

La programación característica de los canales TTV guatemaltecos es la siguiente: un canal musical, un canal religioso, dos que retransmiten la señal TVE española, uno de deportes y novelas latinoamericanas, uno de películas cinematográficas de hace tres años o más y series repetitivas y uno de variedad.

Por otra parte, hay que tomar en cuenta que nadie va a pagar por una tecnología nueva (i.e. un receptor nuevo y caro) para ver esos canales con una programación HDTV que, posiblemente, sea igual que la que presentaban en NTSC.

Este hecho es lo que ha favorecido la extensión de las empresas cableras, CATV NTSC, pues, proporcionan canales estadounidenses y mexicanos que poseen una programación más al gusto del guatemalteco y más canales que los RTV NTSC, con una calidad de imagen y sonido mejor que las de éstos (aunque hay canales nacionales que han hecho un buen esfuerzo en su control de calidad de imagen y sonido).

A pesar de estas ventajas del servicio CATV sobre el RTV, este último sería útil como medio de expansión del sistema HDTV en Guatemala, en una segunda etapa del establecimiento del sistema, pues, el costo del receptor no se encuentra al alcance de cualquier usuario de estos servicios y habría que esperar a que este precio se redujera en los Estados Unidos, debido a la gran demanda que deberá tener.

Por otra parte, desde el punto de vista del inversionista, el equipo para un servicio RTV de difusión es mucho más costoso que el de un servicio CATV de señal de satélite (en el caso en que la estación CATV desea tener un canal producido en el país se debe tomar en cuenta que se requiere de casi el mismo equipo que se usa en una estación RTV) Además, la inversión de la estación RTV se recupera por medio de la difusión de anuncios publicitarios que pasa durante su programación, mientras que la estación CATV recupera su inversión, principalmente, por cuotas de servicio mensuales que paga el usuario y en menor grado por medio del cobro a

empresas publicitarias para pasar sus anuncios en canales producidos en el país por ellos.

Por estas razones, se considera el servicio CATV como la única opción válida para la primera etapa de instauración del sistema HDTV en Guatemala.

Para realizar el estudio de las consideraciones para la implementación de este sistema en el país, se requiere pensar en: las consideraciones de mercado y las técnicas. No se pueden tomar en cuenta las consideraciones a nivel financiero y económico, pues, se carece de los datos necesarios de costos de equipo HDTV, pues, aún no se producen, ni están a la venta en los Estados Unidos y en lo que respecta a planta externa, el monto no excedería de los Q 5,000/1/ como inversión inicial, pues, se prevé que la introducción del servicio HDTV en el país, sea por medio de una empresa establecida, por lo cual, no vale la pena mencionarlos por ser datos que no tienen gran peso para estimar el capital necesario para el inicio de una empresa CATV HDTV.

/1/ Este valor se obtuvo a partir de los datos recabados en la tesis de K. Barnett (b:1989/115) en donde se ha multiplicado cada precio por un 300% de inflación y aproximando el resultado al número entero más cercano. De modo general este es un valor especulativo, pues, una empresa ya establecida requiere de ningún cambio a nivel de planta externa para proveer del servicio, a no ser que sea, para expansión o cambio de equipo defectuoso.

Este estudio incluirá lo que son ambos servicios (RTV y CATV) para cubrir todas las opciones dentro del marco de las dos etapas de implementación del sistema HDTV en el país.

B. Consideraciones de Mercado.

1. El producto en el mercado. En esta parte se analizarán las características del servicio HDTV y del bien a vender que, en este caso, es el receptor, con el propósito de definir el mercado al que pertenecen y si existe algún servicio que compita con ellos en tal mercado.

a. Producto principal. Para establecer el sistema HDTV en Guatemala se debe contar con un sistema de comunicación completo, i.e. transmisor, medio y receptor. El producto indispensable es, en sí, un sistema de transmisión HDTV, pero, para proveer este servicio, se requiere que el usuario del mismo, cuente con un receptor HDTV. Debido a que éste es un producto totalmente nuevo; para que el servicio tenga éxito, se requiere proporcionar al usuario el receptor, logrando, así, el control para una rápida expansión en la implementación total del sistema HDTV en el país.

b. Productos sustitutivos o similares. Desde un punto de vista a corto plazo, existen servicios sustitutivos al de HDTV, todos NTSC (RTV y CATV) de imagen y sonido de menor calidad, pero, evidentemente, menor costo, debido a que es un sistema ya establecido.

Ahora bien, si los planes de los Estados Unidos se llevan

a cabo, entonces, se puede decir que no existirán servicios sustitutivos NTSC al de HDTV a largo plazo, pero, dentro del sistema se encontrarán dos servicios competidores en el mercado: el servicio RTV HDTV y el CATV HDTV.

c. Productos complementarios. Desde un inicio se ha mencionado que la implementación del sistema ofrece, tanto un servicio (la transmisión HDTV) como un bien (el receptor HDTV). Como se sabe, existe una fuerte dependencia entre el transmisor y el receptor, pues, sin uno, el otro no tiene razón de ser y el sistema de comunicación sería inexistente.

Por otra parte, las estaciones CATV (tanto NTSC como HDTV) dependen, grandemente, de la recepción del material, vía satélite, y, es probable que el sistema HDTV utilice el servicio DBS que favorece al usuario por necesitar de una antena y un equipo de recepción de menor tamaño. Ahora bien, hay que hacer memoria de algo importante: los satélites domésticos estadounidenses son los que transmiten los canales premium (HBO, Cinemax, Movie Channel, Playboy Channel, Request, etc, que en este trabajo se conocen como canales tabú, por razones obvias) son los que más atraen la atención de los usuarios del servicio CATV NTSC. Sin embargo, al ser satélites domésticos, las leyes federales de los Estados Unidos impiden que se comercialice su señal fuera del país.

por lo cual, en Guatemala se hace imposible su recepción (por ser algo ilegal, no técnicamente imposible) A pesar de esto, actualmente las empresas dueñas de estos canales están planeando transferirse a satélites internacionales en una fecha aún no establecida.

Los canales que se observan en la actualidad, en CATV NTSC, en el país, vienen de satélites internacionales que tienen una huella hemisférica y transmiten en banda C unos y otros en banda Ku. La ventaja de esta última banda es que se reducen los costos del equipo receptor, pues, se reducen sus dimensiones.

A diferencia de las estaciones CATV, las RTV en el país, se encuentran supeditadas al material que importan, traducido al español y, en algunos casos, a la señal de los satélites que transmiten programas totalmente al español, los cuales pueden ser retransmidos pagando el permiso respectivo o, como se da el caso, en algunos canales que no lo hacen.

2. El área del mercado.

a. Población e ingreso. La población e ingreso se extiende a un área bien definida de la población del país. De hecho, se reduce a la capital, a los sectores residenciales que son los que iniciaron el consumo del servicio de televisión vía satélite y de televisión por cable

para el sistema NTSC.

Es en estos sectores donde se encuentran los hogares constituidos y son los principales consumidores, por estar formados por varios individuos con distintos gustos y capacidad económica.

Estos consumidores serán del tipo institucional e individual. Del primero porque saben analizar, racionalmente, los detalles técnicos, precios, calidad, disponibilidad de repuestos entre otros factores y, el otro, porque toman decisiones de compra, basados en consideraciones emocionales, como por ejemplo: la moda, la exclusividad del producto, el prestigio de la marca, etc.

Por otra parte, el ingreso por hogar constituido para tener acceso a este servicio debe ser del orden de los Q 5,000 mensuales (nivel inflacionario de salario de junio de 1,994), para poder adquirir el receptor a plazos. Por supuesto, hay que hacer constar que este requerimiento podría reducirse conforme la empresa vaya recuperando los costos de inversión y pueda expandirse, reduciendo, así, el precio del servicio.

b. Factores limitativos de la comercialización que restringen el área de mercado. Dos son los factores limitativos principales de la comercialización del servicio HDTV vía cable y ambos son alterables. El primero, es la separación existente entre las diferentes zonas

residenciales de potenciales consumidores, lo cual implicaría que la estación proveedora del servicio se encuentre en una ubicación cercana a éstas o, bien, que realice la inversión en cable coaxial extra para llegar hasta éstas, aunque se encuentren separadas por varios kilómetros, lo cual implicaría la compra de más amplificadores de línea y ecualizadores y equipo relacionado, o, usar equipo para transmisión vía microonda, pero, entonces, quedaría supeditada al control del estado por el ancho de banda a utilizar.

El segundo factor limitativo es el precio del servicio. Por supuesto, se debe tomar en cuenta que el precio inicial del servicio depende del plazo en que los inversionistas desean recuperar el capital invertido. Si es a corto plazo se tendrá un alto precio y, si es a largo plazo, se puede bajar el mismo, pudiendo ser más accesible para más consumidores. Por otra parte, se encuentra el precio del receptor, pues, si es muy elevado y no hay facilidades de pago para adquirirlo, aunque el consumidor potencial esté interesado por el servicio, no podrá adquirir el receptor y, por consiguiente, se resignará con el servicio de menor calidad del sistema NTSC, el cual tenderá a desaparecer, tarde o temprano, en el país.

En el caso de RTV ya se mencionó su gran dependencia de las empresas publicitarias que lo utilizan como medio de difusión de sus anuncios. La implementación del sistema HDTV

en servicios RTV requiere que las empresas publicitarias se conviertan a este formato, lo que implica inversión por parte de éstas, lo cual podría reducir la cantidad de empresas participantes indirectas en la implementación del servicio RTV HDTV. Si hay pocas empresas anunciantes, es posible que haya pocos anuncios (en un inicio) lo cual podría limitar a las empresas RTV HDTV a transmitir, reduciendo sus horas de difusión.

3. Comportamiento de la demanda.

a. Supuestos relativos a la evolución histórica de la demanda. Ya que el sistema HDTV es un servicio totalmente nuevo para Guatemala, no existe servicio HDTV alguno, ni bien que exista en el mercado nacional, ni halla existido antes en el país. Pero, por el hecho de ser una nueva tecnología de televisión y que se intenta implementar en el servicio CATV HDTV, se puede realizar la comparación con la historia de las empresas de televisión por cable, CATV NTSC.

Este servicio comenzó hace unos doce años en las zonas residenciales de alto nivel económico y, luego, se expandió, fácilmente, a otros niveles sociales, gracias a su bajo costo y a los canales pirateados (canales tabú). Actualmente, el servicio se extiende en gran parte de la capital y los sectores sociales de clase alta, media y baja-alta.

Lamentablemente, no se puede hacer un análisis histórico del sistema CATV NTSC, debido a que los datos estadísticos relacionados con la demanda no pueden obtenerse por razones propias a las empresas CATV, y a que el Instituto Nacional de Estadística no ha realizado este tipo de investigación. Por tal razón, solamente queda hacer una estimación de la demanda de dicho sistema a través de la observación superficial de las empresas CATV NTSC.

Para implementar el sistema HDTV vía terrestre sólo se puede pensar en los inicios de RTV NTSC, pero, no en Guatemala sino que en Europa. Esto se debe a que el sistema NTSC no tuvo antecesor, mientras que el HDTV si lo tiene (el NTSC mismo) por lo cual, el usuario no puede reaccionar de un modo esperado, ya que no puede encontrarse servicio alguno que pueda ser utilizado como base de comparación en el país. En Europa se dió cuando se estableció la conversión del sistema B/N al de PAL y SECAM color. Aquí, el gobierno tuvo que estimar el tiempo durante el cual los dos sistema coexistirían y cuándo se realizaría la conversión total al nuevo sistema, utilizando incentivos para la adquisición de los nuevos receptores, permitiendo, así, la extensión del nuevo sistema en los países PAL y SECAM (ver capítulo 4)

b. Supuestos relativos a la proyección de la demanda futura. Hay que hacer notar que, tanto para obtener estimaciones de la demanda actual, como de la futura, se debe considerar que al realizar encuestas no se puede obtener una opinión fidedigna de si se desea o no el servicio, cuando los posibles usuarios desconocen cómo es el servicio e imagen del sistema HDTV.

Por otra parte, debido a que el servicio será dedicado a satisfacer la demanda del país, se dirá que tiene un tipo de demanda interna y como se tiene la expectativa que se genere a la vez, una expansión al mercado centroamericano se dirá que tiene un tipo de demanda externa.

Al inicio del establecimiento de este servicio, la demanda se encontrará concentrada en un número pequeño de usuarios o, lo que es lo mismo, será una demanda del tipo oligopsonio y, posteriormente, se convertirá en un tipo de demanda dispersa al llegar el servicio al mercado centroamericano.

4. Comportamiento de la oferta. Uno de los aspectos en las consideraciones de mercado que suele ofrecer mayores dificultades prácticas, es la determinación de la oferta de los bienes y servicios que se están analizando y, principalmente, la estimación de su oferta futura.

La razón de esta dificultad es que no ha habido empresa alguna que halla proporcionado el servicio CATV HDTV en el país y cuando se realiza la comparación con el servicio CATV NTSC se enfrenta uno con las mismas dificultades descritas en el inciso 3 de este capítulo.

Haciendo un poco de historia, el sistema CATV NTSC tuvo bastante éxito porque proporcionaba canales de películas cinematográficas recientes y de entretenimiento para niños y para adultos (se pueden citar HBO, Cinemax, MTV, DTV, Playboy Channel entre otros). Sin embargo, las empresas de cineteatros y RTV considerando que eran amenazadas por parte de las empresas CATV NTSC presionaron para que se legislara y limitar, así, la calidad (en tipo de canales tales como los Premium) de la programación de las empresas CATV NTSC argumentando que éstos pirateaban la señal de los canales estadounidenses (lo que era cierto, en algunos casos, pero, también estos canales RTV lo hacían, también en algunos casos) quebrantando las leyes federales de los Estados Unidos.

Usando esta enseñanza histórica, al establecerse una empresa que permita la implementación del sistema HDTV, ésta podría atraer la atención de los usuarios y generar la demanda a través de la transmisión de los canales tabú, pero, para ello, habría que esperar a que las empresas dueñas de tales canales usen satélites internacionales, de esta manera el servicio CATV HDTV podría transmitir los canales tabú

en un inicio y agregar canales no tabú (que son los que se pueden recibir, actualmente, en los servicios CATV NTSC pagando la tarifa por transmitirlos) para incrementar la cantidad de canales ya sea al inicio o más adelante. Conforme otras empresas tengan capital para convertirse a HDTV (es decir adquirir el equipo en los Estados Unidos) el servicio podrá llegar a más usuarios y el mercado se encontrará con competidores. Por otra parte, si esta empresa que comenzó con la implementación del sistema en el país logra obtener la concesión única para Centroamérica de los canales tabú, podrá proveer a otras de esta señal a un precio mensual que ayude a recuperar los costos de inversión en el sistema y la publicidad del mismo. De tal modo estas nuevas empresas podrán proveer a sus usuarios de bastantes canales tabú y no tabú.

Debido a que la concesión única depende de la decisión de las empresas dueñas de los canales tabú, se deben tomar en consideración dos aspectos: en el primero se tiene la ventaja del cobro por el servicio a una sola entidad en lugar de varias (lo que favorecería la concesión) y como segundo aspecto, que podría afectar dicha concesión, es que un sólo concesionario podría servir a un número limitado de usuarios, mientras que varias empresas de cable podrían alcanzar a un mayor número de usuarios, favoreciendo las ganancias de las empresas dueñas de los canales tabú.

Sin embargo, como una estimación optimista, se puede considerar que la satisfacción de la demanda en el país puede realizarse en cuatro etapas: la primera, de 7 años de duración, en donde el servicio llega a los estratos altos y medio-altos de la sociedad capitalina. La segunda etapa, de otros 5 años, en donde el servicio llega al resto de la población capitalina clase media y baja-alta. En la tercera etapa, de 7 años, el servicio llega a las cabeceras departamentales principales y, en la cuarta etapa, se alcanza al resto de la población. La duración de esta etapa depende de factores externos a la implementación del servicio en el país, pues, la reducción del precio del receptor favorece una expansión más rápida. Por otra parte, para la presente época, ya el sistema publicitario visual que utiliza la televisión, habrá adquirido equipo para realizar sus anuncios y permitirá que empiecen canales RTV HDTV que puedan alcanzar un área mayor de cobertura que con CATV.

En el caso que se logre obtener la concesión única para toda Centroamérica de los canales tabú, se podrá contemplar una etapa de expansión de Guatemala al resto del istmo. La distribución en cada país se realizaria, inicialmente, por CATV HDTV desde la estación central en cada país hasta los usuarios. Dentro de este contexto existen dos formas de enfrentar el problema: la primera es cargar con los costos de inversión para distribuir el servicio dentro de cada país del

área centroamericana y, la otra (más económica) es otorgar el permiso en cada país para distribuir el servicio, convirtiéndose, Guatemala, en un proveedor del servicio a cada país (al otorgar el permiso para transmitir los canales tabú) y las empresas de cada país serían las distribuidoras del servicio.

Esta etapa de distribución centroamericana puede realizarse durante la segunda fase o al inicio de la tercera etapa de expansión de la implementación del servicio para Guatemala.

Por su origen, la oferta será del tipo combinada (interna-externa). Interna porque se da el servicio CATV HDTV y RTV HDTV a todo el país al igual que el receptor, y, externa, porque se dará el servicio fuera del país a toda centroamérica (por medio de la señal de los canales tabú en el caso de tener la concesión única para centroamérica de estos canales). Los dos casos corresponden a un número pequeño de productores, debido a los costos del equipo HDTV, siendo, entonces, un oligopolio.

5. Determinación del precio del producto.

a. Servicio CATV HDTV. En este estudio se trata de analizar el precio que tendrá el servicio HDTV en Guatemala, para ello, existen tres opciones que, analizadas

juntas, proveerán del precio del servicio en sí.

1) Precio existente en el mercado interno . Ya se ha mencionado con anterioridad que se puede utilizar, hasta cierto punto, el servicio CATV NTSC actual como un índice de precio al usuario. Este servicio se paga mensualmente y a un precio promedio de Q 70 actualmente.

2) Precio estimado en función de los costos de producción. Es evidente que el precio del servicio CATV HDTV debe ser, tal, que permita recuperar los costos de inversión del servicio, es decir, tanto equipo como empleados e infraestructura a un plazo de tiempo dado. Lamentablemente, hasta la fecha no se ha establecido un sistema específico HDTV en Estados Unidos, ni se ha construido equipo profesional con el nuevo sistema y menos se ha comercializado. Por esta razón, no se puede contar con los costos de producción y, por ende, no se podrá establecer el precio exacto de comercialización del servicio.

3) Precio estimado en función de la demanda. En este acápite se debe tomar en cuenta que mientras más bajo es el precio, el servicio podrá tener más usuarios y alcanzar más rápido la expansión del servicio a todo el país (siempre y cuando se cuente con el capital

necesario para satisfacer esta demanda) Sin embargo, a pesar de que sí se puede dar el servicio a gran cantidad de usuarios, éstos pueden ser limitados en número por el precio del receptor.

Con base en los tres incisos anteriores, se puede considerar un precio superior al servicio existente CATV NTSC, algo bajo, para que el nuevo servicio pueda competir con él, pero, un poco mayor debido a que es una tecnología de mejor calidad que la convencional. Aunque en el precio no se toman en cuenta los costos de inversión por carecer de ellos, es importante no olvidarlos cuando aparezca el equipo en el mercado. Por tanto, se puede decir, tentativamente, que el precio de este servicio sería mensual y podría estar entre Q 200-250 en un inicio, precio que tendría una tendencia a incrementar o decrementar, dependiendo de los costos de inversión.

b. El receptor. El precio del receptor está condicionado al mercado internacional. En Estados Unidos se considera que el precio del mismo será de unos \$ 2,000. En Guatemala éste estaría sujeto a las fluctuaciones de la moneda y a los impuestos de importación de equipo electrónico de lujo.

c. Servicio RTV HDTV. En el caso del servicio RTV HDTV, el precio de este servicio sería gratuito, tomando en cuenta la evolución del sistema RTV NTSC en el país. Sin embargo, no existe razón alguna por la cual no se pueda cobrar por dar este servicio, por lo cual, el usuario pagaría una suscripción que incluiría el precio del servicio y el alquiler de un descryptador (para evitar piratería de la señal HDTV) o pagaría la mensualidad por servicio y compraría el descryptador, originando un servicio del tipo STV HDTV (Subscription Television) vía VHF o UHF. o. un servicio del tipo MSD HDTV (Multipoint Distribution Service) que es similar al STV HDTV, pero, es en microondas, lo que impide que pueda ser recibida por los aparatos de HDTV convencionales, teniéndose que utilizar un convertidor de bajada y un descryptador en los receptores, pagando por ello, los usuarios.

El problema de esto es que no resulta muy rentable para el usuario cuando se debe pagar este servicio por uno o pocos canales de televisión, a no ser que existiera un consorcio de canales RTV HDTV o, varios, dando el servicio del tipo MMDS HDTV (Multichannel Multipoint Distribution) que es una ampliación de los MDS HDTV a varios canales. Lo anterior se logra, gracias a que se da la posibilidad de operar una misma empresa más de un canal de microondas en cada mercado. Su menor costo y el relativo número de canales ofertados

convierten al MMDS HDTV en un perfecto e idóneo sustituto de la CATV HDTV y con la ventaja de llegar con más facilidad a los usuarios sin tener que esperar que llegue hasta ellos el servicio por medio de cable coaxial.

6. La comercialización.

a. Medios de distribución. Existen varias formas de llevar el sistema HDTV hasta el consumidor: vía cable coaxial, vía radio, vía alquiler de películas cinematográficas en videocasetes, venta de las mismas y de discos láser. El uso de estas formas de distribución requiere siempre de un receptor, pero, también, se puede tener una VCR HDTV (video casetera HDTV) y un LDP HDTV (reproductor de discos láser HDTV)

Por supuesto, cuando la implementación del sistema HDTV se encuentre en sus inicios en Guatemala, se contará con pocos receptores y la distribución más eficiente será vía cable coaxial, tiempo después se puede recurrir a la distribución vía radio y, luego, distribuir películas cinematográficas en videocasetes y discos láser.

Como el establecimiento del sistema HDTV en los Estados Unidos implica la desaparición del sistema convencional NTSC, se convierte en un tema de interés nacional. Así como las empresas de cineteatros y RTV, para obtener una legislación de

derechos de autor que reducía la calidad del material de transmisión de las empresas de cable (canales tabú) bien podrían unirse las empresas RTV y CATV y pedir al congreso leyes que favorezcan el establecimiento rápido del nuevo sistema de televisión en el país.

En este punto hay que hacer notar que la población del país desconoce lo que es el sistema HDTV, por tal razón, se debe informar a los posibles usuarios del sistema, para que tengan una idea de qué es el sistema HDTV y sus bondades. Opiniones de las personas que han asistido a las exhibiciones de HDTV (diversos sistemas) en diferentes partes del mundo, concuerdan en que el impacto psicológico de ver la imagen HDTV estimula el deseo de querer comprar un receptor.

b. Almacenamiento. Para almacenar tanto el equipo que se utiliza en la planta externa (cable coaxial, amplificadores de línea, derivadores, derivadores de dos vías, derivadores de tres vías, palas, piochas y otros materiales) como equipo de repuesto de planta interna (amplificadores de bajo ruido, convertidores de bajada, descriptores, moduladores y filtros pasa bajos) y los receptores que se venderán y repuestos para los mismos, se requiere de una bodega dentro del área de la empresa para no hacer gastos de transporte.

c. Presentación al cliente. Puesto que se ha considerado que el único medio de distribución más rentable para implementar el sistema HDTV en Guatemala es por medio del servicio de televisión por cable, para captar la atención de los posibles usuarios del servicio CATV HDTV, se puede intentar convertir a los usuarios del servicio CATV NTSC al nuevo sistema. Para esto, como la empresa base para la implementación del nuevo sistema de televisión es una empresa de servicio convencional, se pueden realizar exhibiciones de HDTV para los clientes de la misma, utilizando un receptor HDTV pantalla grande, una VCR HDTV y material de paisajes con fondo de música clásica de grandes maestros (podría ser Vivaldi, Bach, Tchaikovski, Mozart o Beethoven) y películas que han sido premiadas por sus efectos especiales, todo, en una habitación que favorezca el sonido de los cinco canales del sistema, con calidad de disco compacto. Los clientes pueden ser preparados para esta exhibición de dos formas: la primera es enviar cartas de invitación anunciando que se está realizando la exhibición de un nuevo sistema de televisión que se piensa implementar en el país y que si desea saber más al respecto que puede presentarse, sin compromiso alguno, cuando lo desee y le será mostrado. La segunda, es atraer la atención de los que van a realizar sus pagos mensuales del servicio convencional, al colocar en la recepción un televisor HDTV con material de paisajes, sin audio y explicarles que se

les puede hacer una demostración del nuevo sistema, si así lo desean. Para esto se requiere de una persona que conozca el sistema y que pueda relacionarse, fácilmente, y, diplomáticamente, con los clientes potenciales.

d. Sistema de crédito al usuario. Por supuesto que habrá muchos que desearán obtener este servicio y, por consiguiente, tendrán que comprar el receptor. Para ahorrarles problemas, en un principio, la propia empresa los deberá vender, posteriormente, se podrá adquirir el receptor donde se desee (y lo vendan) Su precio será independiente de la relación dolar-quetzal, ya que es un producto importado, pero, deberá ser estable (en quetzales) a seis meses plazo. Para facilitar la adquisición a más clientes, se tendrá la opción de pagos a plazos, por ejemplo: tres años plazo, con una tasa de interés mensual baja (siempre garantizando ganancia a la empresa). Por esto último, la empresa se enfrenta con dos opciones: o consigue una financiera que se encargue del cobro de las mensualidades al cliente y del pago total del receptor, o la propia empresa puede financiar a los clientes, si cuenta con el capital suficiente para hacerlo.

e. Publicidad. Para atraer más clientes, pueden hacerse exhibiciones del sistema durante la feria nacional de noviembre y la feria internacional del mismo mes

en el parque de la industria, utilizando edecanes atractivos que tengan la capacidad de explicar a los clientes el sistema y alguna persona de la empresa que pueda aclarar las dudas más específicas de los clientes (esto requiere seleccionarlos con tiempo y darles el entrenamiento adecuado con goce de suelo). De las ferias podrán obtenerse listas de usuarios que desean el servicio. Durante estas ferias se puede realizar la publicidad de las demostraciones en televisión convencional y radio y, dentro del parque de la industria, se puede entregar a los visitantes, anuncios escritos para que visiten la exhibición del sistema.

f. Asistencia técnica al usuario. Puesto que se provee al usuario de un servicio y de un bien, éste debe contar con la asistencia técnica necesaria en esos dos sentidos. En el primero, debe contarse con personal calificado que conozca el manejo de equipo de medición digital (decibelímetro para señales digitales) los cuales pueden ser empleados de planta externa, adiestrados para este propósito por el ingeniero jefe de planta externa. En el segundo caso, que es el más delicado, es la asistencia técnica cuando el receptor funcione mal. Para esto hay dos posibilidades. Si se tiene la representación para Guatemala, de la marca de televisores que se va a vender, se puede contratar personal que tiene mucha experiencia reparando receptores NTSC y darles

adiestramiento, ya sea por parte de un ingeniero enviado a los Estados Unidos a recibir entrenamiento por parte de la casa matriz de los televisores, o, que la casa matriz envíe a una persona que pueda dar entrenamiento a este personal.

La otra opción, es, si no se tiene representación alguna, que un ingeniero que conozca cómo funciona el sistema, adiestre a los nuevos técnicos y cuando éstos no puedan reparar el televisor, se encargue él del receptor. Si él no puede repararlo, deberá enviarse a los Estados Unidos para su reparación, representando un incremento en los costos de reparación para el usuario. Por tal razón, es preferible la primera opción.

C. Consideraciones técnicas.

Debido a que en Guatemala el servicio HDTV en su inicio se proporcionará por CATV, la duración de la programación sería la misma que en los Estados Unidos y México. En cambio, en el caso de RTV se tendría la ventaja de comenzar con transmisiones de 12 horas diarias y, luego, extenderlas a 24 horas.

1. Tamaño. Los factores que pueden limitar el tamaño del proyecto son, en su orden de importancia: la capacidad financiera, los problemas institucionales y la capacidad administrativa.

a. Capacidad financiera. La capacidad financiera limitaría el tamaño del proyecto en el sentido de que se requeriría, obligatoriamente, una cantidad fija de inversión para la adquisición de los receptores-monitores (televisiones) y transmisores para proveer del servicio y otra parte se utilizaría para la compra de cable coaxial y otros materiales de planta externa y los receptores para los usuarios (en el caso del servicio CATV HDTV). Para empresas RTV HDTV no se requiere de cable coaxial, pero, sí de antenas y torres para emplazar los repetidores y cubrir un área mayor. Si hay limitantes financieros, por supuesto que se deberá comprar menos cantidad de material y equipo de planta externa,

con lo cual se reduciría el área abarcada por el servicio.

b. Problemas institucionales. El único problema institucional que podría afectar el tamaño del servicio es el impuesto de importación para equipo electrodoméstico (el receptor). Por lo general, este impuesto es el que incrementa, exorbitantemente, el costo de los televisores actuales. Si este impuesto se redujera o anulara para un tamaño de receptores HDTV entre 35 y 40 pulgadas se podría reducir el precio al consumidor, lo que favorecería la expansión del sistema con mayor rapidez.

Por otra parte, para favorecer la expansión del sistema, en el país, se pueden otorgar ciertos incentivos fiscales para las empresas que den este servicio ya sea RTV o CATV.

Se podría crear una ley que otorgue ciertas frecuencias específicas para los servicios de televisión en RTV o como MMDS o MDS o CARS-LO (Cable TV Relay Service Local distribution) la cual es un medio de enviar la señal de las CATV vía microonda, para suministrar una señal HDTV a distintos sistemas de cable alejados, físicamente.

c. Capacidad administrativa. La capacidad administrativa, hasta cierto punto, no limita el tamaño de cobertura del servicio CATV HDTV. Puesto que la mejor opción para implementar en su inicio el sistema HDTV en

Guatemala sería utilizar una empresa CATV NTSC ya establecida y que llegara a las zonas residenciales clave (de clase económica acomodada) se podría usar el personal ya existente para que también maneje el nuevo sistema, economizando, así, la contratación del personal nuevo y, sólo si la cantidad de trabajo fuera demasiado, se emplearía nuevo personal, cosa que al principio no haría falta.

2. Proceso de servicio. Este es el proceso por medio del cual se obtiene el servicio que se va a proveer.

- a. Descripción del servicio CATV HDTV. Como ya se dijo, en una etapa inicial se utiliza un servicio de televisión de alta definición por cable. El material básico se obtiene de los satélites americanos HDTV (canales tabú y no tabú) y los canales mexicanos convertidos a este sistema.

La señal de todos estos canales se recibe en diferentes antenas parabólicas (una por cada satélite) y se debe contar con un LNA por tipo de polarización en cada antena. Dependiendo de las curvas EIRP (potencia isotrópica efectivamente radiada) de los satélites para Guatemala, se elige un nivel de relación portadora/ruido (carrier to noise ratio o CNR) superior a 2 dB, en una tabla que da el valor CNR en función del nivel EIRP y del valor de temperatura de ruido

del LNA para un tamaño de antena parabólica dado, obteniéndose, así, el tamaño de la antena y la temperatura de ruido del LNA a usar.

Elegidos éstos, se selecciona un convertidor de bajada de frecuencia de microonda a 900-1500 MHz. Seguido, se utiliza un derivador de señal, donde la señal recibida es dividida en n salidas, cada una correspondiente a una entrada del receptor de cada canal a captar. Estos receptores deben poseer un punto umbral de menos de 8 dB para la CNR. Este punto umbral corresponde al nivel CNR por encima del cual la recepción de video es lineal, es decir, la SNR es lineal con CNR, mientras que por debajo del punto umbral no es lineal y el ruido se suela con mayor facilidad. Mientras más bajo es el punto umbral, mejor es la calidad del receptor y mayor su precio.

Como los canales con que se cuenta para comenzar el servicio HDTV son del tipo de pago, es evidente que así como en el sistema NTSC son encriptados para evitar la piratería de la señal, para el sistema HDTV se hará lo mismo. Por tal razón, a la salida del receptor (uno con FI intermedia de 450-950 MHz para los canales scrambleados para reducir a la mitad del ancho de banda del canal y mejorar la CNR del sistema) se utiliza un desencriptador. Hay que tomar en cuenta que se pueden incluir canales que no vengán encriptados, si los hay.

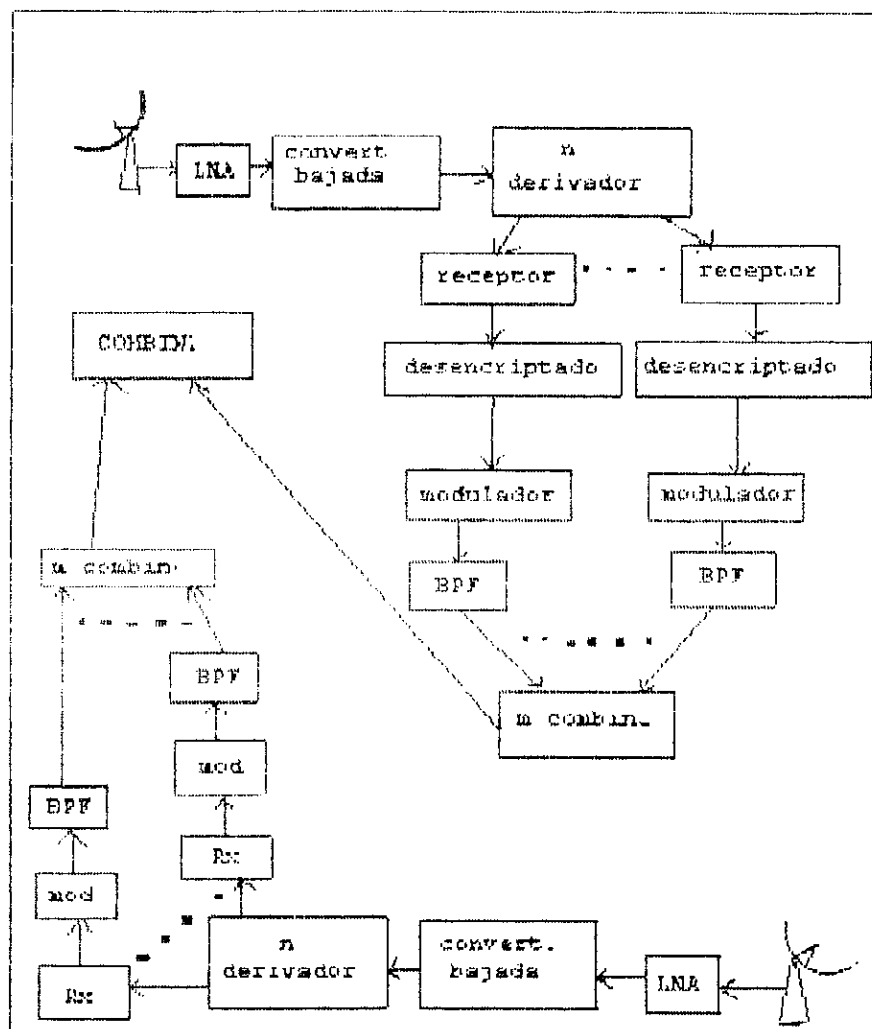


Figura 5.1 Diagrama de bloques de una estación CATV HDTV

Después del descriptador sigue el modulador. Para ahorrar costos, se pueden utilizar moduladores corrientes cuando la señal sea muy buena y agregar seguido de ellos BPF específicos para ese canal, acercándose así y en algunos casos superando las características espectrales de los moduladores más finos. Estos BPF pueden lograr hasta -55 dB de rechazo del sonido del canal inferior y -60 dB del canal superior y

representar una enorme disminución en la posibilidad de saturación de un amplificador.

La salida del modulador es combinada con las de los otros moduladores para ser transmitida, vía cable coaxial.

b. Descripción del servicio RTV HDTV En el capítulo

1 se describió cómo es un transmisor RTV NTSC. De lo dicho en el capítulo 4 solamente se puede extrapolar, grosso modo, cómo será el transmisor RTV HDTV.

El equipo de material fuente de donde se obtiene el material para realizar la transmisión es el siguiente: varios VTR, un convertidor películas cinematográficas de 35 mm a video (opcional) varios VCR HDTV, equipo para recepción de señales vía satélites de televisión extranjera, un editor electrónico, cámaras en los estudios de grabación y cámaras de filmación en vivo (equipo ENG y EFP) un SEG (Signal effect generator), un titulador de video y un llaveado de Croma, también se puede contar con un ordenador y software que pueda soportar con el procesamiento de esta señal HDTV de banda ancha para realizar efectos especiales. Para audio se requiere de un mixer de audio, micrófonos, un grabador editor con disco magneto óptico (para efectos especiales de audio) y un ecualizador de audio de varias entradas y salidas.

Todas estas señales entran a los conmutadores donde se controlan los materiales, fuente, utilizando varios monitores

color para ver el tipo de material que se maneja y una consola de control computarizada para elegir el material que se va a transmitir. Para las cámaras se debe contar con una consola de control de cámaras con monitores de cada una para controlar los posibles ángulos que se cubren con éstas en el estudio de grabación, y, un generador de sincronismo para todas las cámaras, controlado por ordenador.

La señal seleccionada para transmitir ingresa al bloque que corresponde a los circuitos de procesamiento HDTV, donde la señal analógica es convertida a digital y procesada junto con el audio digitalizado para formar la señal HDTV de 6 MHz, la cual pasará al modulador digital de frecuencia portadora, asignada al canal y, luego a una sola antena STL (Studio Transmitter Link) sin requerir de una red diplexora, para ser transmitida vía microonda desde el estudio al transmisor VHF o UHF colocado en el cerro Alux. En este bloque se cuenta con monitores de control de imagen a transmitir y de señal a transmitir.

En el caso de tener un servicio tipo STD HDTV, se puede utilizar ya sea el mismo equipo de las empresas CATV HDTV (para retransmisión de señal de canal extranjero) o de las empresas RTV (para producción nacional) solamente que a la salida, antes del modulador (para VHF o UHF) se coloca un encriptador para proteger la señal de piratería (como la señal es digital se puede utilizar un ordenador para realizar el

encriptado) En el caso del receptor se deberá proveer al usuario con un desencriptador para que pueda gozar de la señal STV HDTV.

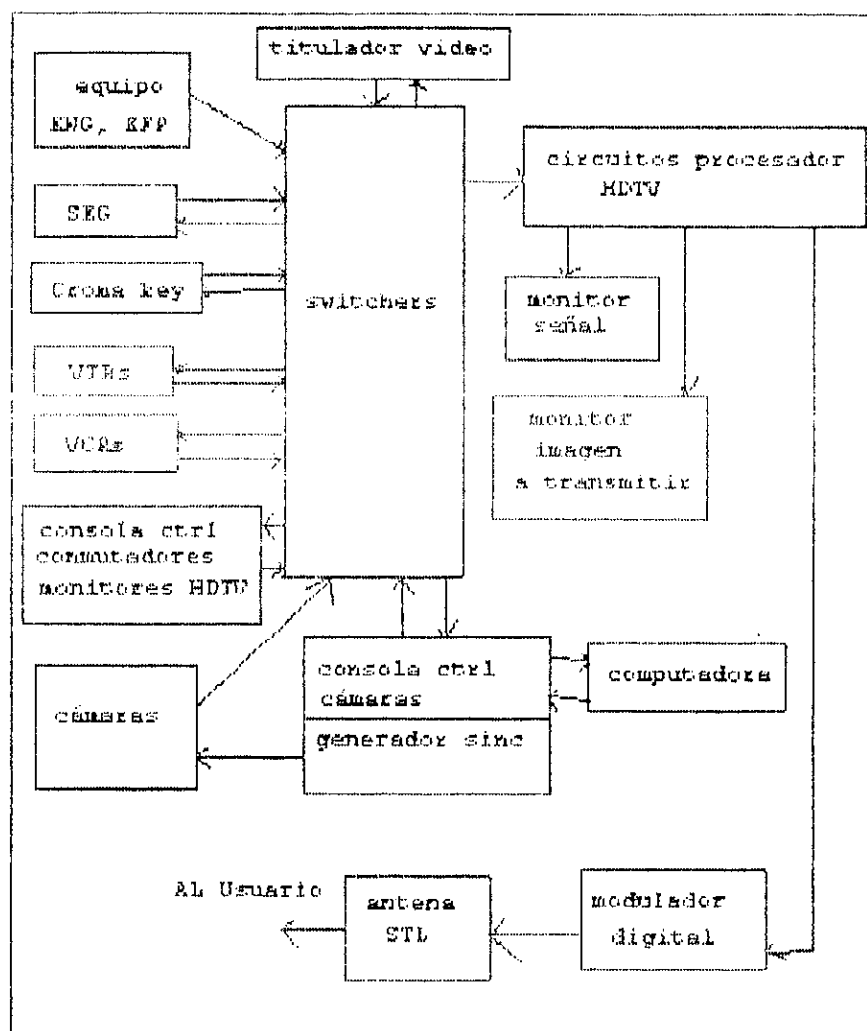


Figura 5.2. Diagrama de bloques del sistema RTV HDTV

Cuando se trata de un servicio tipo MSD HDTV se usa en el estudio el mismo equipo que en STD HDTV con la única diferencia de que el modulador utiliza una portadora en el

rango de las microondas. En el receptor, aparte del desescrambler se requiere de un convertidor de bajada y de un tipo de antena para microondas (tipo parabólica) con su respectivo LNA.

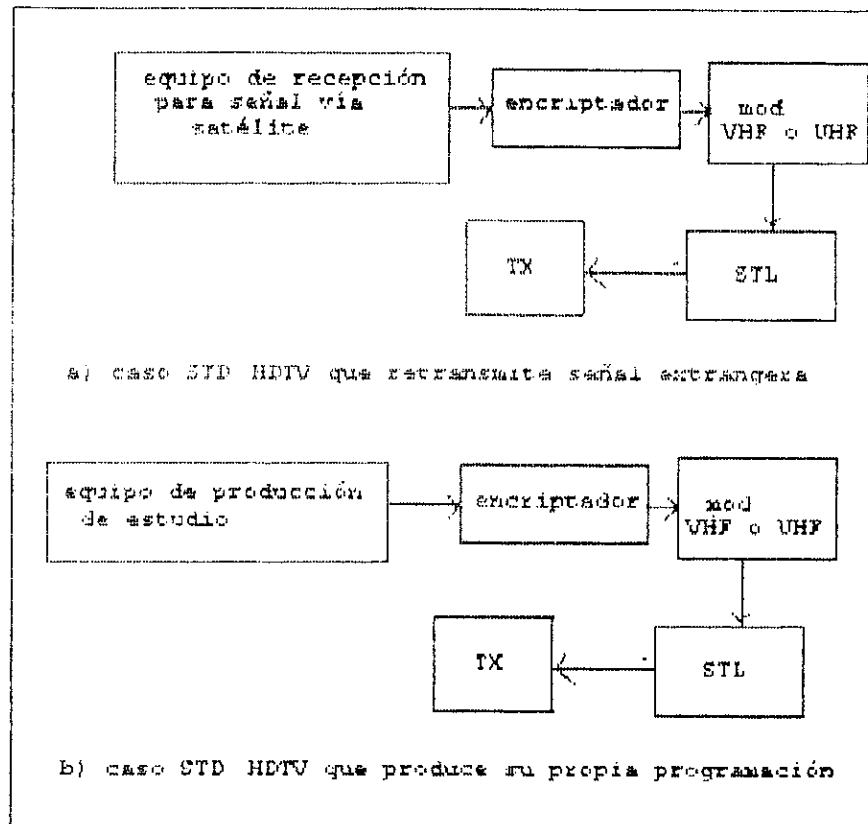


Figura 5.3 Diagrama de bloques de transmisor STD HDTV

Cuando se trata del servicio tipo MMSD HDTV se utiliza el mismo equipo del servicio anterior, pero, aplicado a varios canales, es decir, que, se transmiten varios canales multiplexados en frecuencia en el rango de las microondas.

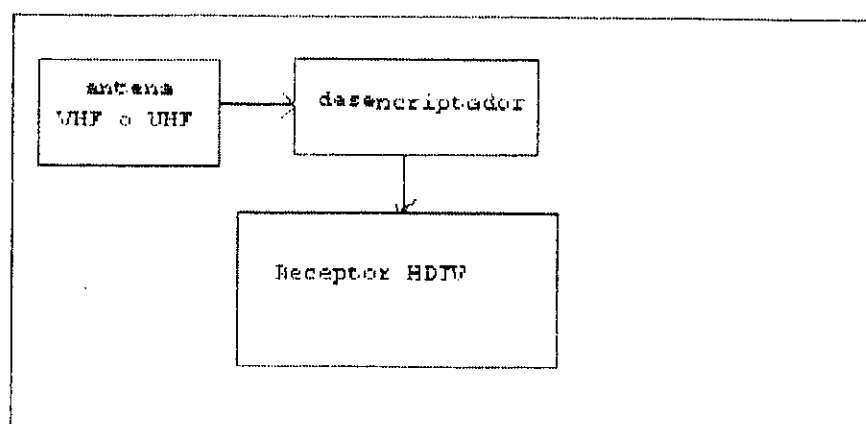


Figura 5.4 Diagrama de bloques de receptor STD HDTV

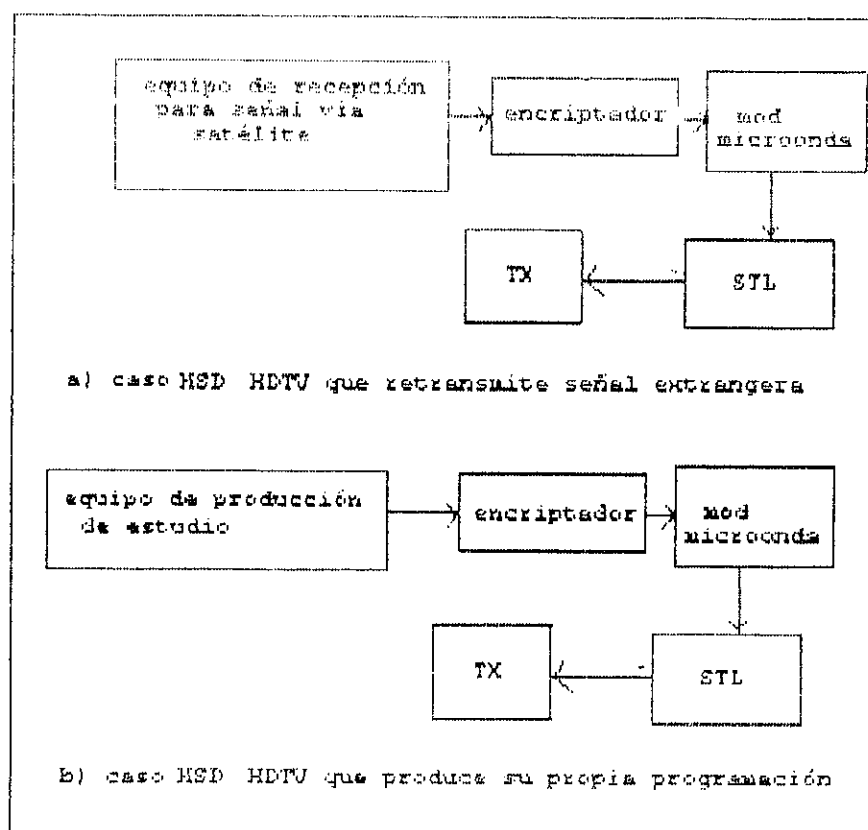


Figura 5.5 Diagrama de bloques de transmisor MSD HDTV

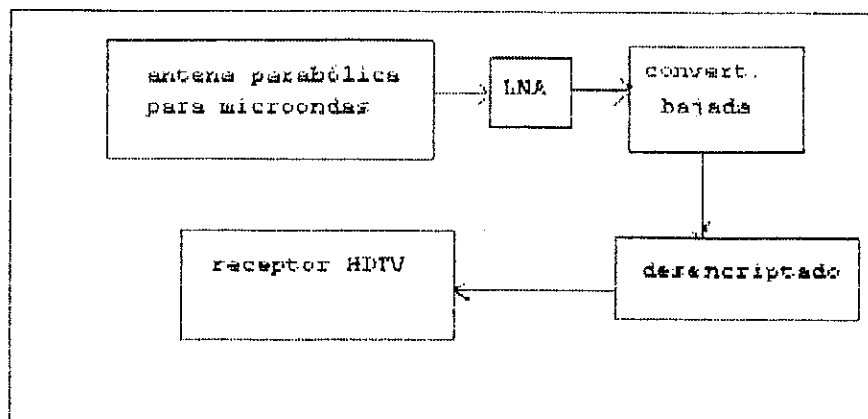


Figura 5.6 Diagrama de bloques de receptor MSD HDTV

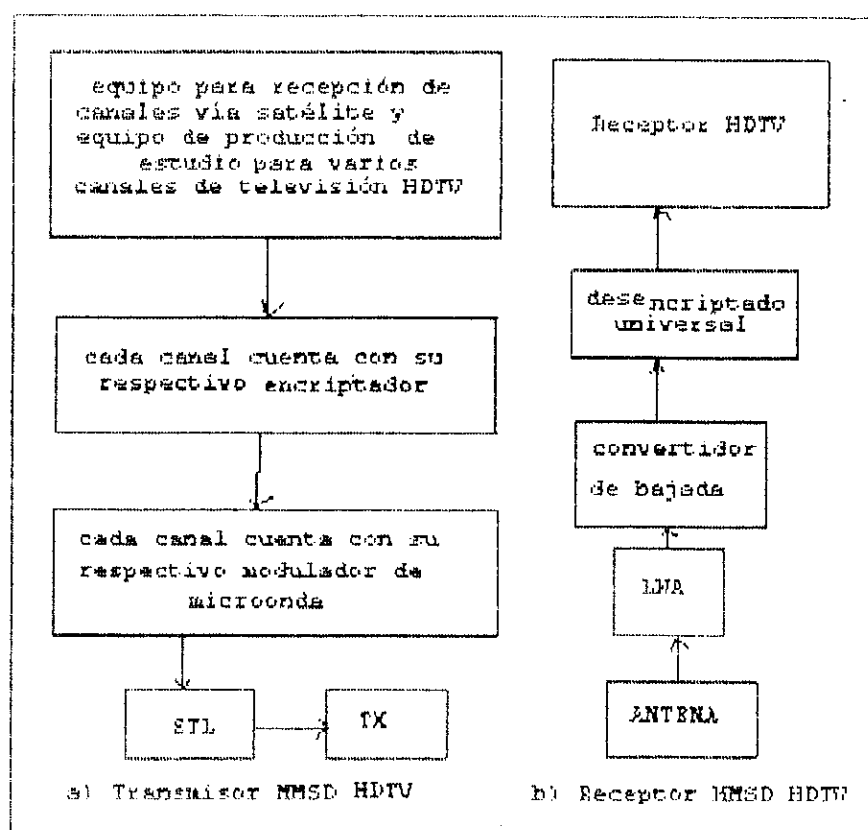


Figura 5.7 Diagrama de bloques de transmisor y recetor MMSD HDTV

En el receptor se cuenta con un equipo igual que en el receptor MSD HDTV, pero, con un descriptador universal que descripta todos los canales (que para ahorro de hardware utilizan el mismo encriptado) y los transmite en las bandas UHF para no interferir con los canales locales ya establecidos. La manera más barata para la implementación de este tipo de servicio es que el usuario pueda elegir los canales que desea ver por servicio MMSD HDTV utilizando un control remoto dirigido hacia el descriptador universal. Dentro de éste, el canal seleccionado es descriptado y, luego, transmitido en una frecuencia fija (por lo general se usa el canal 4 en VHF) así no se tiene por qué interferir con los canales de cable (excepto el 4) ni con los locales de UHF y VHF.

c. Descripción del medio de distribución.

1) Medio de distribución para CATV HDTV. Debido al ancho de banda del sistema HDTV se debería utilizar un espacio en el espectro, para un canal, del equivalente a 5 o 6 de los canales NTSC. Ante esto se consideraba que si se iba a realizar la transmisión por cable tendría que utilizarse fibra óptica. Sin embargo, gracias a los esfuerzos para tener una transmisión en canales RTV sin eliminar algunos, se logró reducir el ancho de banda del

sistema digital a 6 MHz, el ancho de banda de un canal NTSC.

Por esta razón el medio que se utilizaba para canales CATV NTSC puede utilizarse para los del sistema nuevo, pudiendo aprovechar, así, lo que es la planta externa de las empresas CATV NTSC para llevar la señal HDTV.

El rango disponible para transmitir canales CATV HDTV oscila entre los 54-402 MHz, o, sea, un ancho de banda de 348 MHz.

La disposición de canales es la siguiente: del 2 al 6 (banda 54-88 MHz) banda baja de cable, del 54 al 59 (88-108 MHz) y del 00 al 01 (108-120) superbanda media de cable, del 14 al 22 (120-174 MHz) banda media de cable, del 7 al 13 (174-216 MHz) banda alta de cable. Los canales que siguen al 13 se conocen como la superbanda de cable, canales 23 al 53 (216-402 MHz) Esto significa que se pueden transmitir hasta 62 canales de cable. Sin embargo, para transmitirlos se debe utilizar un cable RG 500 de alto costo.

Existen grandes empresas CATV NTSC que, actualmente, transmiten 50 a 55 canales NTSC. Una buena opción es utilizar este ancho de banda para transmitir en un inicio, tanto canales HDTV como NTSC, hasta que desaparezcan los NTSC y sólo se transmitan HDTV. Esto implica reducir la cantidad de canales NTSC a unos 25 y transmitir unos 27 HDTV, por ejemplo. Entonces, los receptores NTSC podrán captar la señal NTSC y los HDTV la señal HDTV. Se recomienda el uso de BPF a la

salida de cada modulador para limitar el ancho de banda de cada canal y reducir, así, las interferencias entre cada canal. También hay que tomar en cuenta que algunas de estas grandes empresas piensan utilizar cable de fibra óptica para realizar su distribución, por lo menos, entre centros de distribución que se encuentran a grandes distancias el uno del otro (lo que reduce los costos de equipo de amplificación y ecualización)

Los amplificadores de línea para gran capacidad de canales deben tener una frecuencia de corte de 3 dB de 410 MHz y 55 dB de ganancia para reducir el número de conexiones. En las líneas secundarias se recomiendan amplificadores de 25 dB de 54-900 MHz. En la línea se utilizan derivadores de ancho de banda de 5-500 MHz. Entre cada amplificador no deben usarse más de cuatro derivadores, el último a más de 100 metros del siguiente amplificador.

La línea debe transportar una señal de 40 dBmV para evitar interferencias con las señales locales de los canales RTV NTSC. Para compensar los cambios de atenuación por cambios de temperatura se ajusta, lo más cercano posible, a 55 dBmV a la señal durante la noche. Uno de los principales factores de deterioro de la señal es la interferencia provocada por el ingreso de radiofrecuencias extrañas a través de malas conexiones o daños físicos al cable, incluyendo cortes y tensados muy apretados. El medio más eficaz de control de

interferencia es la comparación de canales de cable con canales locales, específicamente, el 3, 7 y 11. Si las diferencias entre los canales 2, 8, 12 y 3, 7 y 11 es mayor de 35 dB no habrá problema alguno. Para diferencias menores a 30 dB se recomienda localizar la falla, inmediatamente. El origen de estas fallas es, por lo general, cerca de un amplificador, una unión o un ecualizador localizado a menos de 100 metros. Si es menor de 20 dB, entonces, hay un fuerte corte del cable.

Para reducir daños a la señal, se utiliza silicón en pasta, que seca para formar un tipo de hule, protegiendo tanto taps como conectores de la humedad.

El único equipo de medición a usar será un decibilímetro para señales digitales.

Ya se explicó que las etapas de expansión para la implementación del sistema de HDTV en Guatemala iban desde la capital hasta el interior, y, hacia centroamérica.

Cuando se habló de expansión en la capital se mencionó que, en un inicio, se lograba por medio del servicio CATV HDTV. Para abarcar los sectores residenciales desde las clases acomodadas, económicamente, hasta las clases baja-alta se tiene un área de cobertura bastante esparcida. Hay dos formas de hacerlo: la primera, es considerar la participación de varias empresas CATV HDTV que puedan competir, libremente,

por el mercado y, la segunda, que lleguen a un acuerdo entre ellas y se repartan por sectores la capital (lo cual no sería una competencia honesta, pero, útil).

Para alcanzar sectores alejados se puede llegar vía cable coaxial de una estación central a una repetidora, o, se puede utilizar un enlace de microondas para la comunicación con la repetidora, dando, en este último caso, un servicio tipo CARS-LO y quedando supeditada la empresa a las decisiones que toma el organismo estatal encargado de realizar la repartición y asignación del espacio espectral aéreo en la región de las microondas.

Este servicio tipo terrestre (por usar ondas electromagnéticas que viajan por el aire) podría ser difícil de implementar dentro de la capital, debido a la cantidad de empresas que utilizan este espacio espectral para realizar sus comunicaciones. Sin embargo, podría ser más viable y una opción más económica para enviar la señal de los canales tabú y no tabú hacia el interior de la república en vez de recibir con antenas dirigidas hacia los satélites la señal de estos canales. Las estaciones dentro de la república podrían recibir por medio de antenas parabólicas dirigidas hacia las estaciones de relevo, la señal de los canales tabú y no tabú que proviene de la capital. Esto requeriría de enlaces de microondas para llevar la señal a todos estos puntos del país y equipo de alta frecuencia y gran ancho de banda (talvez unos

360 MHz).

Para el resto de Centroamérica solamente se deben establecer estaciones receptoras de los satélites de televisión en cualquier lugar de estos países al igual que la estación guatemalteca, con la única diferencia que si estas estaciones son manejadas por la empresa guatemalteca no requieren autorización alguna para transmitir los canales tabú (por tener la concesión única para el istmo centroamericano) Hay que hacer notar que para los canales no tabú sólo se requiere pagar derechos de autor a las empresas dueñas de los canales que se desean ver.

En el caso en que sean manejadas por empresarios no guatemaltecos, la estación receptora será, técnicamente, igual que cualquier estación CATV HDTV, con la única diferencia que para transmitir los canales tabú debe tener la autorización de la empresa que posea la concesión para toda Centroamérica de la señal de estos canales. En el caso en que nadie posea la concesión de los canales tabú, solamente habrá que hacer tratos con los Estados Unidos, pagando los derechos respectivos.

2) Medio de distribución para RTV HDTV. En el caso de las empresas RTV, el medio de distribución es el espacio aéreo que no requiere de ningún mantenimiento. Lo único que se debe tomar en cuenta es el

mantenimiento de la antena transmisora cuya potencia de transmisión según los expertos en HDTV, puede ser menor que la que poseen actualmente para la misma área de cobertura los canales NTSC. Para recibir la señal, han argumentado en Estados Unidos que no se requiere de un cambio de antena por lo que se puede conservar la que se utiliza en el sistema NTSC para el receptor. En el caso del transmisor, el sistema de la antena cambia, pues, ya no se requiere de una red diplexora, pues, tanto el audio como el video son digitales y se encuentran multiplexados en el tiempo, por lo que solamente se necesita de una antena para transmitir toda la información. La antena de enlace estudio-transmisor (STL) será para microondas y altamente direccional para llegar hasta el transmisor ubicado en el cerro Alux. Este tipo de antena se puede utilizar en todos los sistemas de televisión de alta definición: RTV, STV, MSD y MMSD. La diferencia entre uno y otro es la antena transmisora que será específica para cada frecuencia portadora y para el ancho de banda necesario (VHF, UHF y microondas).

3) Medio de distribución alternativo para CATV HDTV.

En los Estados Unidos se está dando una fusión de medios a nivel de la línea telefónica. Las empresas de cable NTSC pueden tener acceso a la red telefónica para transmitir sus programas televisivos a la audiencia, vía

teléfono. El receptor de este servicio debe ser algo especial, pues, se considera que debe tener un sintonizador de 750 MHz para sintonizadores HRC e IRD (sistemas de transmisión de televisión vía cable que difiere del radiado por la frecuencia de la portadora de video en un pequeño valor en comparación con la portadora de video del RTV) Por otra parte, utiliza un descompresor MPEG-2 para video y audio.

La ventaja de este servicio es que permite la interactividad, pues, las redes son bidireccionales. Como aplicación para HDTV tendría unas desventajas a nivel de ancho de banda de las redes telefónicas, pues, si bien, un canal NTSC puede reducir su ancho de banda de 6 MHz a 2 MHz o, menos, utilizando técnicas de compresión digital de imagen, el canal HDTV ya comprimido ocupa los 6 MHz, con lo cual se limita la cantidad de canales que pueden ser distribuidos por este medio al usuario. Sin embargo, es una opción viable, pues, todo depende del ancho de banda que pueda soportar la red telefónica para competir con el servicio de televisión NTSC. Un detalle interesante de este tipo de servicio es que, como se mencionó en el capítulo anterior, Japón ya lo ha contemplado para la extensión de su futuro sistema de televisión SHDTV.

En Guatemala, la red telefónica podría utilizarse para proveer el servicio de CATV NTSC a los usuarios, pero, que pueda proveer un servicio CATV HDTV es muy dudoso a corto

plazo, pues, requiere una mayor modernización de la planta externa, lo que implica gran inversión.

d. El receptor. El receptor que se proveerá en un inicio a los usuarios del nuevo sistema, tendrá un tamaño de diagonal de 35 a 40 pulgadas y una relación de aspecto de 16:9. Más adelante, el usuario podrá adquirir, si lo desea, receptores mayores, ya sea importándolos o adquiriéndolos en las empresas que se dedicarán a la venta de receptores HDTV.

Dada la evolución de los servicios de televisión CATV y RTV y de los receptores de los mismos, es bastante probable que el receptor HDTV posea una entrada disponible para conexión de cable (cable ready) que permita la conexión de cable coaxial para CATV o RTV. En el caso de este último, se conecta la antena de 300 Ω a un convertidor de impedancias de 300-75 Ω para salir con cable coaxial hacia el receptor.

Como el sistema HDTV norteamericano contará con cinco canales de sonido, el receptor tendrá la capacidad de tener 5 bocinas para permitir la sensación de cine (home theater) con un subwoofer y dos canales para sonido frontal (derecho e izquierdo) y otros dos para sonido posterior (derecho e izquierdo) creando una sensación de sonido envolvente en el usuario. El receptor deberá contar con entradas de video tipo RGB y entradas y salidas de audio para interconectar con otros

equipos.

Como medio extra se puede decir que para tener un equipo de entretenimiento audio-visual casero, realmente, completo, se requiere de los siguientes equipos: un receptor HDTV, un receptor A/V, un DAT player, un CD player, un laser Karaoke para HDTV, una VCR HDTV, un LDP HDTV, una computadora para edición de video HDTV con su software tipo Video Director for Windows o Microsoft Video for Windows y software y hardware para video interactivo tipo Indeo Video, un modem, una línea telefónica, una video printer HDTV, un generador de efectos especiales, una camcorder, un sistema LaserActive, un CDI y un 3DO y un buen equipo de bocinas. Todo este equipo especificado para sistema de video HDTV. Además, se puede incluir en la lista un sistema Supermind para Ciberespacio y un sistema de audio virtual para Ciberespacio.

El sistema Supermind, desarrollado por el laboratorio de investigación de la mente, utiliza pulsos de luz secuenciales a partir de los lentes que utiliza el usuario, y, sonidos en frecuencia, generados por una computadora, los cuales sincronizan los patrones cerebrales, llevando al usuario a un estado alterado de conciencia. La máquina lleva al cerebro a un patrón alfa/teta (ondas cerebrales entre los 4-10 Hz) que es el estado óptimo para relajación profunda y percepción de imágenes mentales, pudiendo disfrutar de diferentes fantasías u otros resultados mentales.

binaural, ayudado por computadora que muestrea el sonido en 360°, en el estilo que lo hace el oído humano. Cuando se cierran los ojos y se escuchan los sonidos que nos rodean por un instante (sonidos que nos proporcionan información acerca del medio que nos rodea) el cuerpo responde, físicamente, juzgando la proximidad del sonido en un instante. Al escuchar el material grabado, el audio virtual reproduce esta proximidad (fenómeno conocido como efecto psicoacústico) Esto se logra cuando un sentido es engañado con un estímulo que no es real y los otros sentidos le siguen, creando una sensación de estar presenciando el hecho. Este sistema requiere de un par de audífonos.

Todo este equipo se puede considerar como lo ideal para un sistema de entretenimiento casero, la forma como se conecta no se muestra porque depende de las características de los equipos y de los fabricantes y, muchos de ellos, existen para formato NTSC, pero, aún no han sido convertidos al formato HDTV, sin embargo, es seguro que en un futuro cercano las compañías que fabrican estos dispositivos los introduzcan al mercado en el nuevo formato de video. Por otra parte, algunas personas que son exigentes con su equipo de entretenimiento casero tienden a desear módulos de cada parte del equipo, por ejemplo, se podría agregar equipo DSP (digital signal processor) DAC (convertido digital analógico) DTI (digital transmission interface) para mejorar la calidad del sonido

digital al convertirlo a analógico, amplificadores de audio y de video, sintonizador para FM y AM y otros tantos equipos. Sin embargo, el usuario puede decidir si le es necesario o no y conservar, solamente, lo que le sea adecuado y se encuentre al alcance de su cuenta bancaria.

VI. CONCLUSIONES

1. Definitivamente la televisión es un campo en el que la ingeniería electrónica y las telecomunicaciones están altamente involucrados y, conforme la tecnología digital y el desarrollo de semiconductores han evolucionado, se ha hecho inevitable que el campo de la televisión comience a emigrar hacia el área digital.
2. A pesar del mejoramiento de los dispositivos analógicos utilizados en televisión, aún no se puede eliminar el ruido que agregan a las señales. Sin embargo el uso de tecnología digital permite prácticamente (según lo desee el diseñador del equipo digital) eliminar el ruido en las señales, permitiendo imágenes más nítidas y un sonido de mejor calidad.
3. La digitalización de una imagen permite realizar procesamiento de la misma según lo desee el usuario, utilizando la capacidad que posee una computadora, dando una respuesta a aquellos que exigían una mejora en lo que se refiere a señal de video y audio.
4. La mayor ventaja del sistema digital de televisión de alta definición sobre el sistema tradicional es su casi total

inmunidad al ruido, permitiendo hacer múltiples copias de una misma cinta sin degradación de la imagen y sonido, haciendo posible tener como producto final, una grabación de igual calidad que la original.

5. El sistema digital de televisión de alta definición permitirá una mayor versatilidad en las producciones de cine y televisión al proporcionar una mayor facilidad y rapidez de operación, reducción de costos de producción y una grabación, y, posterior difusión, de alta calidad.
6. Si bien, una imagen digitalizada tiene mejor calidad e inmunidad al ruido comparada con el sistema analógico, presenta el problema de ocupar un ancho de banda mucho mayor que su contraparte analógica. Para reducir este ancho de banda ocupado, se recurre a la eliminación de redundancias y se hacen las predicciones de píxeles, lo que se conoce como compresión de imagen, obteniendo, la misma, de la calidad deseada.
6. El sistema de televisión de alta definición, completamente digital, mejorará al sistema actual proporcionando una mayor relación de aspecto, mayor tamaño de pantalla, imagen de la calidad de las cintas cinematográficas de 35 mm y sonido digital envolvente de calidad de disco

compacto y posibilidad para adaptarse a toda una serie de servicios multimedia.

7. La ventaja del sistema digital de televisión es que se puede buscar una compatibilidad entre distintos sistemas de televisión, analógicos (NTSC, PAL y SECAM). En el caso del sistema de televisión de alta definición, el establecimiento del mismo debería implicar un sistema único para el mundo entero, sin embargo, el desarrollo del mismo ha mostrado la coexistencia de tres sistemas distintos: el Japonés (analógico), el Norteamericano (digital) y el Europeo (analógico)
8. Para la industria electrónica y de semiconductores de Estados Unidos, el sistema de televisión de alta definición, completamente digital, constituye la esperanza de salir de la crisis donde se encuentran, y tomar mercados internacionales de electrónica de consumo. También servirá para paliar el déficit del presupuesto nacional y dar empleos, produciendo dinero americano con mano de obra americana.
9. Si bien, en un inicio este nuevo sistema de televisión será costoso, con el tiempo se justificará la inversión inicial, no sólo por tener un menor costo operativo, sino,

también, por su mejor calidad.

10. Conforme vaya mejorándose la tecnología y se incremente la producción de equipo HDTV, tanto los precios de los equipos de estudio como de los receptores HDTV se reducirán y estarán al alcance de una mayor cantidad de usuarios.
11. En Guatemala, el uso de equipo digital para televisión ya es un hecho, tanto en los estudios profesionales como en los receptores. Sin embargo son sistemas híbridos pues siempre utilizan tecnología analógica en algunas de sus etapas. Actualmente, algunas estaciones de televisión contemplan la emigración a un sistema totalmente digital convencional (NTSC), que es lo que está sucediendo ahora en los Estados Unidos. En cuanto a receptores, los productos que se venden en el país llegan a sistemas IDTV.
12. Las empresas de televisión, Guatemaltecas pioneras en la aplicación de los avances tecnológicos, han sido siempre las que proporcionan el servicio CATV. Por tal motivo y, por la historia de la evolución de este servicio en el país, se considera que éstas deberán ser las que inicien la emigración hacia el sistema HDTV cuando llegue el momento de adoptarlo en el país.

13. El servicio RTV deberá comenzar en una cuarta etapa de expansión para cubrir la capital y llegar a algunas regiones donde puedan adquirir el receptor HDTV.
14. La forma de expansión del sistema de televisión de alta definición se realizará en cuatro etapas: sectores residenciales acomodados de la capital, sectores menos acomodados de la capital, cobertura a toda la capital y cobertura a nivel nacional. Como etapa extraordinaria se puede considerar una expansión del sistema hacia toda Centroamérica.
15. La adopción del sistema de televisión de alta definición implica el reemplazo sistemático de todo el equipo de producción de estudio convencional (NTSC) y del equipo de transmisión, a excepción de la antena, pues, será una tecnología totalmente digital y con ancho de banda mucho mayor, requiriendo el uso de fibra óptica para la interconexión entre equipos. Por otra parte, también implica la adopción de nuevos receptores de televisión, pues, los sistemas HDTV y NTSC coexistirán en forma simultánea por un tiempo, al menos.

VIII. RECOMENDACIONES

1. Toda empresa vinculada con la producción, transmisión y difusión de televisión debe mantenerse informada y seguir de cerca la evolución del sistema de televisión de alta definición, tanto en los Estados Unidos como en el resto del mundo, ya sea a nivel tecnológico como comercial. Al mismo tiempo, debe comenzar a pensar, con tiempo, sobre las posibles opciones que tiene cuando se elija un sistema Único y se fije plazo para la conversión total hacia el nuevo sistema de televisión.
2. La transición hacia el nuevo sistema de televisión debe ser en forma continua, que garantice, por un tiempo, la coexistencia del sistema convencional y del nuevo de televisión para proteger, tanto a las estaciones productoras como a los poseedores de receptores convencionales, pero, dando un mayor apoyo a lo que es el nuevo sistema de televisión.
3. Se recomienda que las empresas que comiencen a transmitir con el nuevo sistema de televisión, se encarguen de vender al usuario el receptor correspondiente, dándoles facilidades financieras como: pago a tres años plazo, con baja tasa de interés.

4. Es necesario que las empresas de televisión y las que se dediquen a vender los receptores, den entrenamiento, tanto a los operadores como a los técnicos que habrán de trabajar con el equipo digital, a fin de aprovechar las ventajas del sistema.
5. Se recomienda que las empresas que se encarguen de vender los receptores HDTV, proporcionen entrenamiento a técnicos para que puedan reparar los receptores que tengan desperfectos, sin necesidad de enviarlos al extranjero para su reparación.
6. Para reducir el precio del receptor en el país se recomienda que, en forma legal, sean reducidos los impuestos de importación para los receptores que se encuentren dentro de un rango de tamaño de diagonal. Este rango dependerá de los monitores HDTV más pequeños que se fabriquen en el mundo, los cuales, posiblemente, estén entre las 25" y 30".

IX. GLOSARIO

ACTV: siglas inglesas que significan Televisión Avanzada Compatible.

Acuadag: recubrimiento de grafito que sirve para recuperar los electrones del cañón electrónico. Se utiliza tanto en los tubos de captación, como en los tubos de imagen.

ADCT: siglas que significan Transformada Discreta Coseno Adaptativa.

ADM: siglas que significan Modulación de Delta Adaptativa.

ADTV: siglas inglesas que significan Televisión de Definición Avanzada.

AFPC: siglas inglesas que significan Control Automático de Frecuencia y Fase.

AGC: siglas inglesas para identificar al control automático de ganancia.

AHFC: siglas inglesas para identificar al control automatico de frecuencia horizontal.

AM-BLV: siglas inglesas para identificar una señal de amplitud modulada con banda lateral vestigial.

AM-SC: siglas inglesas para identificar una señal de amplitud modulada cuya portadora ha sido eliminada.

ATC: codificación adaptativa de transformada.

ATV: siglas que significan Televisión Avanzada.

BCH: siglas que identifican al código Bose-Chaudhuri-Hocquenhen.

BER: siglas que identifican la Tasa de Error de Bit. Indica el número de errores que se dan.

BLPF: siglas inglesas que significan Filtro Butterworth Pasa Bajos.

BHPF: siglas que significan Filtro Butterworth Pasa Altos.

BPA: siglas que significan Amplificador Pasa Banda. Es un amplificador que trabaja dentro de una banda específica de frecuencias.

BPF: siglas que significan Filtro Pasa Bajos.

BTC: siglas que identifican a la Codificación de Bloques Truncada.

CAC: siglas que identifican al Control Automático de Color. Es un AGC para los amplificadores de la sección de croma.

Canal conversión: canal de 6 MHz que la FCC entrega a todas las estaciones autorizadas a transmitir señales HDTV.

Canal reversión: canal de 6 MHz que hoy en día poseen las estaciones de televisión para transmitir señales NTSC y que deben devolver cuando se halla hecho la transferencia al sistema HDTV en Estados Unidos.

CAQ: siglas que significan Cuantificación de Area Constante.

CARS-LD: siglas que significan Servicio de Distribución Local de Relevé de Televisión por Cable.

CATV: siglas para Televisión por Cable.

CCITT: comité consultativo internacional de telefonía y telegrafía.

CD: siglas que identifican al Disco Compacto.

CDC: siglas que indican Circuito de Contabilidad Regresiva. Circuito que por medio de contadores de bajada sintetiza las frecuencias de barrido horizontal y vertical.

CDI: siglas que identifican al Disco Compacto Interactivo.

Células bipolares: células que se encuentran entre los fotorreceptores de la retina y los axones de las células del nervio óptico. El papel que desempeñan es el de enrutamiento de las señales provenientes de la retina.

CNR: siglas inglesas que identifican a la Relación de Portadora a Ruido.

CK: siglas que identifican al Supresor de Color.

Compansión: abreviatura de Compresión y expansión.

Configuración EC: configuración transistorizada donde el emisor va conectado a tierra.

Corriente diente de sierra: corriente eléctrica cuya forma es de una señal diente de sierra.

CS: método Catmull-Smith para realizar la rotación de una imagen en forma separable.

CTV: siglas que significan Televisión de Color.

CTVR: siglas para identificar al Receptor de Televisión a color.

Cuantificación burda: tipo de cuantificación donde los pasos son grandes.

Cuerpo peniculado: conjunto de laminillas que reciben los mensajes nerviosos desde el quiasma óptico y que los envía hacia la corteza visual y otras partes del cerebro. Es como una estación de relevo, que enruta los mensajes nerviosos.

DA: siglas que significan Amplificador de Distribución.

DBS: siglas para identificar a la Teledifusión Directa vía Satélite creada por la RCA.

DCC: siglas para identificar al Cassette Compacto Digital.

DCT: siglas que identifican a la Transformada Discreta de Coseno.

DFD: siglas que significan Diferencia de Cuadro Desplazado (temporalmente).

DFT: siglas que identifican a la Transformada Discreta de Fourier.

Diferencia de color: señales de color cuyo valor se obtiene al realizar la diferencia entre las señales de color básicas RGB de la siguiente forma R-G y B-G.

DM: siglas que indican Modulación Delta.

DMD: dirección de mínima distorsión.

DMS: siglas inglesas para Fuente Discreta Sin Memoria. Fuente cuyos elementos son un conjunto finito e independientes uno del otro.

DST: siglas que identifican a la Transformada Discreta Seno.

DVCR: siglas para identificar a la Grabadora Digital de Video Cassettes.

DVI: siglas que identifican Video Digital Interactivo.

EBR: siglas para identificar a la Grabación por Rayo Electrónico.

EDTV: siglas que identifican Televisión de Definición Extendida.

EI: siglas que significan Sistema Intermedio Electrónico, desarrollado por Kodak para post-producción de película cinematográfica.

EIRP: siglas que significan Potencia Efectiva Isotrópica. Es un valor que describe la relación entre la potencia del satélite y el tamaño de las antenas emisoras y receptoras. Su visualización es en forma de curvas de nivel en dB.

Entrebloque o Interbloque: tipo de codificación que realiza la predicción de un pixel z_0 a partir de los pixeles de otros bloques.

Escala IGS: siglas que significan Escala de Grises Mejorada. Es una escala de variaciones de luminancia que bajo evaluación subjetiva es una escala lineal.

FCC: siglas que identifican a la Comisión Federal de Comunicaciones.

FD: siglas que significan diferencia entrecuadros.

FI: siglas que identifican Frecuencia Intermedia.

Filtro BLV: filtro de Banda Lateral Vestigial. Tipo de filtro que permite el paso de una banda lateral (por lo general la superior), mientras que solamente una parte de la otra banda deja pasar.

Filtro PB: filtro que permite el paso de señales cuya frecuencia sea menor a un valor prefijado por el propio filtro.

Fo: fibra óptica.

Fotón: quantum luminoso.

FSS: siglas que identifican al Servicio de Satélite Fijo. Son satélites de menor potencia que los DBS y transmiten en las bandas C y K.

F-stop: nivel de apertura de una lente.

Función sinc: función matemática que se obtiene como el cociente de $(1/x)\text{sen}x$.

GP: siglas de polinomio generador para códigos cíclicos.

HDTV: siglas que significan Televisión de Alta Definición.

HLPF: siglas para identificar al Filtro Pasa Bajos Horizontal.

HT: siglas que identifican a la Transformada de Hadamard.

IDTV: siglas que identifican a la Televisión de Definición Mejorada.

IHPF: siglas que significan Filtro Ideal Pasa Altos.

ILPF: siglas que significan Filtro Ideal Pasa Bajos.

Interbloqueo: la predicción del pixel z_0 se realiza con los pixeles que lo rodean dentro de un mismo cuadro.

ISO: organización internacional de estandarización.

IRE: siglas que significan Instituto de Radio Ingenieros. Organismo antecesor de la IEEE.

JPEG: estándar de compresión para imágenes congeladas.

KLT: siglas que identifican a la Transformada de Karhunen-Loeve.

LD: siglas para identificar al Disco Láser.

LDF: siglas para identificar a un Filtro Lineal Dispersivo. Tipo de filtro lineal cuya función de transferencia es exponencial.

LDP: Siglas para identificar al Reproductor de Discos Láser.

Ley de Weber: Sea ΔL un incremento a penas perceptible del nivel de luminancia de un fondo L_0 , entonces el cociente $\Delta L/L_0$ es una constante cuando la luminancia del fondo L_0 es igual a la luminancia L_0 del área que rodea a este fondo.

LNA: Siglas para identificar al Amplificador de Bajo Ruido.

LPF: Siglas que identifican al Filtro Pasa Bajos.

LSI IC: Siglas que identifican una tecnología y que significa Circuito Integrado de Integración a Gran Escala.

Llaveado de croma o Croma Key: Equipo para cambiar el color de fondo de una imagen. Permite superponer una imagen en otra.

MAT: muy alta tensión.

MADM: Siglas que significan Modulación Delta Adaptativa Modificada.

mdf: Siglas que significan Función Media de Distorsión.

MDS: Siglas que significan Servicio de Distribución Multicanal Multipunto.

MMDS: Siglas que significan Distribución Multicanal Multipunto.

MSE: Siglas que significan Error Medio Cuadrático.

MSPE: Siglas que significan Error Predictivo Medio Cuadrático.

Minimización: proceso matemático donde se calcula el valor de la variable que anula la primera derivada de la función bajo análisis y hace positiva su segunda derivada.

Micrómetro: unidad de longitud equivalente a una millonésima parte de un metro.

NTSC: sistema de televisión preponderante en América de 525/2:1/60.

PAL: sistema de televisión caracterizado por 625/2:1/50.

OTC: codificación de transformada ortogonal.

MTF: Siglas que significan Función de Transferencia de Modulación.

Pan and scan: Movimiento horizontal y vertical que debe realizar la cámara de televisión para poder captar una película cinematográfica y seguir la acción en un monitor 4:3.

PD: Siglas que identifican a la Distribución de Probabilidad.

PDCP: Siglas para identificar al Reproductor de Disco Compacto para Fotografía.

PDCR: Siglas para identificar al Grabador de Disco Compacto para Fotografía.

PDQ: Siglas que significan Cuantificación Diferencial Predictiva.

pdf: Siglas que identifican a la Función de Densidad de Probabilidad.

Pel o Pixel: Abreviatura de Elemento de Imagen.

PIP: Siglas en inglés para imagen sobre imagen. Método en el cual se puede colocar en el receptor una imagen que llena la pantalla (imagen principal) y en una esquina coloca una pequeña imagen que permite visualizar otra fuente de video (otro canal) o VCR por ejemplo.

PNC: Siglas que identifican al Código de Seudo Ruido. Código de máxima longitud cuyas características espectrales y correlación son parecidas a las del ruido seudo aleatorio.

PRN: Siglas para el Ruido Seudo Aleatorio.

Proceso de mensaje estacionario: Conjunto de señales de mensaje que verifican un proceso estacionario.

Quantum: equivalente a una diferencia de niveles adjuntos de energía en un átomo. Este puede equivalerse a un fotón.

Relación de aspecto a ruido: Indica el cociente entre el ancho y la altura de la imagen. También es utilizado para indicar la relación entre el ancho y la altura de la pantalla del receptor.

Retraza: traza de retorno en un barrido de imagen.

RGB: Conjunto que representa los valores triestimulares rojo (R), verde (V) y azul (B).

RLC: Siglas que significan Código de Longitud de Serie.

RS: Siglas para identificar el Código de Reed-Solomon.

RTV: Siglas para identificar al Receptor de TV.

RTVD: Siglas para identificar al Receptor de TV color.

Secam: sistema de televisión 625/2:1/50.

Señal C: señal de crominancia.

Señal Y: señal de luminancia.

SHDTV: Siglas que identifican al sistema de Televisión de Super Alta Definición.

Simulcast o simultáneo: Forma de realizar la transmisión de dos sistemas de televisión sin que interactuen uno con el otro, en forma paralela.

Sincronismo H: sincronismo horizontal.

Sincronismo V: sincronismo vertical.

SOC: Siglas que identifican al Sistema Optico Centrado. Conjunto de lentes que han sido alineados ópticamente para captar una imagen.

SS-QAM: Siglas para identificar un formato de modulación de cuadratura de amplitud de espectro conformado.

Subportadora PAF: Subportadora de frecuencia de fase alterna. Son subportadoras que pueden ocupar un lugar en el volumen de Nyquist con fases opuestas pero a la misma frecuencia.

S-VHS: Formato de video para Videocassettes que mejora la resolución de la imagen, por encima del formato VHS.

STV: Siglas para identificar Televisión de Suscripción.

Transferencia TF: Es la transferencia desde una cinta de VTR a una de película.

TV-Terrestre: Término con el cual designa la FCC a la TV que utiliza como medio de distribución el espacio aéreo; también es conocida como RTV (TV Radiada).

TVAD: Siglas para identificar a la Televisión de Alta Definición.

TWTA: Siglas que significan Amplificador de Tubo de Ondas Viajeras. Es un amplificador de tubo electrónico altamente complejo que opera con muy altas frecuencias, en el rango de los GHz. Para la amplificación, las señales, la de entrada junto con otra frecuencia creada por el TWTA, viajan a través del tubo en forma helicoidal de tal manera que la frecuencia original es amplificada al final del trayecto.

Ultor: Nombre que recibe el ánodo del cañón del tubo de imagen y del tubo de captación. Como requiere de alto voltaje, se usa una conexión externa en forma de capuchón, la cual va conectada a la ampolla de vidrio del tubo.

VCD: Siglas para identificar al Video Disco Compacto.

VCR: Siglas para identificar a una Grabadora de Video Cassettes.

Video línea: una línea horizontal de imagen transformada a video señal.

Video señal: señal eléctrica equivalente a la imagen captada por la cámara de televisión.

VDP: Siglas para identificar a un Reproductor de Video Disco.

VDR: Siglas para identificar a la Reproductora de Video Discos.

Visión fotópica: Visión que se da en luz brillante.

Visión escotópica: Visión que se da en luz de baja intensidad.

VLPF: Siglas para identificar al Filtro Pasa Bajos Vertical.

VQ: Siglas que identifican a la Cuantificación Vectorial.

VSB: Siglas para identificar un tipo de modulación de Banda Lateral Vestigial.

VTR: Siglas para identificar a la Grabadora de Video Cinta.

WHT: Siglas que identifican a la Transformada de Walsh-Hadamard.

WT: Siglas que identifican a la Transformada de Walsh.

W-VHS: Formato de VHS para pantalla ancha (16:9).

YIQ: Componentes de luminancia (Y), y de crominancia (Q e I).

YUV: Señales de luminancia Y y de diferencia de color U,V.

X. BIBLIOGRAFIA

- Acker, D. "Digital television effects and control" NAB Broadcast Engineering Conference proceedings: 1993 175-179.
- Ang P., P. Ruetz y D. Auld "Video compression makes big gains" IEEE Spectrum (E.E.U.U.): 28 (10): 1991 16-19.
- Arnold, J. y M. Cavenor. "Improvements to the constant area quantization bandwidth compression scheme" IEEE transactions on communications (E.E.U.U); 29 (12): 1981 1818-1823.
- Barba, J., N. Scheinberg, D. Schilling, J. Garodnick y S. Dadidovici. "A modified adaptative delta modulator" IEEE transactions on communications (E.E.U.U); 29 (12): 1981 1767-1785.
- Barbero, M., S. Cucchi y M. Stroppiana "A bit rate reduction for HDTV transmission" IEEE transactions on circuits and systems for video technology (E.E.U.U); 1 (1): 1991 4-13.
- Barnett, K. Propuesta para la realización de un sistema de televisión por cable. Facultad de Ingeniería. Universidad de San Carlos de Guatemala. 134 pp. 1998
- Barry, J. "Small dish, big picture" Video magazine (E.E.U.U); 17 (5): 1993 30-34.
- Beachman, F. "The next 15 years" Video magazine (E.E.U.U); 17 (6): 1993 76-82.
- Boot, S. "Cable television without the wire" Popular mechanics (E.E.U.U); 171 (3): 1994 58-60.
- _____ "Flat vision" Popular mechanics (E.E.U.U); 1994 170 (12): 38-40.
- Bostian, C. y F. Bostian "Technical information and the 1989 debate about high definition TV" IEEE transactions on profesional communications (E.E.U.U); 34 (4): 1991 206-210.

- Brainard, R. "Low resolution TV: Subjective effects of
1967 noise added to a signal" The Bell system
technical journal (E.E.U.U); 46 (1): 233-
260.
- Brown, G. y D. Luck "Principles and development of color
1953 television systems". RCA review. (E.E.U.U);
14 (2): 144-204.
- Butterworth, B. "How MPEG works" Video magazine
1994 (E.E.U.U); 17 (7): 42-44.
- _____ "Time machine" Video magazine
1994 (E.E.U.U); 17 (10): 50-54.
- _____ "Designing the first hi-def deck" Video
1994 Magazine (E.E.U.U); 17 (11): 34-38.
- Callahan, E. y C. McGrath "Digital transmission
1994 fundamentals for cable engineers" NCTA
Technical papers (E.E.U.U.); 350-363.
- Chang, V. Fundamentos teóricos de lógica difusa (fuzzy
1993 logic) y su aplicación a sistemas
electrónicos. Universidad del Valle de
Guatemala. Facultad de Ciencias y
Humanidades. (Guatemala): 135 pp.
- Chang, W. y J. Gibson "Smoothed DPCM codes" IEEE
1991 transactions on communications (E.E.U.U.);
39 (9): 1351-1359.
- Chen, K. "Zenith, AT&T team up for HDTV R&D" IEEE
1989 Spectrum (E.E.U.U); 26 (5): 27
- Daut, D, R. Fries y W. Modesting "Two dimensional DPCM
1981 image coding based on an assumed stochastic
image model" IEEE transactions on
communications (E.E.U.U.); 29 (9): 1365-1378.
- DeMarsh, L. "Colorimetry for HDTV" IEEE transactions on
1981 consumer electronics (E.E.U.U); 37 (1): 1-6.
- Devarajan, V. y K. Rao "DPCM coders with adaptative
1980 prediction for NTSC composite TV signals"
IEEE transactions on communications
(E.E.U.U.); 28 (7): 1079-1084.

- De With, P., M. Breeuwer y P. Van Grinsven "Data
1992 compression systems for home-use digital video
recording" IEEE Journal on selected areas in
communications (E.E.U.U.); 10 (1): 97-119.
- Ditlea, S. "The big squeeze" Video magazine
1994 (E.E.U.U.); 17 (5): 42-46.
- Eng, K. y D. Yue "Time compression multiplexing of
1981 multiple television signals in satellite
channels using Chirp transform processors"
IEEE transactions on communications
(E.E.U.U.); 29 (12): 1832-1840.
- Epstein, D. "Colorimetric analysis of RCA color
1953 television system" RCA review (E.E.U.U.); 14
(2): 227-258.
- Fujio, T. "High definition television systems: desirable
1981 standards, signal forms, and transmission
systems" IEEE transactions on communications
(E.E.U.U.); 29 (12): 1882-1991.
- Galindo, W. Viabilidad de la aplicación del sistema
1991 digital para la difusión de TV abierta en
Guatemala. Universidad de San Carlos de
Guatemala. Facultad de Ingeniería.
(Guatemala). 74 pp.
- Gluyast, T. "Television transmitter considerations in
1954 color broadcasting" RCA review (E.E.U.U.);
15 (3): 312-334.
- Goldberg, M. y L. Wang "Comparative performance of
1991 pyramid data structures for progressive image
transmission" IEEE transactions on
communications (E.E.U.U.); 39 (4): 540-548.
- Goldberg, R. "The laser's edge" Video magazine
1993 (E.E.U.U.); 17 (5): 36-38.
- Gonzalez, R. y R. Woods Digital image processing.
1992 (E.E.U.U.). Massachusetts, Addison-Wesley
publishing company. 716 pp.
- Goodall, W. "Television by Pulse Code Modulation" The
1951 Bell system technical journal (E.E.U.U.); 33
(1): 33-49.

- Guía para la presentación de proyectos. ILPES. 13a. edición. Siglo Veintiuno Editores. 230 pp.
1985
- Grob, B. Televisión práctica y sistemas de video
1990 España, Marcombo S.A. 453 pp.
- Habibi, A. "An adaptative strategy for hybrid image coding" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 28 (7): 1085-1088.
1981
- Hashimoto, H. y T. Matsuoka "Digital separation and reconstruction of NTSC signals" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 28 (7): 1085-1088.
1980
- Haykin, S. Digital communications John Wiley & Sons. E.E.U.U., N.Y. 545 pp.
1990
- Hazrad, H. "Deep dish" Sound and image (E.E.U.U.); 3 (2): 15-16.
1993
- Healy, D. y D. Mitchell "Digital video bandwidth compression using block truncation coding" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 29 (12): 1809-1817.
1981
- Inoue, S., S. Kageyama, H. Uwabata y Y. Yasumoto "Encoding and decoding in the 6 MHz NTSC compatible widescreen television system" IEEE transactions on circuits and systems for video technology (E.E.U.U.); 1 (1): 49-58.
1991
- Iwade, Y. "Analysis of distortion in a PAM-FM television transmission and application to the MUSE signal" IEEE transactions on broadcasting (E.E.U.U.); 37 (3): 89-96.
1991
- Jain, J. y A. Jain "Displacement measurement and its application in interframe image coding" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 29 (12): 1799-1808.
1981
- Jurgen R. "High definition television update" IEEE Spectrum (E.E.U.U.); 25 (4): 56-62.
1988
- _____ "Consumer electronics" IEEE spectrum (E.E.U.U.); 26 (1): 59-60.
1989
- _____ "Chasing Japan in the HDTV race" IEEE Spectrum (E.E.U.U.); 26 (10): 26-30.
1989

-
- 1990 "Consumer electronics" IEEE spectrum
(E.E.U.U.); 27 (2): 39-40.
-
- 1991 "Consumer electronics" IEEE spectrum
(E.E.U.U.); 28 (1): 65-68.
-
- 1991 "The challenge of digital HDTV" IEEE Spectrum (E.E.U.U.); 28 (4): 28-31.
-
- 1992 "Consumer electronics" IEEE spectrum
(E.E.U.U.); 29 (1): 52-53.
-
- 1992 "Digital video" IEEE spectrum (E.E.U.U.);
29 (3): 24-30.
- Kao, Y., L. Lee, T. Lin, F. Verahrami y D. Power "Time
1991 multiplexed video transmission system: A
bandwidth efficient technique for high quality
television transmission via satellite" IEEE
transactions on communications (E.E.U.U.); 39
(3): 434-439.
- Kell, R. y A. Schroeder "Optimum utilization of the
1953 radio frequency channel for color television"
RCA review (E.E.U.U.); 14 (2): 133-143.
- Kim, D. y S. Lee "Image vector quantizer based on a
1991 classification in the DCT domain" IEEE
transactions on communications (E.E.U.U.); 39
(4): 549-556.
- Kinoshita, K. y T. Nakashashi "Optical digital
1991 transmission of HDTV signals for contribution
use" IEEE transactions on broadcasting
(E.E.U.U.); 37 (3): 83-88.
-
- 1992 y T. Nakashashi "A 130 Mb/s compact HDTV
codec based on an motion adaptive DCT
algorithm" IEEE journal on selected areas in
communications (E.E.U.U.); 10 (1): 122-129.
- Koga, T., Y. Iijima, K. Iinuma y T. Ishiguro
1981 "Statistical analysis of an interframe encoder
for broadcast television signal" IEEE
transactions on communications (E.E.U.U.); 29
(12): 1868-1875.
- Lambert, M. TV and video technology. New York,
1990 Bookwright press. 47 pp.

- Levine, M. "HDTV's grand alliance" Video magazine
1994 (E.E.U.U.); 17 (5): 34-36.
- Luther, A. "You are there... and in control" IEEE
1988 Spectrum (E.E.U.U.); 25 (9): 45-50.
- Mancisidor, A. Radio y television España, Barcelona.
1990 Paraninfo S.A. 289 pp.
- Mandl, M. Principio de las comunicaciones electrónicas.
1990 España, Barcelona. Marcombo S.A. 389 pp.
- Modestino, J., D. Daut y A. Vickers "Combined source-
1979 channel coding of images using the block cosine
transform" IEEE transactions on
communications (E.E.U.U.); 27 (11): 1644-1659.
- Modestino, J. y D. Daut "Combined source channel coding
1979 of images" IEEE transactions on
communications (E.E.U.U.); 27 (1): 1644-1659.
- Mounts, F. "Low resolution TV: an experimental digital
1967 system for evaluating bandwidth reduction
techniques". The Bell system technical
journal (E.E.U.U.); 46 (1): 167-198.
- Mueller, C. Luz y visión Colección científica de Time-
1971 Life. México. Offset multicolor S.A. 176 pp.
- Murakami, H., Y. Hatori y H. Yamamoto "Comparison
1982 between DPCM and Hadamard transform coding in
the composite coding of the NTSC color TV
signal" IEEE transactions on communications
(E.E.U.U.); 30 (3): 469-479.
- Nasiopoulos, P., R. Ward y D. Morse "Adaptative
1991 compression coding" IEEE transactions on
communications (E.E.U.U.); 39 (8): 1245-1254.
- Netravali, A. y B. Haskell. Digital pictures. New York.
1991 Plenum Press. 586 pp.
- Netravali, A. y C. Rubinstein "Luminance adaptative
1979 coding of chrominance signals" IEEE
transactions on communications (E.E.U.U.); 27
(4): 703-709.

- Okano, F., Y. Fujita y K. Mitani "The dual green pickup experiments for a compact HDTV camera with three-2/3 inch CCD's" IEEE transactions on broadcasting (E.E.U.U.); 37 (1): 17-23.
1991
- Orozco, F. "El láser disc" Electrónica Hoy (México); 2 (7): 32-37.
1993
- Pirsch, P. "Design of DPCM quantizers for video signals using subjective tests" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 29 (9): 990-1000.
1981
- Pratt, W. Digital processing 2nd. ed. New York. John Wiley & Sons. 692 pp.
1991
- Pritchard, D. y R. Rhodes "Color television signal receiver demodulators" RCA review (E.E.U.U.); 14 (2): 205-226.
1953
- Sack, E. "A clearer picture of HDTV" IEEE spectrum (E.E.U.U.); 26 (12): 8.
1989
- Schreiber, W. y R. Buckley "A two channel picture coding system: II-Adaptative companding and color coding" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 29 (12): 1848-1858.
1981
- Sears, F. y W. Zemansky Física general 5a. ed. España. Aguilar S.A. 1065 pp.
1981
- Sprol, E. Así es el cuerpo humano. New York. Editors Press service. 245 pp.
1966
- Stenger, L. "Digital comb-filter demodulation of PAL color television signals" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 27 (10): 1624-1631.
1979
- Stix, G. "Manufacturing hurdles challenge large LCD developpers" IEEE Spectrum (E.E.U.U.); 26 (9): 36-40.
1989
- Strauss, E. "Demoduladores de crominancia" Saber Electrónica (México); 3 (2): 46-50.
1993
- _____ "El receptor TV-color etapa por etapa" Saber Electrónica (México); 3 (2): 55-59.
1993
- _____ "Tendencias de diseño" Saber electrónica (México); 3 (2): 46-50.
1993

- 1993 "Técnicas digitales" Saber electrónica (México); 3 (9): 60-62.
- 1993 "Técnicas digitales, efectos especiales en pantalla" Saber electrónica (México); 3 (9): 60-62.
- Tannas Jr., L. "HDTV displays in Japan: Projection CRT systems on top" IEEE spectrum (E.E.U.U.); 26 (10): 31-33.
- Troxel, D., W. Schreiber, R. Bishop, R. Buckley, G. Bunza, T. Eguchi, S. Goldwasser, J. Jakubson, J. kung, D. Ng, S. Takemoto y E. Yokoyama "A two channel picture coding system: I-Real time implementation" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 29 (12): 1841-1848.
- Vilee, C. Biología. México. Interamericana S.A. 803 pp.
- Wang, L. y M. Goldberg "Block transform image coding by multistage vector quantization with optimal bit allocation" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 39 (9): 1360-1369.
- White, H. Física moderna vol. 1. España. Uteha. 1273 pp.
- Wu, Y. y D. Coll "BTC-VQ-DCT hybrid coding of digital images" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 39 (9): 1283-1287.
- Yamamoto, H., Y. Hatori y H. Murakami "30 Mbit/s codec for the NTSC color TV signal using an interfield-intrafield adaptative prediction" IEEE transactions on communications (E.E.U.U.); 29 (12): 1859-1867.
- Yaroslavsky, L. Digital picture processing. Berlin 1991 Springer Verlag. 277 pp.
- Zafar, S., Y. Zhang y J. Baras "Predictive block matching motion for TV coding- Part I: inter block prediction" IEEE transactions on broadcasting (E.E.U.U.); 37 (3): 97-101.
- Zetina, A. El receptor cromático de televisión. México. 1990 Continental S.A. 740 pp.

- DXC-3000 Teoría de operación. Sony Broadcast export
1990 corporation. 130 pp.
- "El futuro de la televisión" Electrónica hoy (México);
1992 1 (2): 46-57.
- "Efectos visuales" Electrónica hoy (México); 1 (2):
1992 25-53.
- "La RT0' 92 los juegos olímpicos" Electrónica hoy
1992 (México); 1 (2): 58-60.
- "La fotografía digital" Electrónica hoy (México); 1 (8):
1992 30-33.
- "La tecnología Jumbo Tron" Electrónica hoy (México); 2
1993 (1): 5-7.
- "Nuevas tecnologías en cámaras de video" Electrónica hoy
1993 (México); 2 (2): 16-21.
- "Procesadores de campos sonoros" Electronica hoy
1993 (México); 2 (2): 38-40.
- "Televisión de alta definición" Electrónica hoy
1993 (México); 2 (2): 5-9.
- "Discos láser" Electrónica hoy (México); 2 (3): 5-8.
1993
- "Akai DD-1000" Electrónica hoy (México); 2 (3): 36-40.
1993
- "La TV de alta definición en los E.E.U.U." Electronica
1993 hoy (México); 2 (4): 36-39.
- "Tendencias actuales en visualizadores" Electrónica hoy
1993 (México); 2 (5): 16-25.
- "Problemas de la codificación y transmisión de la señal
1993 HDTV" Electrónica hoy (México); 2 (5): 26-34.
- "VS-12005 de Mitsubishi" Electrónica hoy (México); 2
1993 (6): 5-9.
- "Efectos especiales" Electronica hoy (México); 2 (7):
1993 10-15.

