

PARTE I

**SISTEMA DE TV DIGITAL**

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Histórico

Em julho de 1941, a Comissão Federal de Comunicações Norte-Americana, *Federal Communications Commission* (FCC), autorizou o funcionamento das duas primeiras estações de TV em preto-e-branco nos Estados Unidos. Em 1945, existiam nove estações de televisão autorizadas naquele país, sendo que seis já estavam em funcionamento. No Brasil, a primeira estação de TV em preto-e-branco foi inaugurada em 1952, na cidade de São Paulo. O Brasil adotou o mesmo padrão de TV em preto-e-branco já existente nos Estados Unidos (Padrão M).

Em 1954, foi definida a versão final do sistema norte-americano de TV em cores, sistema *National Television System Committee* (NTSC). Inicialmente, as transmissões de TV colorida norte-americanas apresentavam problemas de fidelidade das cores. Assim sendo, os países europeus criaram outros sistemas para resolver o referido problema. Na França, surgiu o sistema *Sequencial Couleur Avec Mémoire* (Secam), e na Alemanha, foi criado o sistema *Phase Alternation Line* (PAL). Em 1974, o Brasil adotou o sistema PAL de TV em cores, porém compatível com o sistema de TV preto-e-branco já existente (padrão M).

Em 1998, surgiram as primeiras transmissões de TV digital terrestre (propagação pelo ar). Os Estados Unidos adotaram o sistema *Advanced Television Systems Committee* (ATSC) e os europeus, o sistema *Digital Video Broadcasting-Terrestrial* (DVB-T). No Japão, foi criado o sistema *Integrated System Digital Broadcasting-Terrestrial* (ISDB-T), que somente entrou em operação comercial a partir de 2003. Em 1998, foi realizado convênio entre a Universidade Presbiteriana Mackenzie, a Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão (Abert) e a Sociedade de Engenharia de Televisão (Set), com o objetivo de testar os três sistemas de TV digital: ATSC, DVB-T e ISDB-T. Os resultados dos testes foram encaminhados à Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) para servir de subsídio para uma futura decisão do governo brasileiro sobre o sistema de TV digital a ser adotado no Brasil. Mais recentemente, em 2003, foi realizado novo convênio entre a Universidade Presbiteriana Mackenzie, a Abert e a Set, com o objetivo de analisar a evolução dos três sistemas de TV digital.

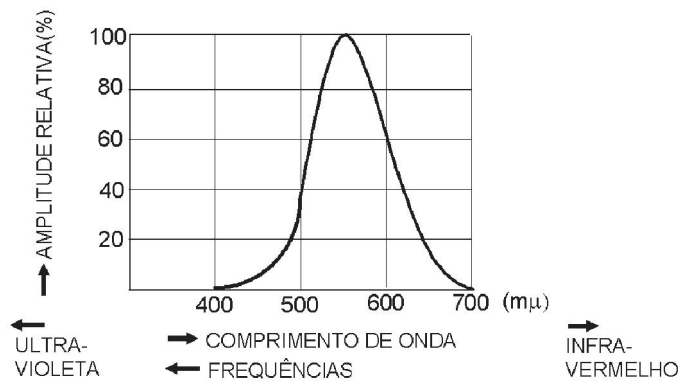
## 1.2 O sistema de TV em preto-e-branco

### 1.2.1 Características principais

As primeiras transmissões de TV basearam-se no antigo cinema em preto-e-branco. No padrão norte-americano, também adotado no Brasil, a relação de aspecto da

imagem (largura/altura) é 4:3, usam-se 525 linhas por quadro e são transmitidos 30 quadros por segundo. Cada quadro é constituído por linhas intercaladas de dois campos consecutivos, ou seja, existem 60 campos por segundo.

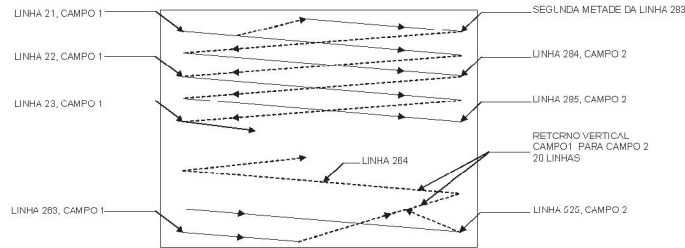
A TV em preto-e-branco só foi possível graças à curva de luminosidade relativa do olho humano (Figura 1). Pela figura, pode-se observar que as diversas cores visíveis, cujo comprimento de onda se localiza entre 400m $\mu$  (milimicro) e 700m $\mu$ , dão sensações de brilho diferentes ao olho humano. Assim sendo, na câmara de TV em preto-e-branco, um feixe eletrônico enxerga a imagem conforme essa curva e cria um sinal conhecido pelo nome de “luminância” ou “Y”. No receptor, o sinal “Y” superposto a um feixe eletrônico faz com que sejam reproduzidas em uma tela luminescente as sensações de “escuro” e “claro” que foram captadas pela câmara.



**Figura 1** Curva de luminosidade relativa do olho humano

Fonte: Elaborada pelos autores.

A Figura 1 mostra o princípio da varredura intercalada. No primeiro campo, admitindo-se que no início o feixe eletrônico está na parte inferior à direita da tela, são perdidas 20 linhas para o feixe subir até o canto superior à esquerda da tela. O tempo correspondente a essas 20 linhas é conhecido como Retorno do Primeiro Campo. A seguir, inicia-se a varredura efetiva do primeiro campo: o feixe traça linhas (percorrendo a tela da esquerda para a direita, e sempre retornando rapidamente para a esquerda) desde a linha 21 até a metade da linha 263, quando se atinge o centro da borda inferior da tela e se inicia o retorno do segundo campo, que também corresponde a 20 linhas. Assim, na metade da linha 283, o feixe está no centro da borda superior da tela e inicia-se a varredura efetiva do segundo campo, de tal modo que no fim da linha 525 o feixe volte ao canto inferior à direita da tela. Como se pode observar, a informação completa de um quadro é obtida pelo intercalamento das linhas de dois campos.



**Figura 2** O princípio da varredura intercalada

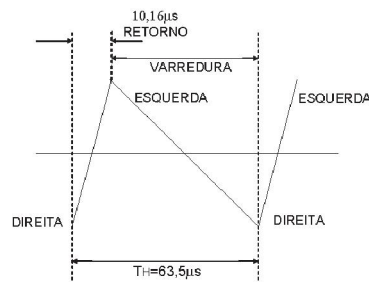
Fonte: Elaborada pelos autores.

### 1.2.2 Varredura horizontal e varredura vertical

Como foi visto, conclui-se que a imagem de televisão é o resultado de dois sistemas de deflexão:

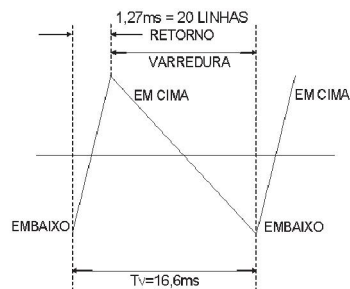
- *Deflexão vertical* – É o movimento do feixe de cima para baixo, com posterior retorno para cima. Como este movimento corresponde a um campo, conclui-se que a frequência de deflexão vertical é  $f_v = 60\text{Hz}$ . Assim sendo, o período da deflexão vertical é  $T_v = 16,67\text{ms}$ , sendo que o tempo correspondente ao retorno (20 linhas) é de  $1,27\text{ms}$ .
- *Deflexão horizontal* – É o movimento do feixe da esquerda para a direita, com posterior retorno para a esquerda. Como um quadro possui 525 linhas e tem-se 30 quadros por segundo, conclui-se que a frequência de deflexão horizontal é  $f_H = 525 \times 30 = 15750\text{Hz}$ . Assim sendo, o período da deflexão horizontal é  $T_H = 63,5\mu\text{s}$ . A norma prevê 16% de  $T_H$  para o tempo de retorno horizontal, ou seja:  $10,16\mu\text{s}$ .

Dependendo se o sistema de deflexão é eletrostático ou eletromagnético, pode-se associar ao movimento de varredura uma forma de onda “dente de serra de tensão” ou de corrente. As figuras 3a e 3b mostram os dentes de serra correspondentes, respectivamente, à deflexão horizontal e à deflexão vertical.



**Figura 3a** Deflexão horizontal

Fonte: Elaboradas pelos autores.



**3b** Deflexão vertical

1.2.3 O sinal de vídeo

A Figura 4a mostra o aspecto do sinal de vídeo gerado pela estação correspondente a uma linha horizontal. Durante o tempo de varredura da esquerda para a direita (ver o correspondente dente de serra da Figura 3a) é enviado o sinal de luminância “Y” que pode excursionar entre 10% que corresponde ao branco até 75% que corresponde ao preto. Durante o tempo de retorno horizontal ocorre o “apagamento horizontal”, ou seja, o sinal fica “mais preto do que preto”. Durante o intervalo de “apagamento horizontal”, a estação envia um sinal conhecido como “pulso de sincronismo horizontal” cuja função é sincronizar o dente de serra do horizontal do receptor com a estação.

A Figura 4b mostra o aspecto do sinal de vídeo durante as 20 linhas correspondentes ao intervalo de retorno vertical. Durante esse tempo, ocorre o “apagamento vertical” de tal modo que as linhas de retorno ficam invisíveis. Na Figura 4b, os pulsos mais largos enviados nas linhas 4, 5 e 6 constituem o “sincronismo vertical” cuja função é sincronizar o dente de serra do vertical do receptor com a estação.

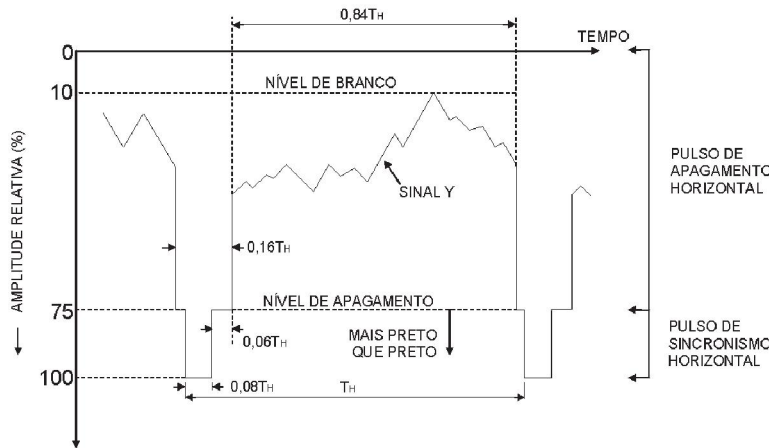


Figura 4a Aspecto do sinal de vídeo durante uma linha horizontal

Fonte: Elaborada pelos autores.

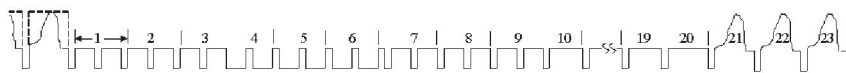


Figura 4b Aspecto do sinal de vídeo durante o tempo de retorno vertical

Fonte: Elaborada pelos autores.

### 1.2.4 Resolução

Todos os sistemas reprodutores de imagem possuem limitações. O menor detalhe capaz de ser reproduzido por um determinado sistema é denominado elemento de imagem, ou *pixel* (*picture element*). A resolução de um sistema é especificada pelo número de *pixels* que ele reproduz. Por exemplo, o antigo cinema de 16mm, do qual se originou a TV em preto-e-branco, possui uma resolução de 125 mil *pixels*.

No caso da televisão, o menor detalhe capaz de ser reproduzido na vertical seria correspondente à espessura de uma linha. Entretanto, dependendo do tipo de imagem a ser reproduzido, nem todas as linhas teriam efeito. Assim sendo, determinou-se um fator estatístico K, chamado de Fator de Kell, que estabelece o número efetivo de linhas na vertical. O seu valor é  $K = 0,65$ . Um quadro de televisão possui efetivamente 485 linhas, pois 40 são perdidas durante o retorno dos dois campos. Então, o número efetivo de *pixels* na vertical é conseguido pela equação  $0,65 \times 485 = 315$ . Admitindo-se *pixel* quadrado, conclui-se que o número total de *pixels* na horizontal seria  $315 \times (4/3) = 420$ . Finalmente, pode-se concluir que a resolução da televisão é  $315 \times 420 = 132.300$  *pixels*, ou seja, é praticamente idêntica à resolução do antigo cinema de 16mm.

O menor detalhe capaz de ser reproduzido na horizontal seria uma seqüência cíclica de *pixels* pretos-e-brancos tais que o número total de ciclos seria  $420/2 = 210$ . O desenho 1 mostra qual seria o aspecto do sinal de vídeo correspondente a essa situação. Como o tempo efetivo de varredura é  $0,84 \times T_H = 53,34\mu s$ , conclui-se que o valor máximo da freqüência do sinal de vídeo é obtido a partir da equação  $(210 \text{ ciclos}) / (53,34\mu s) \approx 4\text{MHz}$ .

Note-se que, se fosse empregada varredura progressiva, ou seja, fossem enviados 60 quadros por segundo, sem a utilização de dois campos, o valor máximo da freqüência do sinal de vídeo seria  $\approx 8\text{MHz}$ .

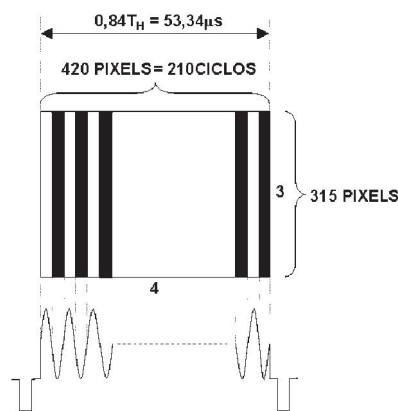


Figura 5 Determinação do valor máximo da freqüência do sinal de vídeo

### 1.2.5 Os canais de TV do padrão M

No padrão M, estabeleceu-se para cada canal de transmissão uma banda de 6MHz. A Tabela 1 mostra a distribuição dos canais aéreos e a respectiva nomenclatura nas faixas de VHF e UHF.

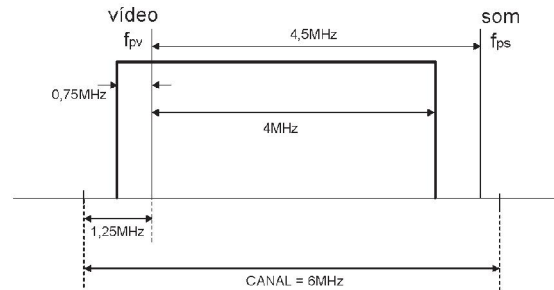
TABELA 1

Canais aéreos de VHF e UHF

Canal	Frequência Banda, MHz	Canal	Frequência Banda, MHz	Canal	Frequência Banda, MHz
2	54-60	25	536-542	48	674-680
3	60-66	26	542-548	49	680-686
4	66-72	27	548-554	50	686-692
5	76-82	28	554-560	51	692-698
6	82-88	29	560-566	52	698-704
7	174-180	30	566-572	53	704-710
8	180-186	31	572-578	54	710-716
9	186-192	32	578-584	55	716-722
10	192-198	33	584-590	56	722-728
11	198-204	34	590-596	57	728-734
12	204-210	35	596-602	58	734-740
13	210-216	36	602-608	59	740-746
14	470-476	37	608-614	60	746-752
15	476-482	38	614-620	61	752-758
16	482-488	39	620-626	62	758-764
17	488-494	40	626-632	63	764-770
18	494-500	41	632-638	64	770-776
19	500-506	42	638-644	65	776-782
20	506-512	43	644-650	66	782-788
21	512-518	44	650-656	67	788-794
22	518-524	45	656-662	68	794-800
23	524-530	46	662-668		
24	530-536	47	668-674		

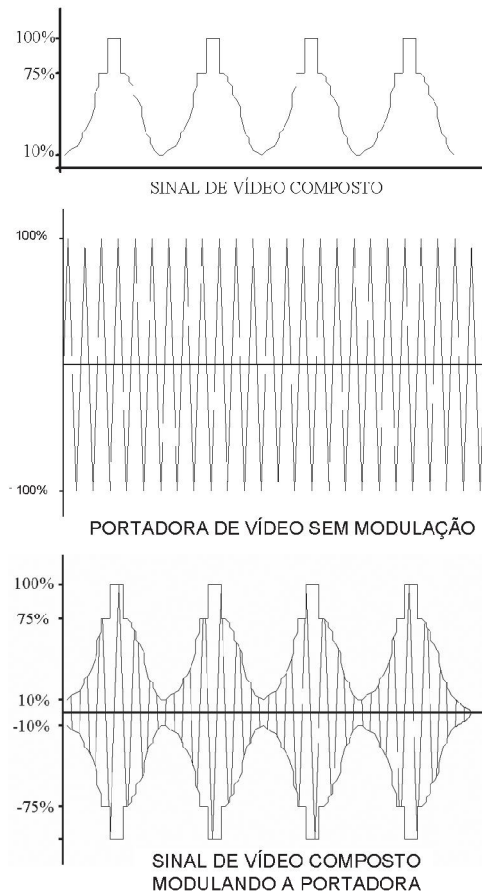
Fonte: elaborada pelos autores.

A Figura 6 mostra a distribuição das frequências dentro de um canal. O sinal de vídeo modula em AM (amplitude modulada) uma portadora de vídeo ( $f_{pv}$ ) localizada a 1,25MHz do início do canal. A modulação é do tipo AM-VSB (“vestigial side band” ou banda lateral vestigial): a banda lateral superior é completa e transmite-se apenas 0,75MHz da banda lateral inferior. Para a transmissão do sinal de áudio, utiliza-se uma portadora ( $f_{ps}$ ) localizada 4,5MHz acima da portadora de vídeo. O sinal de áudio modula a portadora de som em FM (frequência modulada) com desvio de frequência de 25kHz. Note-se que, no receptor de TV, a informação de áudio é obtida através de uma interportadora de som de 4,5MHz gerada pela diferença entre  $f_{pv}$  e  $f_{ps}$ .



**Figura 6** Distribuição de frequências em um canal do padrão M

A Figura 7 mostra o aspecto da portadora de vídeo ( $f_{pv}$ ) modulada pelo sinal de vídeo.



**Figura 7** Portadora de vídeo modulada

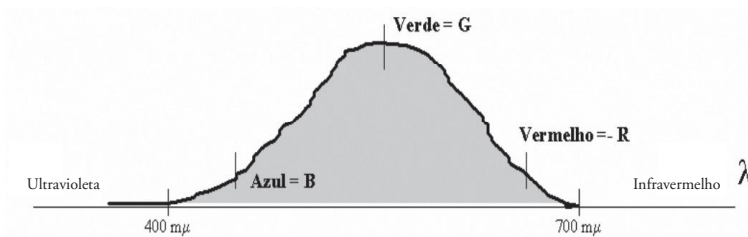


## 1.3 O SISTEMA DE TELEVISÃO EM CORES ANALÓGICA

### 1.3.1 Princípio básico

A TV em cores só foi possível porque o olho humano possui sensores (cones) predominantes para três cores primárias: vermelho (R), verde (G) e azul (B), como mostra a Figura 8. As demais cores são conseqüências de excitações proporcionais das três cores primárias. Assim sendo, tem-se:

$(R+G)$  = (amarelo),  $(G+B)$  = (cian),  $(R+B)$  = (magenta) e  $(R+G+B)$  = (branco)



**Figura 8** Sensibilidade dos cones do olho humano

Baseada nesse princípio, a estação utiliza uma câmera tricromática com filtros especiais que analisam a imagem conforme as curvas da Figura 8. Criam-se assim três sinais R, G e B com faixa de 4MHz. No receptor utiliza-se uma tela luminescente com três feixes que, ao receberem os sinais R, G e B, excitam proporcionalmente as cores vermelha, verde e azul, reproduzindo assim a imagem original.

### 1.3.2 O problema da compatibilidade entre TV em cores e TV em preto-e-branco

A TV em cores foi implantada após cerca de 10 anos de existência da TV em preto-e-branco, ou seja, já existiam milhões de receptores em preto-e-branco no mercado. No início da implantação, os receptores de TV em cores eram muito caros, e a pequena quantidade de receptores não justificaria a criação de programas em cores exclusivos. Assim sendo, chegou-se à conclusão de que a melhor solução seria tornar os dois sistemas compatíveis entre si, ou seja: os receptores em cores deveriam funcionar corretamente em preto-e-branco quando recebessem o sinal de uma estação preto-e-branco, e os receptores em preto-e-branco deveriam funcionar normalmente em preto-e-branco quando recebessem o sinal de uma estação em cores.

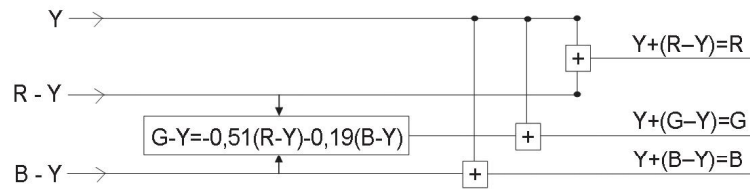
### 1.3.3 Sinal $Y$ a partir de $R$ , $G$ e $B$

Para satisfazer os receptores em preto-e-branco, a estação em cores deve transmitir o sinal de luminância ( $Y$ ). Assim, os três sinais  $R$ ,  $G$  e  $B$  que saem da câmara tricromática são combinados conforme os respectivos pesos no brilho da imagem obtidos a partir da curva de luminosidade relativa da Figura 1, ou seja, o sinal “ $Y$ ” é obtido através da equação:

$$Y = 0,30R + 0,59G + 0,11B \quad (1)$$

### 1.3.4 Sinais “diferença de cor”: $(R-Y)$ e $(B-Y)$

Como os receptores de TV em cores precisam dos sinais  $R$ ,  $G$  e  $B$ , a estação de TV em cores além de transmitir o sinal  $Y$ , também envia os sinais  $(R-Y)$  e  $(B-Y)$ . Assim sendo, por simples cálculos matemáticos, o receptor de TV em cores recupera os sinais  $R$ ,  $G$  e  $B$ .



**Figura 9** Sinais  $R$ ,  $G$  e  $B$  a partir de  $Y$ ,  $(R-Y)$  e  $(B-Y)$

A Figura 9 mostra o diagrama de blocos da operação matemática que é feita no receptor de TV em cores para obter os sinais  $R$ ,  $G$  e  $B$ . Note-se que não é necessária a transmissão do sinal  $(G-Y)$ , pois:

$$\begin{aligned} Y &= 0,30R + 0,59G + 0,11B & (2) \\ \text{ou, } 0,30Y + 0,59G + 0,11B &= 0,30R + 0,59G + 0,11B \\ \text{ou, } 0,59(G-Y) &= -0,30(R-Y) - 0,11(B-Y) \end{aligned}$$

e, finalmente, tem-se:

$$(G-Y) = -0,51(R-Y) - 0,19(B-Y) \quad (3)$$

Estudos do comportamento da visão humana mostraram que a sensibilidade do olho humano para as cores é inferior à respectiva sensibilidade para o brilho. Assim sendo concluiu-se que, apesar de o sinal  $Y$  conter frequências até 4MHz, os sinais “diferença de cor” não precisariam conter frequências acima de 1,3MHz.

1.3.5 O sinal de vídeo composto da TV em cores

Para transmitir (B-Y) e (R-Y), a estação de TV em cores cria dois sinais:  $U = 0,493(B-Y)$  e  $V = 0,877(R-Y)$ . Os sinais U e V modulam uma subportadora com frequência  $f_{sc} \approx 3,58\text{MHz}$ . O processo de modulação é AM-VSB/SC (amplitude modulada com banda lateral vestigial e portadora suprimida) de tal modo que o sinal U modula a portadora a zero grau e V modula a portadora a noventa graus. O sinal assim obtido, também conhecido pelo nome de “sinal de crominância” é superposto ao sinal Y. A Figura 10 mostra a distribuição de frequências na faixa do sinal Y.

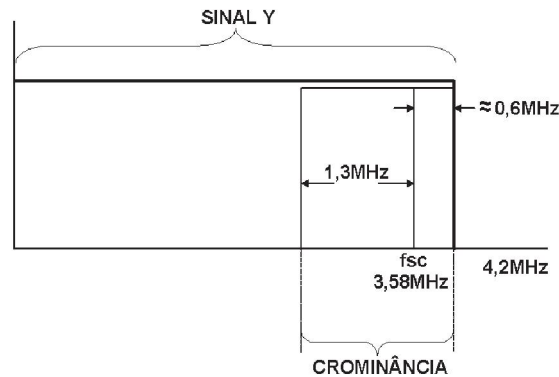
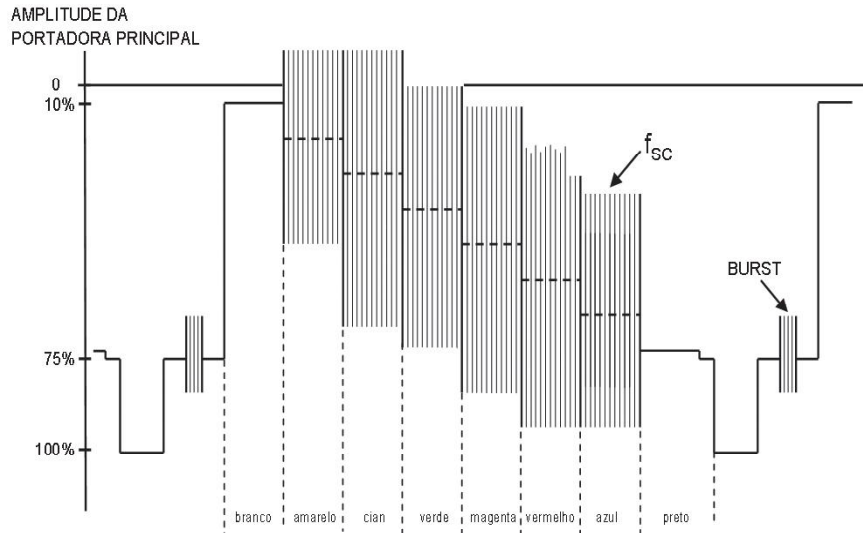


Figura 10 Faixa de frequências do sinal de crominância superposto ao sinal Y

Quando se iniciaram as transmissões em cores, a faixa do sinal Y foi aumentada de 4MHz para 4,2MHz como mostra a Figura 10. Na Figura 10 também se pode observar que o sinal de crominância possui a banda lateral inferior completa (1,3MHz) e a banda lateral superior é vestigial ( $\approx 600\text{kHz}$ ).

A Figura 11 mostra o aspecto do sinal de vídeo composto de TV em cores para um padrão de barras coloridas. Como se pode observar, durante a varredura horizontal, o sinal de crominância fica superposto ao sinal Y. O valor exato da subportadora de cor  $f_{sc}$  foi cuidadosamente escolhido para que o sinal de crominância ficasse com baixa visibilidade na imagem dos receptores em preto-e-branco. Na Figura 11 também se pode observar que no pórtilco posterior ao pulso de sincronismo, a estação de TV em cores envia 9 ciclos de amostra da subportadora de cor ( $f_{sc}$ ). Essa informação é conhecida como “sincronismo de cor” ou “burst”. A finalidade do “burst” é sincronizar o oscilador de 3,58MHz que é necessário no receptor para poder demodular corretamente os sinais U e V.



**Figura 11** Sinal de vídeo composto de TV em cores

Os sinais U e V são exatamente os mesmos tanto para o sistema norte americano NTSC como para o sistema PAL-M usado no Brasil. Os itens abaixo mostram mais alguns detalhes sobre os dois sistemas:

- Quando se iniciaram as transmissões de TV em cores surgiu uma interferência na imagem resultante do batimento entre a frequência da interportadora de som (4,5MHz) e a frequência da subportadora de cor  $f_{sc} \approx 3,58\text{MHz}$ . Houve necessidade de reduzir a visibilidade dessa interferência de frequência  $(4,5\text{MHz} - 3,58\text{MHz}) \approx 920\text{kHz}$ . Como não se poderia alterar a frequência da interportadora de som (4,5MHz) sob pena de milhões de receptores de TV já existentes no mercado deixarem de receber o sinal de áudio, concluiu-se que seria mais prático alterar ligeiramente os valores de  $f_H$  e  $f_V$ , pois já existia também a necessidade de  $f_{sc}$  ter baixa visibilidade. Assim sendo, tanto para o sistema NTSC como para o sistema PAL-M tem-se:  $f_H = 15734\text{Hz}$  e  $f_V = 59,94\text{Hz}$ .
- Cálculos teóricos mostraram que, no sistema NTSC, para se reduzir simultaneamente a visibilidade das interferências  $f_{sc}$  e  $(4,5\text{MHz} - f_{sc})$ , ambas as interferências deveriam ter frequências com valor múltiplo ímpar de  $f_H/2$ . Assim sendo, escolheu-se o valor  $f_{sc} = 3.579545\text{MHz}$ .
- O sistema PAL-M foi uma evolução do sistema NTSC. No sistema PAL-M o sinal V sofre inversões de  $0^\circ$  para  $180^\circ$  em linhas consecutivas sucessivamente antes de modular a subportadora de cor  $f_{sc}$ . Por esse motivo, se o sistema PAL-M utilizasse o mesmo valor de  $f_{sc}$  do sistema NTSC, as interferências

ficariam com alta visibilidade. Estudos teóricos mostraram que para se reduzir a visibilidade das interferências  $f_{sc}$  e  $(4,5\text{MHz} - f_{sc})$ , no sistema PAL ambas as interferências deveriam ter frequências com valor múltiplo ímpar de  $f_H/4$ . Adotou-se o valor  $f_{sc} = 3,57561149\text{MHz}$ .

### 1.4 Digitalização dos sinais de tv analógica

Atualmente praticamente todos os procedimentos de estúdio já são digitais. Até mesmo os receptores de TV analógica recorrem a técnicas de digitalização para a execução de funções mais sofisticadas tais como: inserção de relógio e textos, memorização e função PIP (“picture in picture” ou introdução da imagem de um canal dentro da imagem de outro canal).

Geralmente se digitalizam os sinais Y, R, G e B que possuem faixa de 4,2MHz e (B-Y), (R-Y), U e V que possuem faixa de 1,3MHz. Também foram padronizados os sinais “diferença de cor”  $P_B$  e  $P_R$  (com faixa de 1,3MHz), com valores:  $P_B = 0,564(\text{B-Y})$  e  $P_R = 0,713(\text{R-Y})$ . Os coeficientes de  $P_B$  e  $P_R$  (também conhecidos como  $C_B$  e  $C_R$ ) foram escolhidos para que a amplitude pico a pico desses sinais ficasse igual à amplitude do sinal de luminância Y (sem os pulsos de sincronismo).

O processo de digitalização (Figura 12) consiste em amostrar discretamente o sinal com uma frequência de amostragem  $f_A$  e, a cada nível de amplitude, fazer corresponder uma respectiva combinação de bits. A teoria, através do teorema de Nyquist, mostra que o valor da frequência de amostragem deve ter pelo menos o dobro do valor da máxima frequência do sinal amostrado.

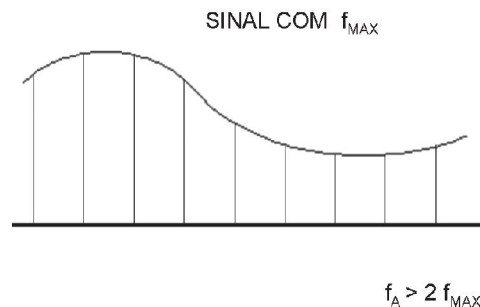


Figura 12 Princípio da amostragem

Embora no início não existisse um valor específico para  $f_A$ , atualmente a recomendação conhecida como ITUR601 padronizou como unidade fundamental de amostragem o valor  $f_{UF} = 3,375\text{MHz}$ . Esse valor foi escolhido, pois é um número múltiplo da frequência de deflexão horizontal  $f_H$  tanto para o padrão M (525 linhas com  $f_V = 59,94\text{Hz}$ ) como para o padrão utilizado na Europa (625 linhas com  $f_V = 50\text{Hz}$ ). Assim,

para os sinais Y, R, G e B, emprega-se  $f_A = 4f_{UF} = 13,5\text{MHz}$ . Para os sinais (B-Y), (R-Y), U, V,  $P_B$  e  $P_R$ , emprega-se  $f_A = 1f_{UF} = 3,375\text{MHz}$  ou  $f_A = 2f_{UF} = 6,75\text{MHz}$  ou  $f_A = 4f_{UF} = 13,5\text{MHz}$ . Em televisão é suficiente a utilização de um sistema de 10 bits ou 8 bits.

Existem vários formatos de digitalização, definidos pelo número de unidades de  $f_{FU}$  utilizado na amostragem:

- a) *Formato 4:4:4* – Este formato é usado para teleproduções de altíssima qualidade. Ele refere-se a R, G e B, todos amostrados com  $4f_{UF}$  ou Y,  $P_B$  e  $P_R$ , todos amostrados com  $4f_{UF}$ .
- b) *Formato 4:2:2* – Este formato refere-se a Y amostrado com  $4f_{UF}$ ,  $P_B$  amostrado com  $2f_{UF}$  e  $P_R$  amostrado com  $2f_{UF}$ . Este formato é o mais utilizado, fornecendo uma imagem de muito boa qualidade.
- c) *Formato 4:1:1* – Este formato refere-se a Y amostrado com  $4f_{UF}$  e  $P_B$  e  $P_R$  amostrados com  $1f_{UF}$ .
- d) *Formato 4:2:0* – Neste formato o sinal de uma linha é amostrado com 4:2:2 e o da linha seguinte amostrado com 4:0:0, ou seja sem  $P_B$  e sem  $P_R$ . Isso é possível porque o olho humano tem menor sensibilidade para as cores do que para a luminância. A vantagem deste formato é a economia na taxa de bits resultante.

A Figura 13 mostra detalhes da estrutura do formato 4:2:2.



**Figura 13** Detalhes da estrutura de amostragem do formato 4:2:2

A taxa de bits do formato 4:2:2 de 10 bits pode ser calculada como mostrado abaixo:

$$\begin{aligned} \text{(Taxa de bits)} &= [(4 \times 3,375 + 2 \times 3,375 + 2 \times 3,375) \text{ (Mega amostras/s)}] \times 10 \text{Bit/amostra} \\ \text{ou (Taxa de bits)} &= 270 \text{MBit/s} = 270 \text{Mbps} \end{aligned}$$

Note-se que o valor da taxa de bits é bastante alto e que tal informação não poderia ser transmitida por métodos convencionais através da banda de 6MHz dos canais de TV.

## 1.5 Televisão de alta definição ou HDTV (High Definition TV)

### 1.5.1 O conceito de HDTV

A TV analógica tradicional se baseou no antigo cinema de 16mm. Entretanto, o cinema evoluiu: a resolução melhorou e as imagens ficaram mais largas, aumentando o campo de visão. Desde 1980 foram feitas várias experiências de transmissão de TV de alta definição, tais como o sistema japonês da NHK (Nihon Hosou Kyoku) e o sistema europeu Eureka. Entretanto, a transmissão de HDTV através dos canais aéreos de TV só foi possível após a implantação da TV Digital como será mostrado nos capítulos 2 e 3 deste trabalho.



Figura 14 HDTV

A relação de aspecto empregada nos padrões de HDTV é 16:9 (Figura 14). Nos Estados Unidos existem dois formatos para HDTV:

- Sistema de 1125 linhas por quadro intercaladas, com 60 campos por segundo, ou seja 30 quadros por segundo. O número de linhas ativas por quadro é 1080. Esse sistema também é chamado de 1080i.
- Sistema de 750 linhas por quadro com varredura progressiva, com 60 quadros por segundo. O número de linhas ativas por quadro é 720. Esse sistema também é conhecido como 720p.

O valor máximo da frequência do sinal de vídeo analógico resultaria em um número superior a 20MHz para ambos os sistemas, ou seja, seria impossível transmitir este sinal através da banda de 6MHz dos canais de TV já existentes.

### 1.5.2 Sinais $Y$ , $P_B$ e $P_R$ para HDTV

Como já foi visto anteriormente (item 1.3.4), os sinais “diferença de cor” foram criados para compatibilizar a TV em cores analógica com a TV em preto-e-branco. No caso da TV digital, para a transmissão do sinal de HDTV, poderiam ter sido usadas outras soluções. Entretanto chegou-se à conclusão de que a melhor solução seria continuar usando os sinais  $Y$ ,  $P_B$  e  $P_R$ . Para HDTV, a norma SMPTE 240M padronizou os três sinais conforme os valores mostrados abaixo:

$$Y = 0,212R + 0,701G + 0,087B \quad (4)$$

$$P_B = 0,548(B - Y) \quad (5)$$

$$P_R = 0,635(R - Y) \quad (6)$$

### 1.5.3 Digitalização dos sinais de HDTV

- Sistema de 1125 linhas/quadro, com varredura intercalada e 30 quadros/s

Este sistema possui 1080 linhas ativas por quadro, ou seja, possui 1080 *pixels* na vertical.

Logo: (número de *pixels* na horizontal) =  $1080 \times (16/9) = 1920$

Então, tem-se:  $(1080 \times 1920)$  pixel/quadro = 2,07Mpixel/quadro.

Ou, tem-se:  $(2,07\text{Mpixel/quadro}) \times (30\text{quadros/s}) = 62,1\text{Mpixel/s}$ .

Finalmente, lembrando que o olho humano possui menor sensibilidade para as cores, pode-se fazer amostragem total para  $Y$  e amostrar os sinais diferença de cor a cada dois pixels. Assim, supondo um sistema de 10 bits, conclui-se:

$$(\text{taxa mínima de bits}) = [62,1 \times 10 + (62,1/2) \times 10 + (62,1/2) \times 10] \text{Mbps} = 1,24 \text{Gbps}$$

- Sistema de 750 linhas/quadro, com varredura progressiva e 60 quadros/s

Este sistema possui 720 linhas ativas por quadro, ou seja, possui 720 *pixels* na vertical.

Logo: (número de *pixels* na horizontal) =  $720 \times (16/9) = 1280$

Então, tem-se:  $(720 \times 1280)$  pixel/quadro = 921600 pixel/quadro.

Ou, tem-se:  $(921600 \text{ pixel/quadro}) \times (60 \text{ quadros/s}) = 55,3 \text{ Mpixel/s}$ .

Finalmente, lembrando que o olho humano possui menor sensibilidade para as cores, pode-se fazer amostragem total para  $Y$  e amostrar os sinais diferença de cor a cada dois pixels. Assim, supondo um sistema de 10 bits, conclui-se:

$$(\text{taxa mínima de bits}) = [55,3 \times 10 + (55,3/2) \times 10 + (55,3/2) \times 10] \text{Mbps} = 1,1 \text{Gbps}$$



#### 1.5.4 Outras considerações

- a) A norma SMPTE 260M padronizou, para o tratamento dos sinais de HDTV, o formato 22:11:11.

Assim sendo, para o sistema de 10 bits, conclui-se que:

$$\text{(Taxa de bits)} = [(22 \times 3,375 + 11 \times 3,375 + 11 \times 3,375) \text{ (Megaamostras)/s}] \times 1 \text{ Bit/amostra}$$

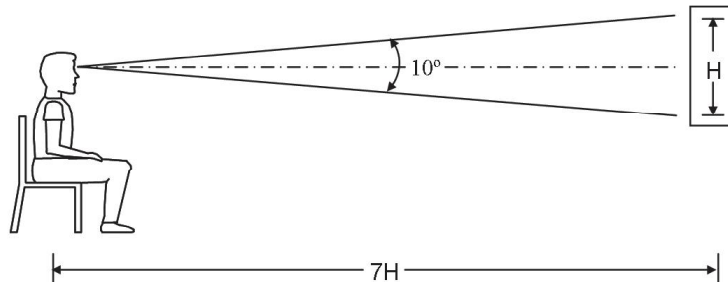
ou  $\text{(Taxa de bits)} = 1,485 \text{ Gbps}$

- b) Com o advento da TV Digital e da HDTV, nos Estados Unidos foi padronizado também um sistema de SDTV (TV de definição normal ou “standard definition TV”). Esse sistema é semelhante ao sistema tradicional de TV analógica, com 525 linhas e varredura intercalada de 30 quadros por segundo, porém com relação de aspecto 16:9. A digitalização dos sinais desse sistema resulta em uma taxa de bits igual a 360Mbps.
- c) Os sistemas de TV digital (ATSC, DVB-T e ISDB-T) empregam processos de modulação capazes de transmitir um sinal com taxa de bits de  $\approx 20 \text{ Mbps}$  através da banda de 6MHz dos tradicionais canais já existentes para a TV analógica. O Capítulo 3 deste trabalho mostra como é possível comprimir a taxa de bits do sinal de HDTV de 1,485Mbps para 20Mbps.
- d) Note-se que o valor da taxa de bits da HDTV é 4 vezes superior ao valor da taxa de bits da SDTV.

Assim sendo, no lugar de uma programação de HDTV é possível transmitir quatro programações de SDTV.

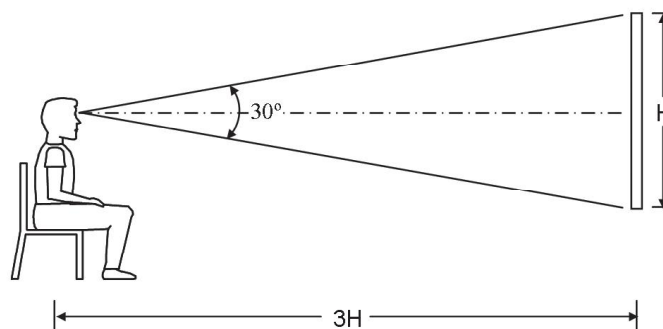
## 1.6 Monitores de HDTV

Enquanto existia apenas a TV analógica de 525 linhas/quadro e relação de aspecto 4:3, o tradicional cinescópio à válvula, conhecido como “tubo de raios catódicos” (CRT ou “catode ray tube”), foi sempre considerado como a melhor solução para a reprodução da imagem na tela. Os estudos mostram que, para evitar que sejam notadas deficiências na imagem da TV de 525 linhas intercaladas, o telespectador deve se localizar a uma distância equivalente a 7 vezes a altura da tela (veja a Figura 15). Isso significa que, para uma tela de 29 polegadas (medida da diagonal), o usuário deve se localizar a 4 metros de distância do receptor.



**Figura 15** Posição ideal do telespectador para uma TV de definição normal

Para aproveitar toda a qualidade da HDTV, os estudos mostram que o telespectador deve se localizar a uma distância equivalente a apenas 3 vezes a altura da tela da imagem (veja a Figura 16). Em outras palavras, um receptor de HDTV, com tela de 40 polegadas (valor da diagonal) e relação de aspecto de 16:9, deve ser assistido a uma distância de apenas 1,5 metro. Como se pode observar, o advento da HDTV está revolucionando o mercado de monitores de TV, pois receptores com telas de tamanho grande poderão ser utilizados em salas de pequenas dimensões. Outra observação importante é que a profundidade do CRT é relativamente grande: por exemplo, um aparelho receptor de HDTV com CRT de 40 polegadas possui cerca de 80 centímetros de profundidade, número esse que se torna significativo quando comparado com a distância em que se posiciona o telespectador (1,5 metro). Por esse motivo, após o advento da HDTV, as indústrias começaram a investir cada vez mais no desenvolvimento de telas de baixa profundidade, e entre elas destacam-se as telas de plasma e de cristal líquido (LCD ou “liquid crystal display”).



**Figura 16** Posição ideal para assistir HDTV

---

## 2 TRANSMISSOR E RECEPTOR DE TV DIGITAL

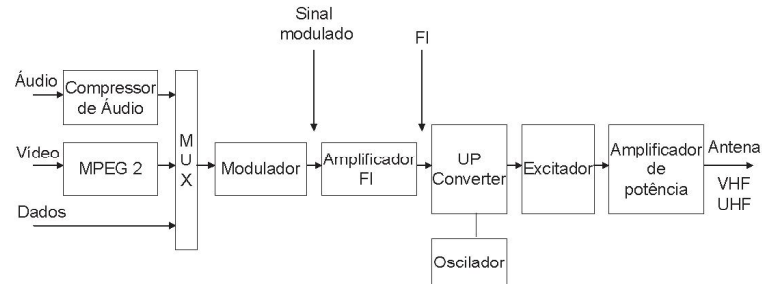
Neste capítulo serão apresentadas, de forma genérica, as estruturas do transmissor e do receptor de TV Digital, visto que de um modo geral os transmissores e os receptores de todos os padrões de TV Digital têm estruturas semelhantes, variando apenas em alguns detalhes.

### 2.1 Transmissor de TV digital

Os circuitos do transmissor têm a função de converter a informação que se deseja levar da emissora até os telespectadores em sinais de características possíveis de usar o espaço livre como meio de transporte. Para isso, o conteúdo da informação é convertido em um sinal que se possa propagar pelo ar sem dificuldade. Decidiu-se enquadrar a transmissão de sinais de TV Digital nas mesmas condições já existentes para TV analógica, ou seja, a largura de banda de cada canal é 6MHz e os canais são os mesmos já mostrados na Tabela 1 do Capítulo 1. Embora não existam diferenças fundamentais entre os transmissores para TV analógicos e digitais, a maior mudança está no processo de modulação e demodulação.

Os sinais de TV se propagando no espaço livre estão sujeitos a várias formas de degradação motivadas por interferências, tais como o ruído impulsivo gerado por motores elétricos, e ruído de ignição de automóveis, por sinais provenientes de multipercurso devido a reflexões em obstáculos, por interferência de canais adjacentes ou até mesmo frequências de TV cocanais, problemas esses que se podem notar nos televisores analógicos como imagens fantasmas ou faixas horizontais no meio da tela. Nos televisores digitais esses efeitos são percebidos como artefatos (minúsculos quadrados) que se espalham na tela. No desenvolvimento da TV Digital se procurou minimizar esses efeitos com o uso de modulação mais robusta com aplicação de recursos como distribuição aleatória dos bits, corretor de erros, embaralhamento do conteúdo dos dados etc. Os detalhes desses recursos serão vistos no Capítulo 4.

Na Figura 17 está mostrada a estrutura básica de um transmissor de TV Digital.



**Figura 17** Diagrama do transmissor

Como foi visto no item 1.5.3, o sinal de vídeo de alta definição (HDTV) digitalizado tem uma taxa de bits muito elevada, da ordem de 1Gbit/s, incompatível com o meio de transmissão via ar para o qual está reservada a limitada largura de banda de 6MHz. Assim sendo esse sinal passa por um processo de compressão usando métodos tais como o MPEG2 (Moving Picture Expert Group). O som também é digitalizado e comprimido por algoritmo próprio. Esse assunto será visto em detalhes no Capítulo 3.

Todos esses sinais já comprimidos (vídeo, som e dados) são multiplexados pelo circuito multiplexador como pode ser visto na Figura 17. A taxa de bits na saída do multiplexador depende das características de cada sistema. Assim o sinal de modulação 8VSB (8 Vestigial Side Band) empregado no sistema ATSC usa a taxa fixa de 19,39Mbits/s enquanto os sistemas que usam a modulação COFDM têm taxas variáveis conforme a configuração de transmissão escolhida.

Os sinais digitais são muito mais sensíveis aos problemas de distorção não linear comparados com os sinais analógicos, de forma que os filtros e os amplificadores devem operar na região linear, longe do ponto de saturação.

Como foi dito antes, cada padrão de TV Digital trata os problemas de degradação provocada por ruídos e interferências de maneira diferente, e isso é conseguido principalmente com diferentes métodos de processamento do sinal no circuito modulador. O Capítulo 4 descreve em detalhe a estrutura de modulação de cada padrão de TV Digital.

O amplificador de FI, na frequência de 44 MHz, conectado à saída do modulador é dotado de um filtro passa faixa de 6 MHz de largura de banda, cujo objetivo é eliminar as frequências indesejáveis geradas no processo de modulação. O amplificador possui também um controle automático de ganho para garantir um nível estável na entrada do circuito misturador.

O circuito *Up converter* mostrado na Figura 18 tem a função de transladar a frequência de FI (41-47MHz) para frequência final de transmissão por meio de conversão de frequência. Geralmente é constituído de um misturador com um diodo de

alto grau de não-linearidade, o qual recebe o sinal de FI  $w_i$  e frequência do oscilador local  $w_o$ , e gera como principais produtos os componentes da Equação 7:

$$x(t)\cos w_i t \cdot \cos w_o t = 1/2 x(t) \cos(w_o + w_i)t + 1/2 x(t) \cos(w_o - w_i) t \quad (7)$$

onde  $w_i$  = frequência intermediária e  $w_o$  = frequência do oscilador

Esse produto contém as componentes soma  $[w_o + w_i]$  e diferença  $[w_o - w_i]$ , cada uma modulada por  $x(t)$ . Essa multiplicação provoca a translação do espectro original para o entorno de duas novas portadoras diferentes:  $(f_i+f_o)$  e  $(f_o-f_i)$ . Usando uma filtragem adequada, o sinal é convertido à portadora superior ou à portadora inferior. A Figura 18 ilustra essa conversão.

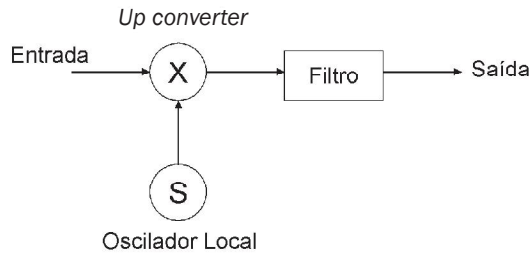


Figura 18 Up converter

O oscilador local que irá gerar a frequência de RF é deslocado da frequência para baixo ou para cima com um valor igual ao da frequência central de FI (44MHz).

Na TV Digital o filtro deve ter largura de banda de 6MHz e ser o mais linear possível para evitar introduzir distorção no sinal gerado.

O circuito excitador pré-amplifica o sinal de radiofrequência a um nível adequado para alimentar o amplificador de potência. Normalmente é dotado de filtro de RF para evitar enviar ao estágio final os produtos indesejáveis gerados no circuito anterior.

O estágio de potência tem a finalidade de elevar o sinal ao nível necessário para o transmissor ter potência capaz de cobrir determinada área desejada. Pode variar desde a potência de 100W até dezenas de KW. Pela tecnologia atual de semicondutor, é possível obter potência de até 10KW em estado sólido utilizando o processo de combinação de vários circuitos em paralelo. Para potências maiores, ainda são usadas válvulas de emissão iônica.

A linearidade desse último circuito é também muito importante para garantir a qualidade do sinal transmitido. Cuidados especiais são necessários com relação a perfeito casamento de impedância entre este estágio e a antena, pois a reflexão pode causar degradação por distorção de fase e amplitude do sinal transmitido.

## 2.2 Receptor de TV Digital

Os receptores exercem a função inversa do transmissor, portanto os seus circuitos executam o processo exatamente inverso do que ocorre no transmissor. O grande desafio que os projetistas de receptores enfrentam é conseguir desenvolver um equipamento que atenda às características técnicas para uma boa recepção e, ao mesmo tempo, ser um produto de baixo custo. Isso porque, enquanto na transmissão é necessário um só aparelho por estação, portanto o custo é um parâmetro menos importante, do lado da recepção são necessários milhares de unidades e ainda ser acessível à grande maioria da população. Grande ajuda nesse sentido está sendo proporcionada pela grande evolução tecnológica na área de semicondutores, principalmente no desenvolvimento de *chips* o qual possibilita executar tarefas complexas em um único dispositivo. A Figura 19 ilustra os principais componentes de um receptor.

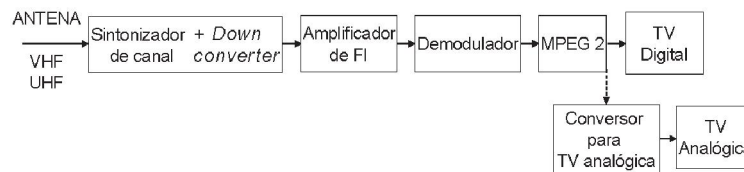


Figura 19 Diagrama do receptor de TV Digital

Como o nível de sinal recebido pela antena é extremamente baixo, da ordem de  $30\mu\text{V}$ , é necessário submetê-lo a um estágio de amplificação com baixo ruído térmico. Então, numa primeira etapa, o sinal depois de ser amplificado, da ordem de 30dB, vai para o circuito sintonizador de canal que seleciona o canal de interesse. A seguir o sinal passa por um circuito *Down converter* e por um filtro que tem a finalidade de efetuar a translação para a frequência mais baixa, passando pelo processo inverso ao que foi efetuado no circuito *Up converter* da transmissão. A frequência de FI assim obtida vai para os estágios de filtragem de canal, amplificação e demodulação. O demodulador executa as funções exatamente inversas às que ocorreram no modulador. Como o sinal recebido pela antena, dependendo da distância, frequência e condições de propagação, pode variar desde alguns  $\mu\text{V}$  até vários mV, esse circuito tem embutido um dispositivo de controle automático de ganho (CAG) com faixa dinâmica da ordem de 50dB, o que possibilita a entrega ao circuito demodulador de um nível de sinal estável e constante independentemente do sinal de entrada. A seleção do canal desejado depende unicamente da frequência do oscilador local do *Down converter*. Essa mudança de frequência do oscilador é conseguida alterando-se a tensão de controle do diodo varicap existente dentro do circuito. No Capítulo 4 está descrito mais detalhes a respeito desse tópico.

O sinal demodulado, antes de ir para o display passa pelo processo de decompressão do sinal MPEG2.

Neste ponto existem duas possibilidades. Se o receptor for do tipo Digital o sinal de TV digitalizado oriundo do decompressor MPEG2 vai direto para *display* do aparelho.

Se o receptor for do tipo analógico, o sinal da saída do decompressor é convertido novamente, sendo modulado para a versão de TV analógica para depois ser enviado para o aparelho de recepção comum. Nesse último caso, o conjunto é denominado *Set Top Box* e pode ser adquirido para ser usado em conjunto com o televisor já existente.

Alguns receptores podem ainda ser dotados de recursos adicionais como equalizadores, antenas adaptativas ou combinador de diversidade que permitem uma melhoria adicional para condições extremas de degradação devido a ruídos e interferências.

---

## 3 PROCESSOS DE COMPRESSÃO

O sinal de vídeo digitalizado constitui uma taxa de *bits* tão elevada que pode superar 1 Gbps, o qual não é possível ser transmitido na largura de banda de 6MHz reservada para os canais de televisão. Os processos de modulação empregados nos sistemas ATSC, DVB-T e ISDB-T (veja o Capítulo 4) permitem transmitir um nível com taxa de *bits* de  $\approx 20$ Mbps na banda de 6MHz dos canais de TV. Assim sendo, tornou-se necessária a redução da taxa de *bits* de 1 Gbps para 20Mbps, a fim de que o sinal para a transmissão na banda seja de 6MHz dos canais de TV. Esse processo de redução de taxa de *bits* é conhecido por “compressão”. Em 1986, um grupo de estudo denominado *Joint Photograph Expert Group* (JPEG), sob os auspícios do *International Standard Organization* (ISO), foi criado com o objetivo de desenvolver e padronizar um método de compressão de sinal digitalizado de imagens estáticas. Anos mais tarde decidiu-se criar um método de compressão de imagens dinâmicas baseado no princípio JPEG.

Esse grupo foi denominado *Moving Pictures Expert Group* (MPEG) e deu origem ao padrão de compressão de vídeo, conhecido como MPEG2, utilizado pelos três sistemas de TV digital: ATSC, DVB-T e ISDB-T. Também existem muitos outros métodos de compressão de vídeo, como o MPEG-4/H264 e o WM9 (*Windows Media 9*). Contudo, por ser o MPEG2 o método mais consagrado para uso em TV Digital, este será descrito neste trabalho. O objetivo é formar uma noção dos princípios que norteiam o processo de compressão, sem entrar em detalhes profundos sobre o funcionamento dos blocos envolvidos.

### 3.1 MPEG2

O princípio básico do processo MPEG2 mostrado no diagrama da Figura 20 é utilizar técnicas que reduzem a qualidade da imagem de modo imperceptível, junta-

mente com técnicas que não afetam a qualidade da imagem, usando principalmente o processo de eliminar redundâncias na informação.

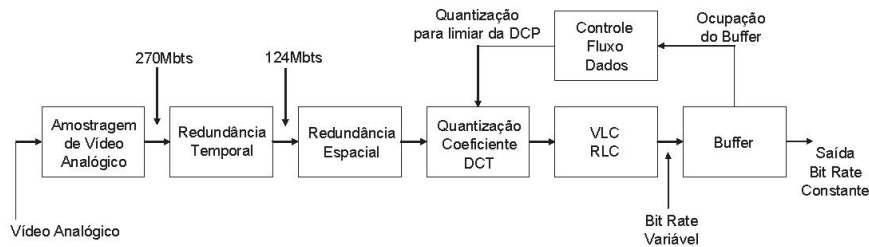


Figura 20 Diagrama em blocos da codificação MPEG2

### 3.1.1 Amostragem e digitalização de vídeo

O primeiro passo do processo é fazer a amostragem e a digitalização dos sinais de vídeo, como mostrado nos itens 1.4, 1.5.3 e 1.5.4. Como foi visto, a digitalização dos sinais  $Y$ ,  $P_B$ ,  $P_R$  de TV analógica tradicional com formato 4:2:2 ocorreu para a taxa de *bits* de 270Mbps. Já a digitalização dos sinais  $Y$ ,  $P_B$ ,  $P_R$  de HDTV com formato 22:11:11 pode levar a uma taxa de *bits* de 1.485Gbps.

- **Redundância Temporal:** consiste no aproveitamento da similaridade existente entre os quadros sucessivos que formam uma imagem dinâmica. Um exemplo prático seria a imagem de um jogador de golfe sacando uma bola. Após o saque, a diferença entre os quadros sucessivos seria somente a posição da bola a cada instante. Dessa maneira, o algoritmo enviaria a informação de um quadro completo mais o vetor de deslocamento da imagem efetivamente dinâmica. A diferença entre o quadro  $N$  e o quadro  $N + 1$  da Figura 21 é o deslocamento do bloco. Portanto, em vez de enviar os dados dos dois quadros completos, envia-se a informação do quadro  $N$  completa mais a informação do vetor movimento do quadro  $N + 1$ .

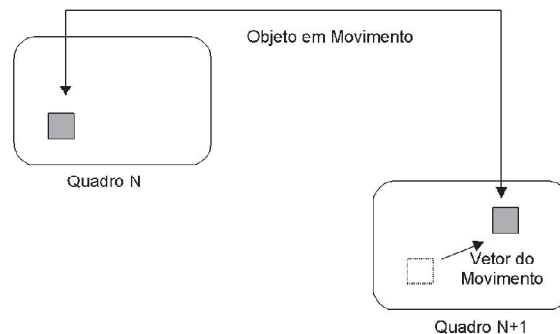


Figura 21 Sensibilidade do olho humano à frequência espacial



Existe um jogo de compromisso nesse processo, pois caso haja um erro na transmissão do quadro N, por exemplo, o quadro N + 1 não poderá ser formado corretamente. Para minimizar esse problema, durante a transmissão, são enviados alguns quadros com informação completa dentro da seqüência de quadros, seqüência essa denominada Group of Pictures (GOP).

A compensação de movimentos se baseia nas semelhanças entre as imagens subseqüentes e permite a transmissão apenas das diferenças. Esse método pode ser entendido como a subtração de uma imagem pela sua predecessora, ou seja: imagem  $i_{2(t)}$  será subtraída pela imagem  $i_1(t-\tau)$ , o que corresponde a uma subtração em nível de *pixels* no mesmo lugar  $x, y$ .

Para garantir que esse processo não gere perdas, o caminho de realimentação do codificador contém um decodificador funcional que irá subtrair exatamente o sinal que um codificador terá à disposição para somar ao sinal recebido.

A Figura 22 mostra a seqüência de quadros em que os símbolos têm os seguintes significados:

I – *Intra Frames*: quadros completos, usados no início da seqüência

B – *Bidirectional Frames*: possuem a informação das diferenças entre o quadro atual e o quadro anterior e posterior.

P- *Predicted Frames*: são baseados no anterior, possuem uma alta compressão e trazem mudança em relação ao último quadro, podendo ainda ser usados como referência para o próximo quadro.

Se for transmitida uma imagem com o fator  $N = 15$  e  $M = 3$  (em que N é o número total de quadros e M é o número de quadros tipo B que fica entre dois quadros tipo P), tem-se a transmissão mostrada na Figura 22 com a seguinte seqüência de quadros:

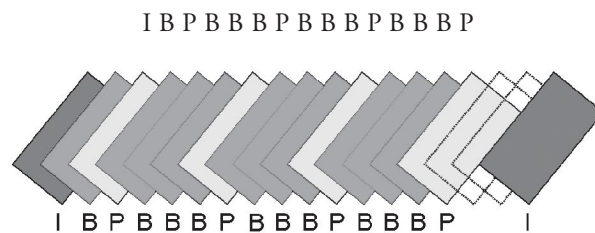


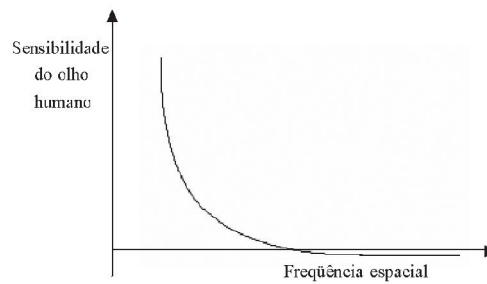
Figura 22 Transmissão de quadros no sistema MPEG2

Além de introduzir o conceito de estimação de movimentos, o MPEG2 introduz um método para regular a taxa de transmissão através do controle do processo de quantificação. Um *buffer* na saída do codificador irá permitir uma taxa de transmissão

constante. Caso o *buffer* se encontre próximo de exceder sua capacidade de armazenamento, ele irá ordenar que o processo de quantificação diminua a resolução do vídeo, diminuindo assim o montante de dados gerados.

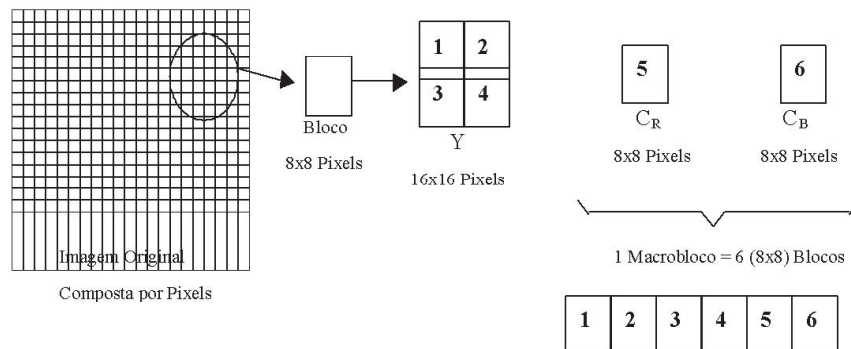
- **Redundância Espacial:** a redundância espacial ou frequência espacial consiste na semelhança dos *pixels* adjacentes de uma imagem. Um exemplo é um avião passando no céu sem nuvens, em que a informação relevante a ser transmitida é o avião, e o fundo é a parte da imagem azul cujo conteúdo de imagem é praticamente uniforme.

A Figura 23 mostra que o olho humano possui baixa sensibilidade para frequências espaciais altas.



**Figura 23** Sensibilidade do olho humano à frequência espacial

Baseando-se nesse conceito físico de que as altas frequências podem ser eliminadas sem causar degradações perceptíveis na imagem, a idéia do MPEG2 é converter a amplitude espacial da imagem em frequência espacial através da DCT (transformada discreta de co-seno). A imagem é subdividida em blocos de 8 x 8 *pixels*, como mostra a Figura 24.



**Figura 24** Amostragem da figura a ser comprimida

Cada bloco é composto por 64 valores que podem variar (quando digitalizado em 8 *bits*, tem-se  $2^8 = 256$ ) de 0 a 255 para a luminância ou  $-128$  a  $+127$  para a crominância. A esse bloco é aplicada a DCT, que resultará em 64 coeficientes que representam a frequência espacial, sendo que o primeiro coeficiente no topo e à esquerda representa o componente DC, e o último coeficiente localizado abaixo é a maior frequência espacial contida na informação.

A DCT obedece à equação 8:

$$Z_{k,l} = \frac{1}{4} C_k C_l \sum_{i=0}^{l-1} \sum_{j=0}^{l-1} x(i,j) \cos \frac{\pi(2i-1)k}{16} \cos \frac{\pi(2j+1)l}{16} \quad (8)$$

Dependendo do número de detalhes contidos no bloco original, boa parte dos coeficientes assumirá valores próximos de zero, sendo esses valores passíveis de ser descartados.

A aplicação do DCT reduz consideravelmente a taxa da informação a ser transmitida, e é considerada uma compressão sem perdas e um processo completamente reversível. Aproveitando-se das características de reduzida sensibilidade do olho humano às altas frequências espaciais, é possível, sem degradação perceptível da imagem, eliminarem-se alguns coeficientes resultantes do processo DCT. Esse processo é denominado limiarização (*thresholding*). Após a limiarização, os coeficientes restantes são quantizados com uma precisão que decresce inversamente proporcional à medida que há um acréscimo das altas frequências espaciais, como mostrado na Figura 23. Após a aplicação da limiarização e quantização, o processo torna-se do tipo “com perdas”, pois parte das informações foi completamente descartada e não pode mais ser recuperada.

- **Variable Length Code (VLC) e Run Length Code (RLC):** após o sinal passar pela quantização, ele é codificado pelo processo denominado RLC, muito empregado em *softwares* de compressão como o ZIP, por possuir grande eficiência em mensagens com elementos semelhantes repetidos.

Exemplificando, tomando-se a palavra ARARAQUARA, em vez de transmitir a palavra inteira, transmite-se o posicionamento das letras e o conteúdo da palavra: 5A, 3R, 1Q e 1U. Quanto maior o número de elementos repetidos, maior é a eficiência da codificação.

Em conjunto, é aplicado o código VLR, também denominado algoritmo de Huffman, cujo princípio básico é atribuir símbolos de menor comprimento às informações mais frequentes. Aplicando o processo à palavra ARARAQUARA, tem-se:

5 caracteres A  
 3 caracteres R  
 1 caractere Q  
 1 caractere U

Se possuírem disponíveis apenas quatro símbolos de diferentes comprimentos será atribuída a seguinte codificação:

Símbolo “0” para letra A  
Símbolo “01” para letra R  
Símbolo “111” para letra Q  
Símbolo “00000” para letra U

É claro que os métodos empregados no MPEG2 são mais complexos do que o simples exemplo mostrado acima. Entretanto, ele serve para mostrar o princípio empregado para comprimir os dados de uma transmissão de vídeo.

- **Buffer:** é o dispositivo destinado a controlar o fluxo de dados do MPEG2, garantindo que a taxa de *bits* na saída do compressor seja sempre constante. O controle dessa taxa é feito durante o processo de quantização. Para isso, o circuito de controle de fluxo realimenta com informação sobre o status do fluxo de saída, para que o circuito de quantização do DCT possa sempre adequar o nível de quantização.

### 3.1.2 Considerações gerais

Após todas essas etapas, a taxa de compressão obtida pode ser superior a 50:1, o que significa que um sinal de vídeo de HDTV digitalizada que possui uma taxa superior a 1 Gbps passa a ter uma taxa de  $\approx 20$  Mbps depois de comprimido.

Existem vários outros métodos de compressão, como o MPEG4, o WM9 e o H264, mas como no momento estes não estão sendo usados para transmissão de TV terrestre, não serão discutidos neste trabalho.

## 3.2 Compressão de áudio

A gama de frequências audíveis pelo ouvido humano vai de 16 Hz a 20 kHz, e o limite superior varia de pessoa para pessoa. Para obter a qualidade de CD, obedecendo ao critério de Nyquist, é preciso amostrar o sinal de áudio pelo menos 44.000 vezes por segundo. Utilizando-se código de 16 *bits*, tem-se 704 Kbits; se a transmissão for para música estéreo, a taxa será de 1,4 Mbps. Surge então a necessidade de um algoritmo de compressão que reduza essa taxa de *bits*, para possibilitar uma transmissão de maneira eficiente.

O codificador de áudio MPEG consegue reduzir a taxa de dados de um CD em aproximadamente 12 vezes, sem perda significativa da qualidade.

O principal fator do qual o processo se vale para essa redução consiste no uso da característica do ouvido humano de não ser um aparelho perfeito para captar sons; o MPEG aproveita essas imperfeições para comprimir o áudio.

Ao se ouvir uma orquestra tocando simultaneamente violinos, trombetas e os instrumentos de percussão, os ouvintes não são capazes de captar todos os sons simultaneamente porque alguns dos sons estão camuflados pelos sons dos instrumentos mais fortes, uma vez que o ouvido humano é mais sensível aos sons mais graves do que aos sons mais agudos.

Uma gravação em CD dessa orquestra contém todos os sons dos instrumentos da orquestra. Mas, se as partes que as pessoas não são capazes de ouvir forem removidas, consegue-se ouvir a mesma orquestra com a mesma qualidade do CD. De maneira geral, esse é o funcionamento do sistema de compressão do MPEG Áudio.

O MPEG é o primeiro padrão internacional no domínio de compressão de áudio de alta fidelidade. Em particular, o MPEG define a sintaxe da seqüência de *bits* de áudio codificado a baixas taxas de *bits*. O algoritmo de codificação não é definido pela norma MPEG.

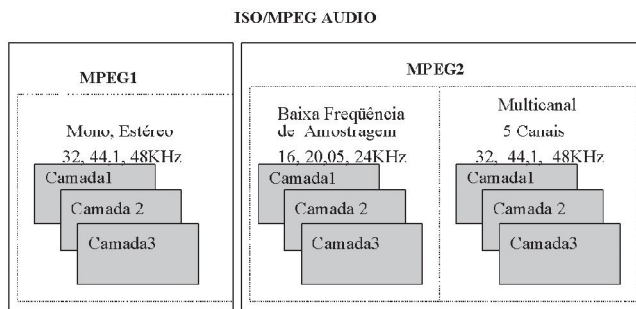


Figura 25 Hierarquia entre as camadas 1, 2 e 3 do MPEG áudio

A Figura 25 mostra as hierarquias das camadas do MPEG Áudio.

### 3.2.1 MPEG1 Áudio

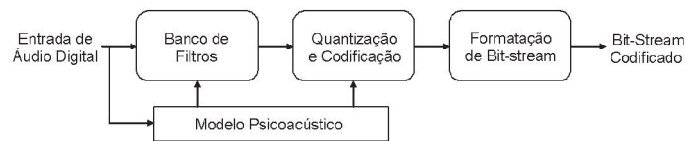
O MPEG1 providencia o esquema de compressão para fontes de áudio estéreo e mono com qualidade semelhante a CD Áudio. A parte do algoritmo correspondente ao áudio é dividida em três camadas: (1) **MPEG1 Áudio Camada 1**, que oferece menor taxa de compressão, e é usado em sistemas de áudio de consumo. A sua vantagem é menor custo de implementação; (2) **MPEG1 Áudio Camada 2**, que oferece maior taxa de compressão. É encontrado em aplicações profissionais ou em aplicações de consumo mais sofisticado; e (3) **MPEG1 Áudio Camada 3**, que oferece maior taxa de compressão e é encontrado em Rede Digital de Serviços Integrados (RDSI). O seu custo é maior e apresenta maior complexidade de codificação e decodificação.

A idéia principal é que uma aplicação do MPEG1 viabiliza usar a camada que oferece o melhor compromisso entre a necessidade de computação e o desempenho de compressão. O áudio pode ser codificado em qualquer uma das camadas.

O MPEG1 Áudio destina-se a transformar sinais de áudio amostrados a taxas de 32KHz, 44,1KHz ou 48KHz e codificá-los para uma taxa de 32Kbps a 192Kbps.

### 3.2.2 MPEG2 Áudio

O MPEG2 Áudio foi desenvolvido com base no MPEG1, fazendo com que os benefícios deste proporcionassem maior qualidade e maior eficiência, propiciando um padrão de qualidade para satisfazer os requisitos necessários para as redes digitais.



**Figura 26** Codificador MPEG Áudio

Além dos canais mono e estéreo que o MPEG1 suporta, foi adicionado suporte para múltiplos canais. Assim, o MPEG2 tem a possibilidade de suportar até cinco canais de som (esquerdo, direito, centro e dois canais de *surround* e mais um canal de graves), ou, em extensão, sete canais mais um canal de graves. Isso possibilita ter em casa o som com o mesmo desempenho de algumas salas de cinema, permitindo a reprodução de som estereofônico mais realista. As figuras 26 e 27 mostram a estrutura de MPEG Áudio.

O MPEG2 possui outras funções, como a característica “multilíngüe”, permitindo, por exemplo, que um filme possa ser ouvido em diferentes linguagens, de acordo com a escolha do telespectador.



**Figura 27** Decodificador MPEG Áudio

Para efetuar a compressão de áudio, existem duas alternativas: a primeira consiste em reduzir a frequência de amostragem, e a segunda, em reduzir a resolução da amostra para um valor inferior. Para se obter uma boa qualidade, não se pode fazer grandes alterações na frequência de amostragem, pois o ouvido humano escuta até 20kHz. Pelo teorema de Nyquist, é necessário ter uma taxa de amostragem equivalente a duas vezes a frequência que se deseja transmitir; portanto, é preciso ir até 44,1K amostras por segundo.

A razão de escolher código de 16 bits deve-se ao desejo de obter boa relação sinal-ruído, de quantificação proveniente do processo de digitalização do sinal. Para cada bit que se adiciona ao código há uma melhoria de 6dB na relação sinal-ruído. Ao se utilizar código de 8 bits por amostra, pode-se ainda perceber ruído de fundo nos momentos de silêncio de música. Mas, para esse nível de codificação, se o nível do som é elevado, não se ouve nenhum ruído. Esse efeito é chamado de Efeito Máscara, e é a chave para o método de codificação utilizado pelo MPEG2.

Com o sistema de CD Áudio consegue-se uma relação sinal-ruído de 90dB, o que está dentro da gama dinâmica do ouvido humano, pois nesta faixa não se ouve nenhum ruído.

### 3.2.3 Modelo psicoacústico, efeito máscara e bandas críticas

O modelo psicoacústico baseia-se no efeito da sensibilidade do ouvido humano, que tem uma gama dinâmica de 96dB em níveis de som, cuja frequência varia de 20Hz a 20kHz. Entretanto, a sensibilidade não é uniforme para toda gama de frequência, sendo mais sensível na faixa de 1kHz a 3kHz.

Quando dois tons de frequências próximas estão simultaneamente presentes, o ouvido humano percebe melhor o som com nível mais elevado. Quando os dois tons têm frequências mais afastadas uma da outra, o ouvido humano percebe mais nitidamente a presença simultânea dos dois. A esse efeito dá-se o nome de Efeito Máscara – efeito que permite aumentar o nível de ruído de fundo à volta do som forte, uma vez que o ruído já será mascarado.

A largura de banda das curvas dos sinais que causam o Efeito Máscara não é proporcional à frequência. Essa largura, chamada de Dimensão de Banda Crítica, é de cerca de 100Hz para baixas frequências, aumentando muito para frequências mais elevadas.

- MPEG2 Áudio Camada 1: o mapeamento tempo-frequência é constituído por um banco de filtros polifásicos com 32 sub-bandas, os quais têm a característica de combinar a baixa complexidade computacional com opções de implementação flexíveis. Essas sub-bandas são igualmente espaçadas em frequência.

O modelo psicoacústico usa uma *Fast Fourier Transformer* (FFT) de 512 pontos ( $2^8$ ), de modo a obter uma informação espectral detalhada do sinal. A saída da FFT é usada para determinar as máscaras tonais e monotonais do sinal (ruído). Cada máscara produz um limiar de mascaramento dependente da sua tonalidade, intensidade e frequência. Para cada sub-banda, os limiares de mascaramento são combinados de modo a formar um limiar global de mascaramento. Esse limiar é comparado com o nível do sinal para cada sub-banda, produzindo uma relação sinal-máscara, ou *Signal Mask Rate* (SMR), que é a entrada do quantizador.

O quantizador/codificador examina as amostras de cada sub-banda, procura o valor máximo absoluto e quantiza a 6 bits. Esse valor é chamado de fator de escala da sub-banda. A seguir, determina a alocação de bits para cada sub-banda. É possível mesmo que em bandas muito mascaradas seja obtido o resultado “0 bit”, de modo que nenhuma amostra seja codificada. Finalmente, as amostras da sub-banda são linearmente quantizadas. O empacotador da trama tem um trabalho muito simples. Cada trama começa com uma informação de cabeçalho que será usada para sincronização e contabilização e um código cíclico (CRC), usado para detecção e correção de erros. Cada uma das 32 sub-bandas usa 4 bits para alocação de bits e 6 bits para fator de escala. Os bits restantes da trama são usados para amostras da sub-banda, com uma cauda adicional para informação extra.

- MPEG2 Áudio Camada 2: o mapeamento tempo-frequência é igual ao da Camada 1. Usa um banco de filtros polifásicos de 32 sub-bandas. O modelo psicoacústico é semelhante ao da Camada 1 porém usa uma *Fast Fourier Transformer* (FFT) de 2.014 pontos para maior resolução de frequência. Usa também o mesmo procedimento que a Camada 1 para produzir as relações sinal-máscara para cada uma das 32 sub-bandas.

O quantizador/codificador é também semelhante ao da Camada 1, gerando fatores de escala de 6 bits para cada sub-banda. As tramas da Camada 2 são três vezes mais longas que as tramas da Camada 1, assim a Camada 2 permite a cada banda uma seqüência de três fatores de escala sucessivos, e o codificador usa um, dois ou três, dependendo do quanto eles diferem uns dos outros. Isso resulta num fator de dois na redução do débito binário para os fatores de escala, quando comparado com os da Camada 1. As alocações de bits são calculadas de maneira similar à da Camada 1. O empacotador da trama usa uma estrutura de cabeçalho e código cíclico (CRC) similar ao da Camada 1.

O número de *bits* usados para descrever as alocações de bits varia com a sub-banda:

4 para as sub-bandas baixas  
3 para as sub-bandas intermediárias  
2 para as sub-bandas altas

Os fatores de escala (um, dois ou três, dependendo dos dados) são codificados em conjunto com um código de 2 bits que descreve qual combinação de fatores de escala se trata.

As amostras da sub-banda são quantificadas de acordo com a relação de bits, sendo então combinadas em grupos de três denominados grânulos. Cada grânulo é codificado com uma palavra de código. Isso permite que a Camada 2 capture muito mais redundância do sinal que a Camada 1.



- MPEG 2 Áudio Camada 3: o mapeamento tempo-frequência usa banco de filtros polifásicos para a divisão nas 32 bandas principais, seguida de uma filtragem usando *Modified Discret Coseno Transformer* (MDCT) para subdivisão em 18 sub-bandas de cada uma das 32 sub-bandas principais, resultando em 576 sub-bandas, provendo um cálculo mais preciso dos limiares de mascaramento.

O quantizador/codificador é mais sofisticado e permite tramas de formato variável. A redundância é acompanhada por um processo de codificação de Huffman, a fim de aproveitar as propriedades estatísticas do sinal de saída do estágio psicoacústico.

O empacotador da trama inclui uma reserva de bits que permite que mais bits sejam usados em porções do sinal que deles necessitem, tornando-se assim num formato *Variable Bit Rate* (BR).

A Camada 3 tem como objeto aplicações em que uma necessidade crítica de baixos débitos binários justifique o sofisticado sistema de codificação que exige grande poder computacional. Permite resultados de alta qualidade a taxas de transmissão muito baixas, como 64Kbps. Pode ser usada em rede de Rede Digital de Serviços Integrados (RDSI), que pode transportar áudio em tempo real com qualidade de CD.

O nível de compressão e de qualidade alcançados por este sistema devem-se principalmente à utilização do processo de codificação por sub-banda, e baseado num modelo psicoacústico do ouvido humano que permite mascarar a percepção de qualquer ruído introduzido no sinal de áudio após o processo de compressão.

---

## 4 PADRÕES DE TV DIGITAL

Neste capítulo serão apresentadas as principais características de transmissão e recepção dos três primeiros padrões de TV Digital, a saber:

- a) ATSC: *Advanced Television System Comitee* (Americano)
- b) DVB –T: *Digital Video Broadcasting – Terrestrial* (Europeu)
- c) ISDB – T: *Integrated System Digital Broadcasting – Terrestrial* (Japonês)

Uma imagem de vídeo de alta definição como a de HDTV (*High Definition TV*), quando digitalizada, converte-se em um feixe digital de altíssima taxa de bits da ordem de 1Gbps, velocidade incompatível com a largura de banda de 6MHz reservada para transmissão de um canal de TV. Por essa razão tornou-se necessário comprimir o feixe digital de 1Gbps para uma taxa de bits de aproximadamente 20Mbps.

Essa alta taxa de compressão foi alcançada pela aplicação do algoritmo de compressão denominado MPEG2, igualmente adotado pelos três padrões de TV Digital.

Não somente a imagem, mas também o som sofreu melhorias consideráveis na qualidade, incorporando facilidades para permitir a utilização do som multicanal (mais de dois canais). Nesse caso, foi também necessário comprimir o sinal de áudio digitalizado. Quanto ao áudio, cada padrão de TV Digital escolheu algoritmos de

digitalização e/ou compressão diferentes, que serão comentados quando da descrição de cada um dos padrões.

Além do áudio e vídeo, algumas informações complementares e facilidades operacionais são multiplexadas às informações comprimidas de áudio e vídeo para formar o feixe digital (aproximadamente 20Mbps) que entra no Modulador.

O Modulador, independentemente do padrão, é constituído basicamente por três blocos funcionais, a saber:

- *Codificador*: confere a necessária robustez a interferências ao sinal digitalizado.
- *Estruturador de quadro*: monta a estrutura de quadro de sinal digital e acrescenta a estrutura de quadro de sinal digital e informações de sincronismo e controle.
- *Modulador 8VSB ou COFDM*: efetua a modulação da portadora ou portadoras, e transporta o sinal modulado para a Frequência Intermediária (FI), ocupando um canal de 6MHz de banda.

Após a modulação, segue-se uma etapa de conversão de frequência que transfere o sinal modulado em FI para a frequência do canal de TV Digital desejado. A etapa de conversão segue a de excitação e amplificação de potência, onde então o sinal modulado será inserido na antena de transmissão.

#### 4.1 Sistema ou padrão ATSC

O sistema americano ATSC foi introduzido nos Estados Unidos em 1998, e tem como principal característica ser monoportadora (portadora única) com modulação de amplitude de 8 níveis na versão *8 Vestigial Sideband* (8VSB), ocupando a mesma banda de 6MHz utilizada no sistema analógico. A Figura 28 mostra a estrutura de um transmissor com modulação 8VSB do sistema ATSC.

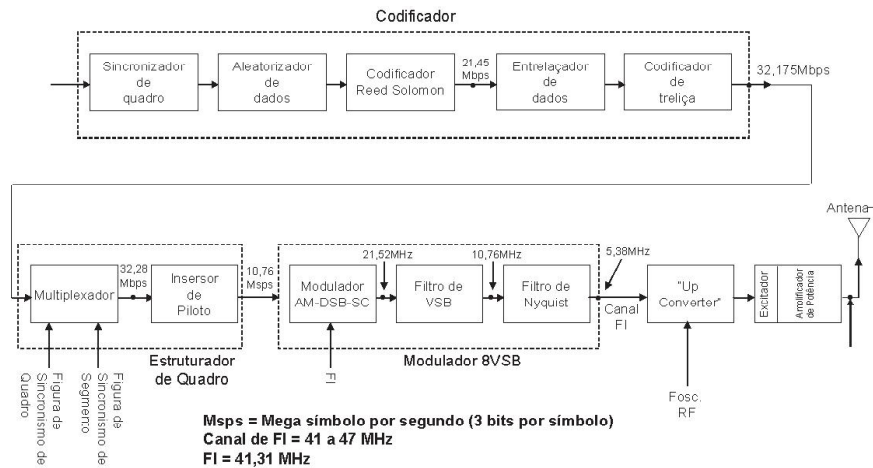


Figura 28 Diagrama do modulador 8VSB

O sistema de compressão de sinal de vídeo é o MPEG2. Esse vídeo comprimido, mais os canais de som comprimido e mais o canal de dados complementares multiplexados formam o feixe digital de taxa de bits constante (19,39Mbps) que entra no modulador. A Figura 28 detalha um diagrama em blocos do Modulador 8VSB completo e circuitos complementares.

Serão a seguir descritas, de forma resumida, as funções de cada bloco que compõe os macroblocos do Codificador, Estruturador de Quadro e Modulador 8VSB.

#### 4.1.1 Codificador

O macrobloco do Codificador é formado pelos blocos do Sincronização de Quadro, Aleatorizador de Dados (*Randomizer*), Codificador *Reed Solomon*, Entrelaçador de Dados e o Codificador de Treliça (*Trellis Encoder*).

##### 4.1.1.1 Sincronizador de quadro

O feixe digital de 19,39Mbps que entra neste bloco é formado por pacotes sequenciais de 188 bytes, sendo 1 byte de sincronismo (identifica o início do pacote) e 187 bytes de informação útil (dados úteis). Este bloco identifica os pontos de início e o fim de cada pacote e remove o byte de sincronismo, que não tem mais utilidade alguma, antes de injetá-los no Aleatorizador de Dados.

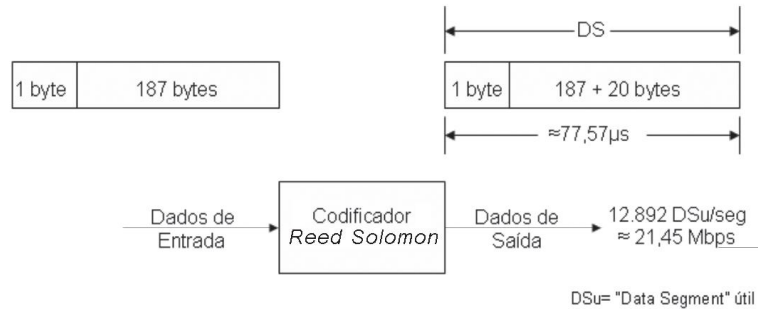
##### 4.1.1.2 *Randomizer* ou aleatorizador

A sua principal função é tornar aleatória a distribuição dos bytes dentro de cada pacote de dados. Esta aleatorização dos bytes é necessária para evitar que, devido à repetição de padrões de dados, o espectro de frequências do sinal modulado possa conter energia concentrada em determinadas frequências deste espectro. Se isso acontecesse, poderia comprometer a imunidade às interferências do sinal transmitido de HDTV e aumentaria a possibilidade de interferência em outros canais de TV, principalmente nos de TV analógica.

O aleatorizador produz um espectro semelhante ao ruído branco e é constituído basicamente por um gerador de *Pseudo Random Binary Sequence* (PRBS) somado com um somador módulo 2 ao sinal útil de dados.

##### 4.1.1.3 *Reed Solomon*

Este codificador, mostrado na Figura 29, tem como função principal permitir ao receptor detectar e corrigir erros que apareçam no sinal digital demodulado e regenerado. Ele é um *Forward Error Correction Code* (FEC) pertencente à família dos *Block Codes* do tipo BCH.



**Figura 29** Codificador *Reed Solomon*. Dados de entrada e saída

Para cada 187 bytes ele acrescenta 20 bytes de redundância. O conjunto de 207 bytes assim formado é nomeado de *Data Segment usefull* ( $DS_u$ ). Esse codificador permite ao receptor detectar e corrigir até 10 bytes errados recebidos em cada  $DS_u$ . Este codificador *Reed Solomon*, devido ao acréscimo de bytes de redundância, aumenta a taxa de bits do sinal digital de entrada que era de 19,39Mbps para 21,45Mbps, o que é equivalente a 12.892  $DS_u$  por segundo. A Figura 29 ilustra os sinais na entrada e saída do codificador *Reed Solomon*.

#### 4.1.1.4 Entrelaçador de dados ou *Data Interleaver*

Tem por principal função embaralhar os bytes do canal de entrada. O objetivo deste embaralhamento é permitir ao desembaralhador, localizado no receptor, espalhar uniformemente os erros causados por interferências do tipo *burst* (ruído impulsivo, por exemplo) que ocorre na transmissão do canal de TV. Interferências desse tipo usualmente provocam erros em cascata no sinal digital demodulado pelo receptor. O decodificador *Reed Solomon* perde eficiência quando os erros aparecem todos agrupados seqüencialmente. Ao permitir espalhar esses erros, o desembaralhador propicia um funcionamento mais eficiente do decodificador *Reed Solomon*.

Este desembaralhador dispersa os dados sobre um intervalo de 4ms, equivalente a 52 segmentos  $DS_u$ .

A taxa de *bits* na saída deste bloco é a mesma presente na sua entrada.

A operação deste desembaralhador está sincronizada à figura do sincronismo de quadro (*Frame Sync*) do sistema (veja o bloco *Estruturador de Quadro*).

#### 4.1.1.5 Codificador convolucional ou *Trellis Encoder*

Este codificador age de forma complementar ao codificador *Reed Solomon* e também tem por principal objetivo detectar e corrigir erros introduzidos pelas interferências no canal de televisão. O que o difere do *Reed Solomon* é a maneira de corrigir os erros. Tecnicamente falando, ele é um codificador Convolucional do tipo *Ungerboeck*

Code linear de quatro estados. Para cada dois bits gerados na sua entrada são gerados três bits na sua saída, sendo o primeiro bit de entrada copiado na saída. O segundo bit de entrada gera dois bits na saída, usando um codificador de razão 1/2. Assim, quatro possíveis estados de entrada ( $2^2$ ) resultam em oito possíveis estados na saída ( $2^3$ ). Obtém-se, portanto um codificador de treliça de razão 2/3.

Cada um desses três bits de saída é chamado de símbolo. Existem, portanto oito ( $2^3$ ) símbolos diferentes, e cada símbolo irá representar um estado diferente de amplitude do sinal modulado no bloco modulador.

Na entrada do codificador, um *Data Segment* (DS) representa 207 bytes ( $DS_U$ ) e mais um byte de sincronismo do DS (veja a Figura 30). Ao passar pelo codificador de treliça de razão 2/3, os 1.656 bits dos 207 bytes e os 8 bits de sincronismo se transformam, respectivamente, em 2.484 bits e 12 bits, ou seja, 828 símbolos e 4 símbolos.

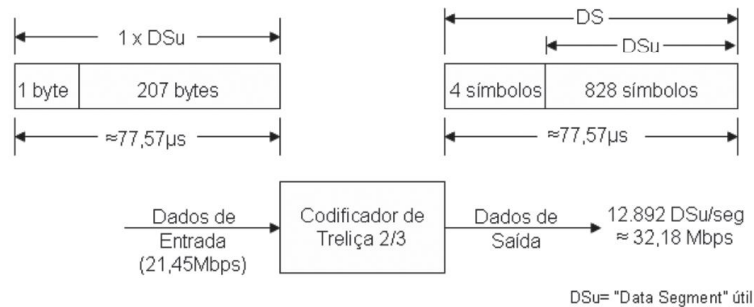


Figura 30 Codificador de treliça – Dados na entrada e saída

A taxa de bits na saída do codificador aumentou na razão de 3/2; ou seja, passou de aproximadamente 21,45Mbps para 32,175Mbps.

#### 4.1.2 Estruturador de quadro

O macrobloco do Estruturador de Quadro é formado pelos blocos do Multiplexador e do Inserir de piloto.

##### 4.1.2.1 Multiplexador

A principal função deste bloco é, a partir dos *Data Segment* (DS) de entrada, montá-los dentro da estrutura de um quadro, como mostrado na Figura 31. Cada quadro (*Data Frame*) consiste em dois campos (*Data Field*), cada um contendo 313 DSs (*Data Segment*).

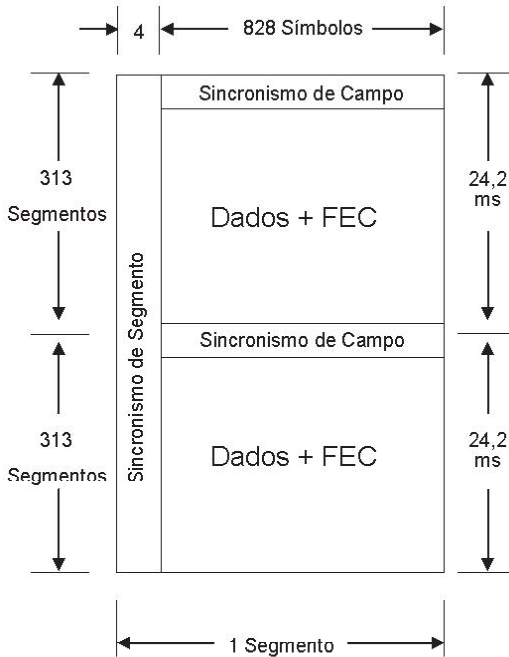


Figura 31 Estrutura do quadro

O primeiro DS de cada campo contém o sinal ou figura de sincronismo de quadro (*Data Field Sync*). Esta figura permite ao receptor identificar os campos em que os DSs foram agrupados e também provê a seqüência de treinamento utilizada pelo equalizador do receptor.

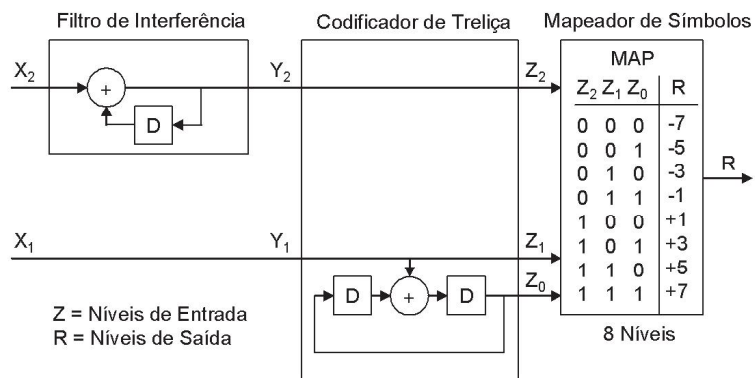


Figura 32 Mapeador de símbolos

Cada segmento carrega nos quatro primeiros símbolos a figura de sincronismo do segmento (*Data Field Sync*) que serve para o receptor localizar o início de cada segmento.

Multiplexador acrescenta as figuras do sincronismo de quadro (*Data Field Sync*) e do sincronismo de segmento (*Data Segment Sync*), geradas externamente aos DSs de entrada para compor o sinal de saída do multiplexador.

A taxa de bits na saída do multiplexador é agora de apenas 32,28Mbps, ou seja, aproximadamente 10,76 Mega símbolos por segundo.

#### 4.1.2.2 Inserir de piloto

Neste bloco o sinal digital é convertido, símbolo por símbolo, em um dos oito níveis nominais de tensão, conforme a equivalência mostrada na Figura 32. Um pequeno sinal DC (+1,25) é acrescentado a cada símbolo, de modo que na modulação 8VSB este sinal gere um piloto em fase e na mesma frequência da portadora suprimida pelo modulador AM-DSB-SC que sucede ao bloco do Inserir de Piloto.

Esse resíduo de portadora (piloto) permite ao receptor realizar a detecção síncrona do sinal 8VSB. A potência deste piloto está aproximadamente a 11,3dB abaixo da potência média do sinal de dados modulado em 8VSB. Isso corresponde a aproximadamente 7% da potência total transmitida.

#### 4.1.3 Modulador 8VSB

O bloco Modulador 8VSB é formado pelos blocos AM-DSB-SC, Filtro de VSB e Filtro de Nyquist. A Figura 28 ilustra esses três blocos que constituem o modulador 8VSB.

##### 4.1.3.1 Modulador AM-DSB-SC (*Amplitude Modulated – Double Side Band-Suppressed Carrier*)

A principal função deste bloco é modular uma portadora senoidal na Frequência Intermediária (FI) com os oito possíveis estados de amplitude, mais o componente DC do piloto do sinal de entrada (saída do bloco multiplexador). Essa modulação é de amplitude, com a dupla banda lateral e portadora suprimida (AM-DSB-SC). A pequena tensão DC do piloto gera, na saída do modulador, um resíduo de portadora na FI. A banda de frequências ocupada pelo sinal modulado é de 21,52MHz (2 x 10,76MHz). A banda útil do sinal modulador é igual à sua taxa de símbolos, ou seja, 10,76MHz.

##### 4.1.3.2 Filtro de VSB (*Vestigial Side Band*)

A principal função deste bloco é filtrar o sinal de AM-DSB para reduzir a banda ocupada por este sinal (21,52MHz) que está muito acima da banda de 6MHz reser-

vada para transmissão do canal de televisão. O sinal resultante dessa filtragem ocupa a banda lateral superior do sinal AM-DSB e um vestígio muito pequeno da banda lateral inferior. Nesse sinal, a frequência do resíduo de portadora (piloto) está apenas 310kHz acima do limite inferior da banda ocupada pelo sinal na saída do filtro.

De uma forma simplificada, pode-se dizer que a banda do sinal na saída do filtro é de 10,76MHz (21,52MHz: 2).

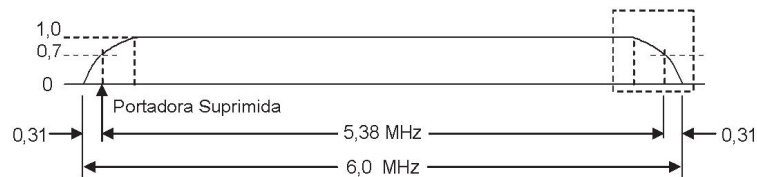
Note-se que esta banda ainda é significativamente superior à banda-objetivo de 6MHz.

#### 4.1.3.3 Filtro de Nyquist

A principal função deste bloco é confinar o sinal de 10,76MHz de banda a banda do canal de televisão (6MHz). Para tal, utiliza-se um filtro de Nyquist com coeficiente de *roll off* próximo de zero. Este filtro tem a propriedade de reduzir a banda do sinal praticamente pela metade, sem provocar Interferência Intersimbólica (ISI).

Com isso, consegue-se reduzir a banda do sinal à saída do bloco para, aproximadamente, 5,38MHz (10,76MHz: 2), valor que cabe perfeitamente dentro da banda de 6MHz do canal de televisão.

A Figura 33 mostra a ocupação do canal de televisão pelo sinal modulado em 8VSB.



**Figura 33** Ocupação do canal (normal)

A saída deste bloco contém então um sinal de televisão digital modulado em 8VSB, e confinado em uma banda de 6MHz, na frequência intermediária de 44MHz (padrão brasileiro), que vai de 41MHz a 47MHz.

Para chegar até a antena transmissora, esse sinal precisa ainda ser convertido para a frequência do canal de TV autorizado (usando um *up converter*) e amplificado através de um circuito excitador seguido de um amplificador de potência.

#### 4.1.4 Canal de som

Para o canal de som, o ATSC escolheu o padrão AC3 Dolby Digital, que é o mesmo padrão usado para os discos DVD. Esse padrão permite configurações de



áudio desde um canal (Mono) até seis canais (Multicanal). Utiliza um algoritmo proprietário de compressão do sinal conhecido genericamente por *perceptual coding*. Com essa técnica, é possível reduzir-se substancialmente as taxas de bits, sem uma perda sensível na qualidade do som. No modo multicanal com seis canais (chamado de 5.1), após a compressão, a taxa útil de bits é de 384Kbps.

## 4.2 Sistema padrão DVB-T

O sistema europeu de televisão digital teve os seus principais parâmetros definidos em junho de 1996, por meio do documento *DVB Document AO12 for Digital Terrestrial Television*. Esse documento contempla de forma generalizada a versão *Standard* e a versão HDTV da TV Digital.

Os europeus optaram por implantar a versão *Standard*, que permitia mais de um canal de TV Digital em cada banda de 8MHz (padrão europeu). Foi somente em 1998, com a decisão da Austrália, que o padrão HDTV teve a sua introdução no mercado mundial.

O Brasil foi o primeiro país que, entre 1999 e 2000, testou em laboratório e em campo a versão HDTV para uma banda de 6MHz (banda adotada no Brasil e em outros países).

O padrão DVB-T se diferencia fundamentalmente da ATSC no método de modulação empregado. O método usado pelo ATSC é de monoportadora modulada em amplitude com banda lateral vestigial (8VSB). O método usado pelo DVB-T é o de multiportadora (milhares) modulada em QPSK, 16QAM ou 64QAM e multiplexadas por divisão de frequência (FDM).

Esse método de modulação é conhecido por *Coded Orthogonal Frequency Multiplex* (COFDM) em que a palavra *coded* significa que o sinal digital antes de ingressar no modulador OFDM é codificado por código corretor de erro que aumenta significativamente a robustez do sinal digital às interferências provindas do meio de transmissão.

Da mesma forma que no ATSC, pode-se distinguir no DVB-T três macroblocos que compõem o Modulador COFDM, a saber: o bloco Codificador, o bloco Estruturador de Quadro e o bloco Modulador OFDM. A Figura 34 ilustra o diagrama em blocos do Modulador COFDM. Serão a seguir descritas, de forma resumida, as funções de cada bloco que compõe os macroblocos supracitados.

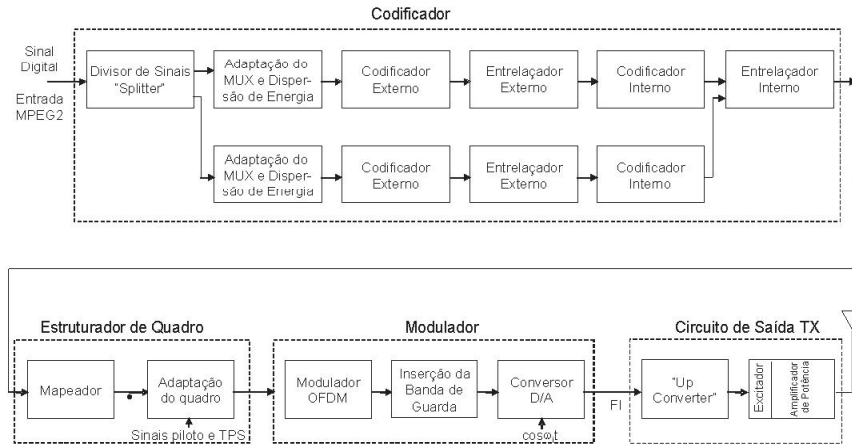


Figura 34 Modulador COFDM – DVB-T

#### 4.2.1 Codificador

De forma geral, o Codificador possui as mesmas funções do Codificador ATSC e é implementado com os mesmos blocos funcionais. Serão, portanto, enfatizadas apenas as diferenças significativas.

Ele é formado pelos blocos Divisor de Sinais *Splitter*, Adaptação de Mux e Dispersão de Energia, Codificador Externo, Entrelaçador Externo, Codificador Interno e Entrelaçador Interno.

##### 4.2.1.1 Divisor de sinais (*Splitter*)

No caso de DVB-T, o sinal digital de entrada pode ser separado em dois feixes com conteúdos digitais diferentes, para formar a estrutura hierárquica. Assim, por exemplo, um feixe poderá conter um sinal de TV digital *Standard* e o outro feixe um sinal de outro canal de TV digital destinado ao serviço móvel.

O bloco Divisor de Sinais efetua a divisão do feixe original de dados.

Para um canal único de HDTV, será utilizado apenas um feixe digital e, portanto, existirá sinal digital apenas em uma das saídas do Divisor de Sinais.

Uma diferença fundamental entre o padrão ATSC e o DSV-T é que no ATSC o sinal digital de entrada tem uma taxa de bits constante de 19,39Mbps, independentemente do conteúdo digital do feixe. No DVB-T, essa taxa de bits é variável dependendo da configuração do sistema. Assim, modulações das subportadoras com menor número de estados e *code rate* menores do Codificador Interno (menores as frações do *code rate*) levam a taxa de bits menores para o sinal digital de entrada. Como exemplo,

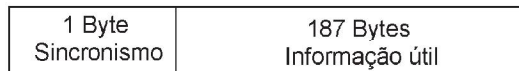
uma modulação em QPSK (4 estados) leva uma taxa útil de bits na entrada menor que uma modulação em 16QAM (16 estados) ou 64 QAM (64 estados). Da mesma forma, um *code rate* de 1/2 leva uma taxa de bits menor que um *code rate* de 3/4.

O uso de diferentes métodos de modulação e diferentes *code rate* altera não só a taxa útil de bits, mas também a imunidade do sinal digital a interferências. Normalmente, quanto mais robusto à interferência é um sinal digital modulado, menor é a taxa útil de bits disponíveis.

Para melhor entendimento inicial dos conceitos básicos envolvidos, será suposto que o sinal digital à saída do Divisor de Sinais seja único e imaginado a princípio como um sinal de HDTV. Quando abordarmos a transmissão hierárquica (veja o item 4.2.6), serão feitas as considerações sobre a existência dos dois feixes digitais na saída do *Splitter*.

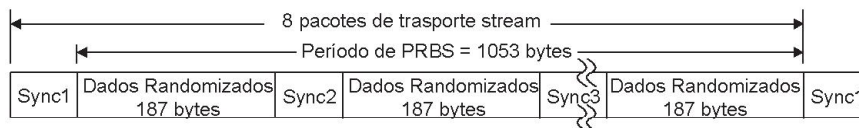
#### 4.2.1.2 Adaptação do Mux e dispersão de energia

O sinal digital proveniente do Mux MPEG2 (sinal de vídeo + som + dados) aparece na forma mostrada na Figura 35, em que cada pacote é formado por 187 bytes de carga útil (*payload*) e 1 byte de sincronismo (*Sync byte*).



**Figura 35** Pacote de MPEG2

A seguir, esses pacotes sofrem um processo de aleatorização dos dados cuja função é idêntica à descrita para o bloco Aleatorizador de Dados do ATSC (veja o item 4.1.1.2). Após a aleatorização, os pacotes de dados são organizados, como mostrado na Figura 36, e injetados no bloco do Codificador Externo.



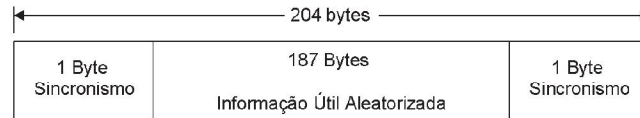
**Figura 36** Pacotes randomizados. Bytes de sincronismo e bytes de dados randomizados

#### 4.2.1.3 Codificador externo

Este codificador tem a mesma função descrita para o codificador *Reed Solomon* do ATSC (veja o item 4.1.1.3) e é um FEC (*Forward Error Corrector*) do mesmo tipo que o do ATSC. A única diferença é que ele aumenta 16 bytes de redundância em

vez de 20 bytes acrescentados pelo ATSC. Isso diminui ligeiramente a robustez do sistema às interferências.

A Figura 37 ilustra os pacotes de dados na saída do codificador já protegidos pelos 16 bytes de paridade.



**Figura 37** Pacotes protegidos de erros pelo Teed Solomon

Devido à presença de bytes de paridade, este bloco aumenta em aproximadamente 1,0851 vezes,  $(204/188)$  a taxa de bits do sinal digital.

#### 4.2.1.4 Entrelaçador externo

Este bloco tem a mesma função do bloco Entrelaçador de Dados do ATSC (veja item 4.1.1.4).

Após o entrelaçamento de bytes de profundidade igual a 12 (I-12), os pacotes se apresentam como na Figura 38. O entrelaçador utilizado é do tipo *Convolutional byte-wise*. O processo de embaralhamento convolutacional é baseado na abordagem de Fornay, que é compatível com a abordagem de Ramsey tipo III para  $I = 12$ . Esse processo não introduz alterações na taxa de bits do sinal na entrada.



**Figura 38** Estrutura de dados após entrelaçamento externo de bytes

#### 4.2.1.5 Codificador interno

Este codificador pertence à família dos códigos convolucionais punctuados e está baseado em um código-mãe cuja razão de código (*code rate*) é de  $1/2$ , ou seja, para cada bit de entrada saem dois na saída. A função deste codificador é igual e complementar à codificação *Reed Solomon*, ou seja, permitir ao receptor detectar e corrigir erros introduzidos por interferências presentes no meio de transmissão.

O codificador convolutacional usado no DVB-T é semelhante ao codificador treliça usado no ATSC. A principal diferença é que o *code rate* no ATSC é único e igual a  $2/3$ , enquanto no DVB-T, a partir do *code rate*-mãe de  $1/2$ , através do processo de punctuamento, é possível escolher outros *code rates*. Assim, pode-se configurar o Codificador Interno para trabalhar com os *code rate* de  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$  e  $7/8$ .

Note-se que agora a taxa de bits na saída do codificador, em relação à entrada, depende do *code rate* escolhido. Quanto menor for o valor da fração, maior será a taxa de bits de saída em relação à entrada.

A expressão abaixo permite calcular a taxa de bits (*bit rate*) na saída do codificador em função da taxa de bits na entrada e do valor do *code rate*:

$$\text{Taxa de bits na saída} = \text{Taxa de bits na entrada} \times \frac{1}{\text{coderate}} \quad (8)$$

Exemplo: para *code rate* de 3/4: Taxa de bits de saída = Taxa de bits de entrada x 4/3.

Quanto menor for a fração do *code rate*, menor é a diferença entre as taxas de bits de entrada e saída, mas pior é a robustez a interferências que o código confere ao sistema. Assim, por exemplo, um *code rate* de 1/2 dobra a taxa de bits do sinal à saída, mas confere muito mais robustez ao sistema do que um *code rate* de 5/6, cuja taxa de bits na saída é apenas 1,2 vezes maior que a de entrada.

Note-se, entretanto, que cada vez que se utiliza um *code rate* mais robusto, diminui-se a taxa de bits disponível na entrada do Modulador e, portanto, diminui a definição da imagem.

#### 4.2.1.6 Entrelaçador interno

Este entrelaçador é constituído por três blocos funcionais distintos, a saber: Demultiplexador, Entrelaçador de Blocos e Entrelaçador de Símbolos (veja a Figura 28). As funções resumidas de cada um desses blocos estão a seguir descritas.

- *Demultiplexador*: o demultiplexador divide o feixe de entrada em dois feixes de saída, para a modulação QPSK ou quatro feixes de saída para a modulação 16QAM, ou ainda seis feixes para a modulação 64QAM;
- *Entrelaçador de blocos*: os entrelaçadores em número de 2 (QPSK), 4 (16QAM) ou 6 (64QAM), embaralham os bits contidos em blocos de 126 bits em cada bloco.

Como cada símbolo no OFDM tem 1512 subportadoras úteis no modo 2K e 6.048 subportadoras úteis no modo 8K, serão necessários 12 conjuntos de blocos em paralelo para transmitir um símbolo no modo 2K ou 48 conjuntos no modo 8K.

Calculando  $12 \times 126 = 1.512$  (modo 2K):

a)  $48 \times 126 = 6.048$  (modo 8K)

Como o número de subportadoras utilizadas é uma constante para um dado modo de operação, é fácil verificar que o número de bits por símbolo (Nbits) depende do método de modulação.

A equação geral será:

$$\text{Nbit/s} = "v" \times 1512 \text{ (modo 2K) (9) e}$$

$$\text{Nbit/s} = "v" \times 6048 \text{ (modo 8K) (10)}$$

Onde Nbit/s = número de bits por segundo

"v" = número de bits por estado da subportadora

Então: QPSK "v" = 2 Nbit/s = 2 x 1.512 = 3.024

16QAM "v" = 4 Nbit/s = 4 x 1.512 = 6.048

64QAM "v" = 6 Nbit/s = 6 x 1.512 = 9.072

Note-se que o embaralhamento é feito exclusivamente nos bits úteis.

Na saída do Embaralhador de Blocos, os "v" bits (2, 4 ou 6) são agrupados para corresponder a um dos estados da subportadora que vai ser modulada. Assim, a saída do circuito agrupado será formada por seqüências de "v" bits, em que o primeiro bit, o mais significativo, será representado pela saída do entrelaçador 10 e assim sucessivamente. (veja a Figura 24).

- *Entrelaçador de Símbolo*: os sinais agrupados em "v" bits (2, 4 ou 6 bits) são seqüencializados para formar um símbolo OFDM, em que cada uma das 1.512 subportadoras no modo 2K ou 6.048 subportadoras no modo 8K assumirão um dos  $2^v$  estados possíveis. O embaralhamento dos sinais digitais de "v" bits será realizado dentro do próprio símbolo em que estão inseridos.

De uma forma geral, os embaralhamentos providos pelo macrobloco do Entrelaçador Interno têm uma função global semelhante à exercida pelo Entrelaçador Externo, ou seja, permitir que o Decodificador Interno, de forma organizada, trabalhe mais eficientemente possível para evitar que *burst* de erros introduzidos no meio de transmissão venham a degradar a recepção do sinal.

#### 4.2.2 Estruturador de quadro

O bloco Estruturador de Quadro tem como principais funções mapear o sinal de entrada dentro de uma estrutura de quadro adequada, e inserir nesta estrutura os sinais que terão a responsabilidade de enviar as configurações do receptor, ou *Transmission Parameter Signals* (TPS), e as informações transportadas pelos pilotos para o sincronismo de quadro, sincronismo de freqüência, estimação de canal e identificação do modo de transmissão.

Este macrobloco é constituído pelos seguintes blocos funcionais: Mapeador e Estruturador de Quadro.

#### 4.2.2.1 Mapeador

O Mapeador permite estabelecer uma relação entre os “v” bits (2, 4 ou 6 bits) oriundos do bloco Entrelaçador de Símbolos e os estados de fase/amplitude das subportadoras da modulação OFDM.

Assim, as figuras 39a, 39b e 39c utilizam o código de Gray para mapear os “v” bits nos respectivos estados das modulações em QPSK, 16QAM e 64QAM.

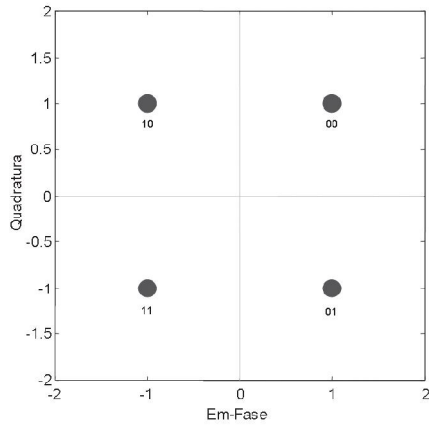


Figura 39a Constelação QPSK

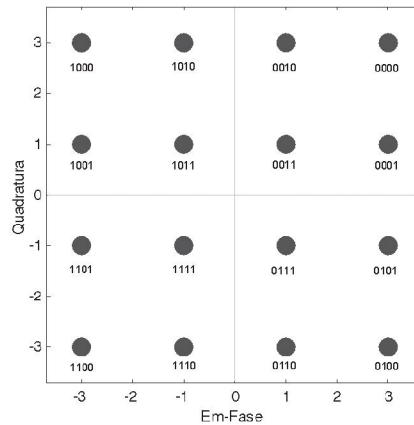


Figura 39b Constelação 16QAM

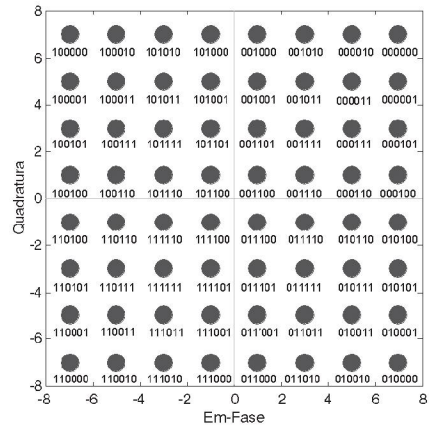


Figura 39c Constelação 64QAM

Por exemplo, numa subportadora modulada em 16QAM (veja a Figura 39b), nos 4 bits que identificam um estado, no código de Gray, os dois primeiros bits identificam o quadrante em que se encontra o estado e os outros dois bits identificam a posição do estado dentro do quadrante. Por exemplo, a sequência 1011 identifica um determinado estado do segundo quadrante (veja a Figura 39b).

Na modulação hierárquica, dois feixes digitais com diferentes modulações podem ser mapeados em um único feixe de dados. Entretanto, a modulação hierárquica será objeto de um capítulo à parte (veja o item 4.2.6).

#### 4.2.2.2 Adaptação de quadro

Aos sinais mapeados pelo Mapeador, são acrescentados os sinais de piloto e TPS, para compor a arquitetura de quadro do COFDM.

A Tabela 2 resume os valores dos principais parâmetros de símbolo COFDM. Os valores dados na tabela só dependem do modo 2K ou 8K. Não dependem do método de modulação escolhido, do valor do *code rate* do FEC convolucional, e nem do valor da banda de guarda escolhida. São valores adotados como básicos pelo grupo que definiu o padrão DVB-T.

TABELA 2

Principais parâmetros do Símbolo OFDM

Parâmetro	Modo 8K	Modo 2K
Número de portadoras K	6817	1705
Número da portadora inferior Kmin	0	0
Número da portadora superior Kmax	6816	1704
Duração de Tu	1194.667us	298.6667us
Espaçamento de portadoras 1/Tu	0.837054kHz	3.348214kHz
Espaçamento entre a portadora inferior e superior	5.71MHz	5.71MHz

Note que o número total de subportadoras é maior que o número de subportadoras usadas para transmitir o feixe digital útil presente na entrada do Estruturador de Quadro. Essa diferença prende-se ao fato que parte dessas subportadoras são utilizadas para a transmissão das informações contidas nos pilotos, como já foi mencionado.

A transmissão do sinal digital composto se faz pela transmissão seqüencial dos símbolos OFDM. A cada 1.194,667µs no modo 8K e 298,666µs no modo 2K, é enviada a parte útil do símbolo (Tu). Note que esses valores são válidos somente para o canal de TV de 6MHz de banda.

Cada 68 símbolos OFDM formam um quadro e cada quatro quadros constituem um superquadro. Cada símbolo tem duração de Ts, e esta duração é composta de duas partes:

$$T_s = T_u + \Delta \quad (11)$$

onde:

Tu = tempo útil do símbolo e dado pela Tabela 2

Δ = Intervalo de guarda (veja a descrição no item 4.2.3.2)

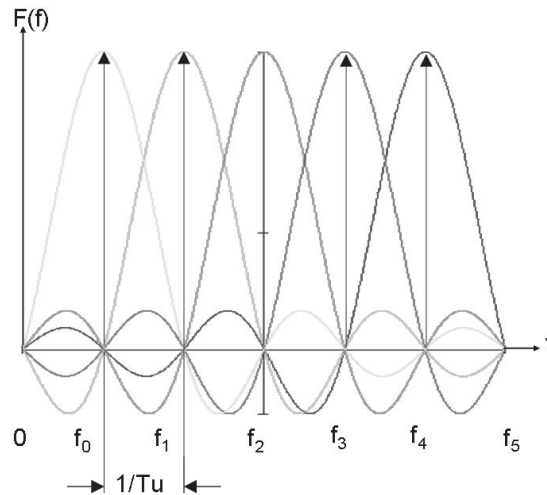


### 4.2.3 Modulador

#### 4.2.3.1 Modulador OFDM

Na modulação *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM), as subportadoras formam um conjunto de funções ortogonais entre si, ou seja, a integral do produto entre duas quaisquer destas funções dentro do intervalo de um símbolo é nula.

É essa ortogonalidade que garante que a interferência intersimbólica nas frequências das subportadoras seja nula. A Figura 40 ilustra o efeito da ortogonalidade. Por outro lado, ela garante também que a banda ocupada pelo sinal modulado de OFDM seja a menor possível. Isso permite que o sinal modulado em OFDM caiba dentro do canal de 6MHz de banda da TV Digital.



**Figura 40** Ortogonalidade da modulação OFDM

Note, na Figura 40, que a frequência da primeira subportadora ( $f_0$ ) é exatamente igual ao inverso da duração do símbolo ( $1/T_u$ ).

No modo 8K,  $f_0$  vale 837,054Hz e no modo 2K vale 3.348,214Hz. Esses valores calculados de  $f_0$  ( $f_0 = 1/T_u$ ) decorrem da necessidade absoluta de manter a ortogonalidade entre as subportadoras.

Cada subportadora vai agora ser modulada em QPSK, 16QAM ou 64QAM por um dos conjuntos de “v” bits mapeados pelo bloco posterior (Mapeador). A cada conjunto de “v” bits (2, 4 ou 6 bits) corresponderá um determinado estado de fase/amplitude da subportadora. Durante um símbolo ( $T_u$ ), os estados das subportadoras permanecem inalterados. No próximo símbolo, elas adquirirão novos estados em fun-

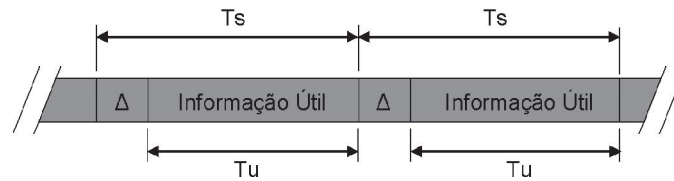
ção dos novos conjuntos de “v” bits que se apresentam na entrada dos moduladores de cada subportadora.

É importante salientar que os estados das subportadoras, dentro da transmissão de um símbolo, carregam a informação do espectro de frequências discretizadas do sinal OFDM. Para convertê-lo ao domínio do tempo, é utilizada uma ferramenta matemática conhecida por *Inverse Fast Fourier Transformer* (IFFT). Todas essas operações de modulação e obtenção pela aplicação do algoritmo IFFT do sinal modulado em OFDM são realizadas digitalmente através de processadores digitais.

O sinal OFDM assim obtido está na forma digital e pronto para ser injetado no próximo bloco, onde será inserida a banda ou intervalo de guarda.

#### 4.2.3.2 Inserção de banda de guarda

A banda ou intervalo de guarda é um intervalo de tempo vazio de informação útil adicionado antes da transmissão de cada símbolo. Esta banda de guarda tem por função eliminar ou diminuir significativamente a interferência entre símbolos quando o sinal interferente é um eco do sinal principal, mas o valor de atraso sofrido por este eco é menor que o valor da banda de guarda. Esses ecos são produzidos por reflexões do sinal principal em obstáculos existentes no espaço entre o transmissor e o receptor.



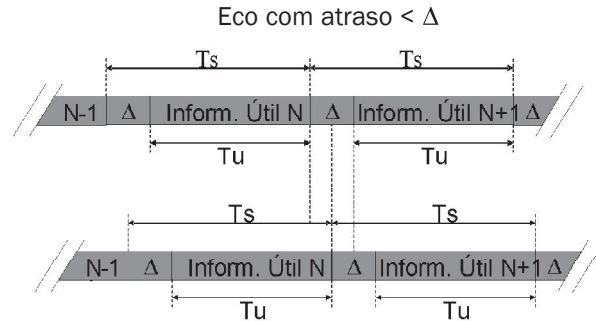
$T_s$  = Tempo de um símbolo  $T_u$  = Tempo do símbolo  $k = \Delta/T_u$   $k$  = Razão de guarda

**Figura 41** Intervalo de guarda - Definições

A Figura 41 ilustra a transmissão de dois símbolos encabeçados por seus respectivos intervalos de guarda ( $\Delta$ ). É denominada Razão de guarda ( $k$ ) a relação entre o valor do intervalo de guarda e o tempo útil ( $T_u$ ), ou seja:

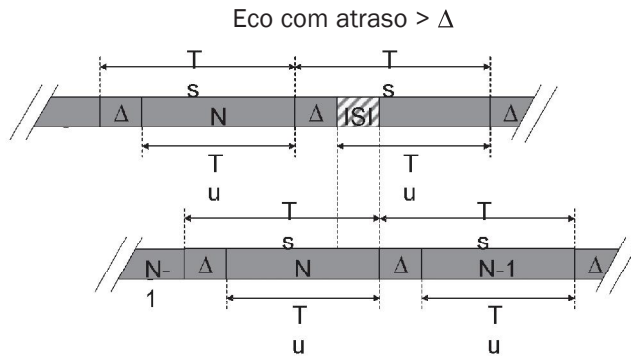
$$k = \frac{\Delta}{T_u} \text{ guard ratio}$$

A Figura 42 mostra a recepção dos símbolos do sinal principal e do mesmo sinal atrasado (eco) de um valor menor que  $\Delta$ .



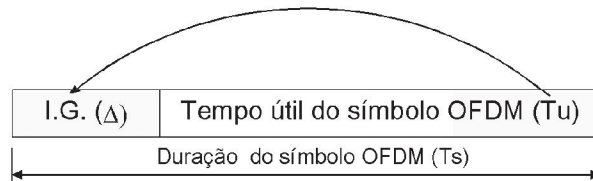
**Figura 42** Intervalo de guarda com atraso menor que  $\Delta$

Pode-se ver que nesse caso não há interferência entre símbolos N e N + 1. A Figura 43 ilustra o caso em que o atraso (a) é maior que  $\Delta$ . Nesse caso existe interferência entre os símbolos N e N + 1, e a recepção sofrerá uma degradação no seu desempenho, tanto maior quanto maior for o valor do atraso e maior for a amplitude do eco.



**Figura 43** Intervalo de guarda com atraso maior que  $\Delta$

De uma forma geral, pode-se dizer que a banda de guarda confere a modulação COFDM do DVB-T a sua boa imunidade à interferência de multipercurso (ecos) cujos atrasos caíam dentro desta banda de guarda. Na prática, para manter a ortogonalidade entre as subportadoras, a banda de guarda é preenchida com uma cópia (Prefixo Cíclico) da parte final do símbolo OFDM, como mostrado na Figura 44.



**Figura 44** Intervalo de guarda por uma cópia da parte final do símbolo OFDM

O DVB-T permite utilizar quatro valores diferentes para a razão de guarda ( $\Delta/T_u$ ).

A Tabela 3 mostra, para os modos 2K e 8K, a duração dos intervalos de guarda para a razão de guarda 1/4, 1/8, 1/16 e 1/32.

Quanto maior a duração do intervalo de guarda, mais robusto à distorção de multipercurso (ecos) é o sinal COFDM, mas menor é a taxa útil de bits do sinal digital na entrada do Modulador.

A taxa de bits do feixe digital na entrada do Modulador DVB-T (sinal de entrada de bloco Divisor de Sinais) é uma variável que depende da configuração do sistema DVB-T.

TABELA 3

Duração do Intervalo de Guarda para DVB-T

Modo	Modo 8K				Modo 2K			
Intervalo de guarda $\Delta/T_u$	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duração do símbolo $T_u$ ( $\mu$ s)	8192. T				2048. T			
	1194,667				298,667			
Duração do Intervalo de guarda $\Delta$ ( $\mu$ s)	2048T	102T	512T	256T	2048T	102T	512T	256T
Duração do Símbolo	10240T	9216T	8704T	8448T	2560T	2304T	2176T	2112T
$T_s = T_u + \Delta$ ( $\mu$ s)	1493,3	144,0	1269,3	1232,0	373,3	336,0	317,3	308,0

A equação que permite calcular, aproximadamente, o valor desta taxa de bits para um canal de 6MHz de banda é a seguinte:

$$r_{b(i)} = 5,0625 \times \log_2 M \times CR_s \times CR_c \times 1/1+k \quad (12)$$

onde:

$r_{b(i)}$  = Taxa de bits em Mbps na entrada do Modulador DVB-T

$M$  = Número de estados da subportadora, sendo:

$M = 4$  para QPSK,  $M = 16$  para 16QAM e  $M = 64$  para 64QAM

$CR_s = 188/204$  (code rate do outer code)

$CR_c = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6$  ou  $7/8$  (code rate inner code)

$K = 1/4, 1/8, 1/16$  ou  $1/32$  (razão de guarda)

De uma maneira geral, quanto menor for a taxa de bits na entrada ( $r_{b(i)}$ ), maior será a robustez do sistema às interferências, e vice-versa. Por sua vez, quanto menor  $r_{b(i)}$ , menor será a qualidade da imagem que se pode obter.

O DVB-T é, portanto, um sistema configurável em que os parâmetros podem ser ajustados para satisfazer às exigências dos diferentes serviços prestados, tendo-se em conta o compromisso entre a qualidade da imagem e a robustez às interferências.

#### 4.2.4 Conversor D/A

Todas as operações de obtenção do sinal de OFDM realizadas nos blocos anteriores acontecem no domínio dos sinais digitais. Existe, portanto, na saída do bloco Inserção do Intervalo de Guarda, um sinal digital que representa o sinal modulado em OFDM, já inserida digitalmente a banda de guarda. Agora é necessário converter esse sinal para o domínio analógico, com a finalidade de poder confiná-lo à banda de 6MHz. Essa conversão é realizada por um conversor D/A (digital/analógico). A partir dessa conversão, o sinal é transferido para ocupar a região do espectro em torno da frequência de FI, ou seja, de 41MHz a 47MHz.

#### 4.2.5 Circuito de saída de transmissão

Este circuito é composto por dois blocos: *Up-Converter* (conversor para cima) e Amplificador de Potência. O primeiro tem a função de transferir o sinal de FI para a frequência do canal de televisão designado à transmissão do sinal de TV. O segundo tem a função de amplificar o sinal transferido e inseri-lo na antena de transmissão de TV *Broadcasting*.

#### 4.2.6 Transmissão hierárquica

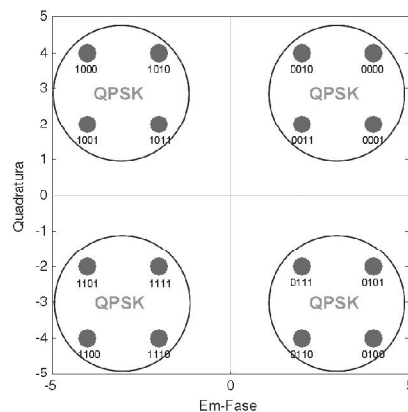
O que foi visto nos itens anteriores abordou exclusivamente a transmissão de um sinal à entrada do Modulador DVB-T contemplado com uma única configuração de parâmetros do DVB-T, não importando se a transmissão era de apenas um canal ou vários canais multiplexados. O fato significativo é que, não importando o conteúdo do feixe digital de entrada, todo esse conteúdo está efetuado pela mesma configuração e, portanto, exige o mesmo grau de robustez às interferências.

O DVB-T permite criar, a partir do diferente conteúdo do sinal de entrada do Modulador DVB-T, dois sinais com diferentes graus de robustez às interferências. Por exemplo, pode-se ter um canal de boa definição para a recepção fixa, mas não de grande robustez à interferência e outro canal de definição mais pobre destinado à transmissão móvel, mas de robustez mais elevada. A esse tipo de transmissão de canais com diferentes configurações dentro do mesmo sinal modulado dá-se o nome de Transmissão Hierárquica.

A utilização de diferentes configurações torna necessária a utilização do bloco Divisor de Sinais (veja o item 4.2.1.1), que separa os dois feixes hierarquizados, e a duplicação dos blocos funcionais Adaptação de Mux e Dispersor de Energia, Codificador Externo, Entrelaçador Externo e Codificador Interno. Com essa duplicação, pode-se ter dois feixes com diferente razão de código (*code rate*) para o Codificador

Interno. O mapeamento desses dois feixes para formar novamente um só feixe permite utilizar tipos de modulações diferentes para os dois feixes, mas a escolha destas modulações não é de forma independente uma da outra. Na verdade, existem duas combinações possíveis: ou os dois feixes estão modulados em QPSK ou um está modulado em QPSK e o outro em 16QAM. Quando os dois feixes são QPSK, o que apresenta maior robustez à interferência é denominado de alta prioridade (e indicado pelos dois primeiros bits das palavras de quatro bits). Quando os feixes são em QPSK e 16QAM, o feixe QPSK (os dois primeiros bits da palavra de seis bits) é considerado de alta prioridade e o feixe 16QAM, de baixa prioridade.

Nesses mapeamentos de um feixe dentro de outro, pode-se utilizar espaçamentos diferentes entre as constelações QPSK ou QPSK e 16QAM. Esse fator de espaçamento é chamado de  $\alpha$  e pode ter valores de  $\alpha = 1$ ,  $\alpha = 2$  e  $\alpha = 4$ . Para  $\alpha = 1$ , o espaçamento entre as constelações é o normal, como apresentado nas figuras 39-b e 39-c. Para  $\alpha = 2$ , as constelações QPSK estão separadas como na Figura 31. Lembrar que nessa figura os primeiros dois bits indicam o quadrante em que estão as constelações e correspondem ao feixe QPSK de alta prioridade, e o restante, dois bits, indica a posição de estados dentro de cada constelação e corresponde aos estados de feixes QPSK de baixa prioridade. Note-se também que a modulação combinada de dois feixes QPSK corresponde a uma modulação de 16QAM.



**Figura 45** Constelação 16-QAM com  $\alpha = 2$

Com a separação das constelações maior que o caso de  $\alpha = 1$  (normal), o feixe de alta prioridade ganha maior robustez às interferências do que existia em  $\alpha = 1$ . Em compensação, os estados dentro das constelações estão mais próximos entre si, o que reduz a sua robustez em relação à de  $\alpha = 1$ .

A Figura 45 mostra a situação para  $\alpha = 2$  na combinação QPSK e 16QAM. Aqui, os dois primeiros bits de cada estado representam a modulação QPSK de alta prioridade, e os restantes quatro bits representam a modulação 16QAM de baixa prioridade. Usando raciocínio análogo ao usado para a combinação QPSK/QPSK, pode-se observar que a modulação QPSK é mais robusta que a QPSK para  $\alpha = 1$  e a 16QAM é menos robusta que a 16QAM para  $\alpha = 1$ . Note-se que o feixe combinado representa uma modulação em 64QAM.

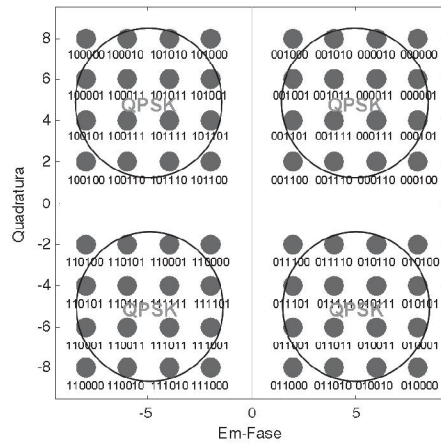


Figura 46 Constelação 64QAM com  $\alpha = 2$

As figuras 47 e 48 representam as constelações para QPSK/QPSK e QPSK/16QAM para  $\alpha = 4$ .

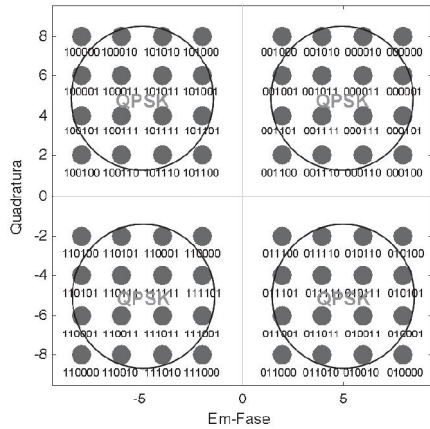


Figura 47 Constelação 16QAM com  $\alpha = 4$

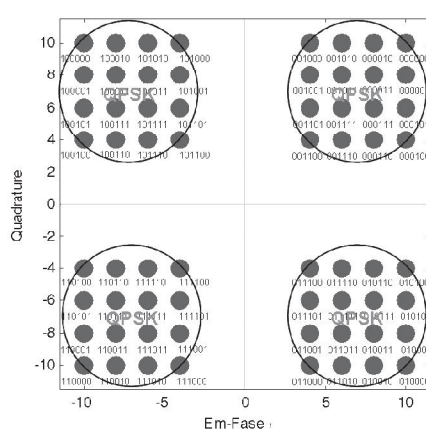


Figura 48 Constelação 64QAM com  $\alpha = 4$

Para cálculo das taxas de bits na entrada do Modulador DVB-T para os dois canais hierárquico, podem ser aplicadas as equações seguintes:

Para feixe QPSK de alta prioridade:

$$R_{b1(i)} = 9,33088 \times CR_{c1} \times \frac{1}{1 + 1/k} \text{ (Mbps)} \quad (13)$$

onde  $CR_{c1}$  = *code rate* escolhido para o feixe 1 e  $k$  = razão de guarda escolhida.

Para o feixe QPSK de baixa prioridade:

$$R_{b2(i)} = 9,33088 \times CR_{c2} \times \text{ (Mbps)} \quad (14)$$

onde  $CR_{c2}$  = *code rate* escolhido para o feixe 2.

Para o feixe 16QAM de baixa prioridade:

$$R_{b2(i)} = 18,66176 \times CR_{c2} \times \frac{1}{1 + 1/k} \text{ (Mbps)} \quad (15)$$

onde  $CR_{c2}$  = *code rate* escolhido para o feixe 2.

Nota: o valor de  $k$  tem que ser o mesmo para os dois feixes.

Exemplo:

Feixe 1: QPSK,  $CR_{c1} = 1/2$  e  $k = 1/8$

Feixe 2: 16QAM,  $CR_{c2} = 5/6$  e  $k = 1/8$

$$R_{b1(i)} = 9,33088 \times 1/2 \times \frac{1}{1 + 1/8} = 4,147 \text{ Mbps}$$

$$R_{b2(i)} = 18,66176 \times 5/6 \times \frac{1}{1 + 1/8} = 13,8235 \text{ Mbps}$$

Neste exemplo, o feixe 1 poderia ser usado para uma transmissão móvel, pois a modulação QPSK e os valores escolhidos de  $CR_{c1}$  e  $k$  conferem grande robustez às interferências. O feixe 2, menos robusto, mas com uma taxa de bits maior, poderia ser usado para recepção fixa de televisão com uma alta qualidade de imagem.

#### 4.2.7 Canal de som para DVB-T

O sistema de codificação/compressão de som utilizado pelo padrão europeu é denominado *Masking Pattern Universal Sub-band Integrated Coding and Multiplexing* (Musicam).

O Musicam emprega técnicas psicométricas de codificação especificadas pelo padrão MPEG2 Audio Layer II. É um sistema de compressão digital que aproveita as características de mascaramento do ouvido para o som de nível mais baixo e de frequências próximas a um certo som proeminente.



Pode oferecer canais na configuração mono, estéreo e multicanal para taxas de bits de até 384Kbps (ou mais).

Não é compatível com o canal AC3 Dolby do padrão americano ou o AAC do padrão japonês.

### 4.3 Sistema ISDB-T

O sistema japonês ISDB-T é uma evolução do sistema DVB-T, usando o mesmo sistema de multiportadoras, modulação OFDM e inserção de intervalo de guarda. Em virtude de a maioria da funcionalidade dos circuitos já ter sido comentada no item anterior, aqui serão comentados apenas os itens adicionais introduzidos. O padrão ISDB possui três modos de multiportadoras: 2K, 4K e 8K. Uma inovação deste sistema é a segmentação de banda que divide a largura de 6MHz do canal em 13 segmentos e, conforme o tipo de transmissão escolhida, utiliza um ou mais segmentos para cada camada, com a possibilidade de transmitir até três feixes de dados simultâneos com modulações diferentes entre si.

A Figura 49 ilustra a segmentação do canal de RF em 13 segmentos de banda.

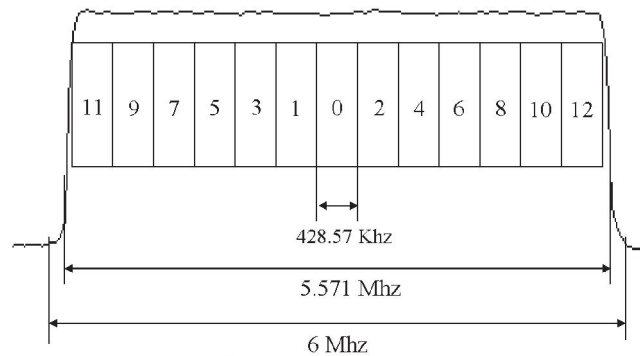


Figura 49 Espectro do canal de RF segmentado

Pode-se dividir o sistema ISDB-T em três blocos: remultiplexação, codificação de canal e modulação. A Figura 50 ilustra um diagrama básico do sistema ISDB-T.

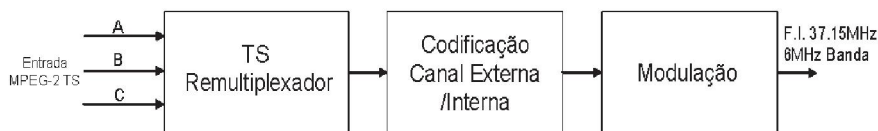


Figura 50 Diagrama básico do modulador ISDB-T

O modulador recebe três seqüências de pacotes de dados chamados de *Transport Stream* (TS) que contém informação multiplexada comprimida de vídeo, áudio e dados. O sistema ISDB-T possui duas interfaces de entrada, a DVB-SPI *Digital Video Broadcasting Synchronous Parallel Interface* e a *Asynchronous Serial Interface* ASI. As entradas são denominadas de camadas A, B e C. Na transmissão hierárquica, essas camadas são utilizadas realizando-se atribuições aos 13 segmentos de RF para cada feixe de dados das camadas.

O estágio de codificação é dividido por um bloco de codificação externa e interna. O estágio de codificação externa é fixo, formado por um aleatorizador de dados e um codificador *Reed Solomon* com entrelaçador de bytes. O estágio de codificação interna é flexível, formado pelo codificador convolucional de taxa-mãe 1/2 com ajuste de puncionamento para 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 com entrelaçamento de bits e símbolos. O primeiro estágio de modulação é formado por uma modulação primária que pode ser escolhida entre QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. As camadas A, B e C são combinadas e entrelaçadas no tempo (100, 200 ou 400ms) e em freqüência por um algoritmo aleatorizador. Uma estrutura de sincronismo é adicionada com a inserção de pilotos de referência, sinalização e controle. O segundo estágio de modulação é formado por um modulador OFDM que opera com IFFT de tamanho 2k, 4k ou 8k. Na saída do modulador OFDM é adicionado um prefixo cíclico que garante a robustez do sistema contra *interferência intersimbólica*. Os sinais são convertidos para analógico em banda básica de 6MHz na freqüência central de 37,15MHz.

#### 4.3.1 Remultiplexação

O remultiplexador recebe três TS MPEG-2 e agrupa-os em um único TS MPEG-2. O agrupamento é realizado em pacotes MPEG-2 TS (TSP), como pode ser visto na Figura 51. O tamanho do TS remultiplexado varia com o intervalo de guarda utilizado, como pode ser visto na Tabela 4. A remultiplexação ainda tem a função de mapear os pacotes de dados de entrada para suas respectivas camadas no estágio de codificação de canal. Para isso, um sinal de controle é enviado do remultiplexador até o bloco de codificação de canal.

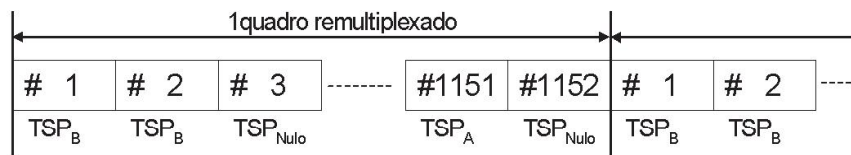


Figura 51 Exemplo da remultiplexação do *transport stream* (Modo 2k, intervalo de guarda = 1/8)

TABELA 4

Configuração do quadro multiplexado

Modo	Intervalo de guarda			
	1/4	1/8	1/16	1/32
2k	1280	1152	1088	1056
4k	2560	2304	2176	2112
8k	5120	4608	4352	4224

4.3.2 Codificação de canal

A Figura 52 ilustra o diagrama de blocos do estágio de codificação do sistema ISDBT.

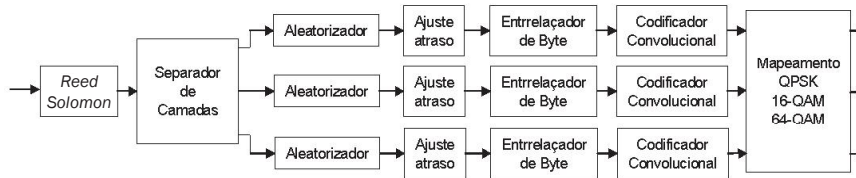


Figura 52 Diagrama do codificador de canal

A saída do remultiplexador é formada por pacotes de 188 bytes. Cada pacote possui 1 byte de sincronismo (47<sub>HEX</sub>) e 187 bytes de informação útil. A Figura 53 ilustra um pacote de dados originado na saída multiplexador.



Figura 53 Pacote de dados na saída do codificador MPEG-2

4.3.2.1 Reed Solomon (codificação externa)

A codificação externa é constituída por um código de bloco do tipo *Reed Solomon*  $RS_{(n,k,t)}$ , onde  $k$  é a entrada,  $n$  é a saída e  $t$  é a capacidade de correção de erros. No sistema ISDB-T é utilizado como entrada  $k = 188$  e  $n = 204$  de saída. A distância mínima pode ser calculada por  $d_{min} = n - k + 1$ . Esse código possui 16 símbolos de *paridade* =  $n - k$  e capacidade de correção  $t = (d_{min} - 1) / 2$ . A Figura 54 ilustra um pacote de dados originado na saída do codificador *Reed-Solomon*, em que cada símbolo possui  $m = 8$  bits.

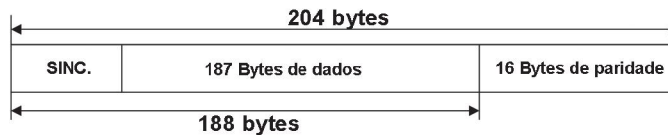


Figura 54 Pacote com Reed-Solomon RS(204,188,8)

Código polinomial gerador:  $g(x) = (x+\lambda_0)(x+\lambda_1)(x+\lambda_2)\dots(x+\lambda_{15})$ , onde  $\lambda = 02_{\text{HEX}}$

Polinômio gerador de campo:  $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$

Para realizar a implementação desse código, foi necessário acrescentar 51 bytes e preenchê-los com zeros. O codificador possui a configuração RS (255, 239,  $t = 8$ ).

#### 4.3.2.2 Separação do TS

O TS na saída do codificador *Reed Solomon* é dividido em 204 bytes e ordenado em três camadas de acordo com a remultiplexação. Nesse processo, cada TS é direcionado para sua respectiva camada A, B ou C. Se a transmissão hierárquica não é utilizada, todo TS é direcionado para uma única camada.

A Figura 55 ilustra o processo de divisão do TS.

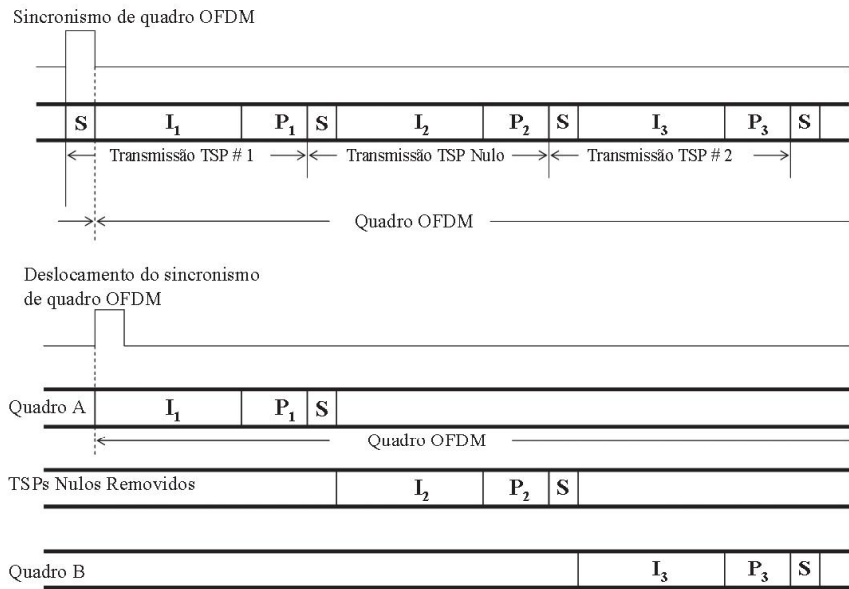


Figura 55 Processo de divisão do TS

#### 4.3.2.3 Aleatorizador (dispersor de energia)

Com objetivo de espalhar os dados entrantes do codificador MPEG-2 e eliminar seqüências repetidas de zeros e uns que poderiam gerar um nível DC causando uma *interferência intersimbólica*, os dados são serializados e somados a uma seqüência binária pseudo-aleatória PRBS formada pelo gerador polinomial  $1 + x^{14} + x^{15}$ .

Os registradores de deslocamento desse gerador PRBS são carregados com uma seqüência inicial “10010101000000”. O tamanho da seqüência do aleatorizador de dados é de  $2^{15} - 1 = 32767$ .

A Figura 56 ilustra o esquema do aleatorizador/desaleatorizador de dados utilizado.

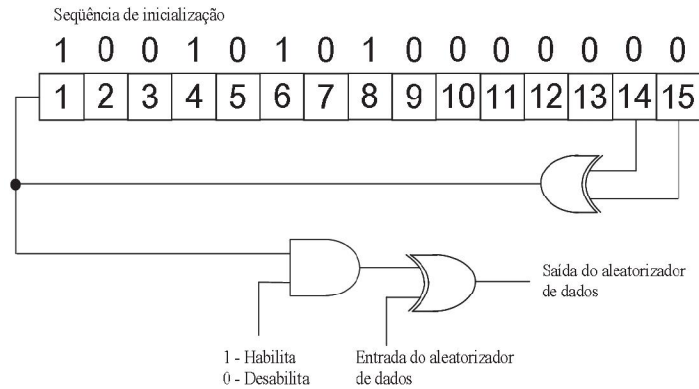


Figura 56 Aleatorizador/desaleatorizador de dados

#### 4.3.2.4 Ajuste de atraso

O entrelaçador de byte tem como objetivo realizar a compensação de atraso das três camadas de dados. A Tabela 5 ilustra os valores de atraso para as configurações possíveis no sistema.

TABELA 5

Ajuste de Atraso do Entrelaçador de Bytes

Modulação	Taxa	Ajuste de atraso (número de TSPs transmitidos)		
		Modo 2k	Modo 4k	Modo 8k
DQPSK QPSK	1/2	12 x N-11	24 x N-11	48 x N-11
	2/3	16 x N-11	32 x N-11	64 x N-11
	3/4	18 x N-11	36 x N-11	72 x N-11
	5/6	20 x N-11	40 x N-11	80 x N-11
	7/8	21 x N-11	42 x N-11	84 x N-11
16QAM	1/2	24 x N-11	48 x N-11	96 x N-11
	2/3	32 x N-11	64 x N-11	128 x N-11
	3/4	36 x N-11	72 x N-11	144 x N-11
	5/6	40 x N-11	80 x N-11	160 x N-11
	7/8	42 x N-11	84 x N-11	168 x N-11
64QAM	1/2	36 x N-11	72 x N-11	144 x N-11
	2/3	48 x N-11	96 x N-11	192 x N-11
	3/4	54 x N-11	108 x N-11	216 x N-11
	5/6	60 x N-11	120 x N-11	240 x N-11
	7/8	63 x N-11	126 x N-11	252 x N-11

N = número de segmentos utilizados.

#### 4.3.2.5 Entrelaçador de bytes

O entrelaçador de bytes tem como objetivo espalhar os pacotes provenientes do *Reed Solomon* e do aleatorizador (dispersor de energia) para aumentar sua eficiência perante erros de bloco. Como pode ser visto na Figura 57 ele é constituído por um entrelaçador convolucional com  $I = 12$  ramos e registradores, de deslocamento com tamanho  $M = 17$  bytes. Cada ramo possui  $(I-1) \times 17$  registradores e cada símbolo tem tamanho de 8 bits. Os 12 ramos estão conectados ciclicamente na saída do *Reed-Solomon* e transferem 1 símbolo de cada vez em cada ramo.

O ramo  $I = 0$  não possui memória, e os símbolos são transferidos imediatamente para a saída. Dessa forma, os símbolos de sincronismo são enviados no ramo  $I = 0$ . A Figura 58 ilustra um pacote proveniente da saída do entrelaçador de bytes.

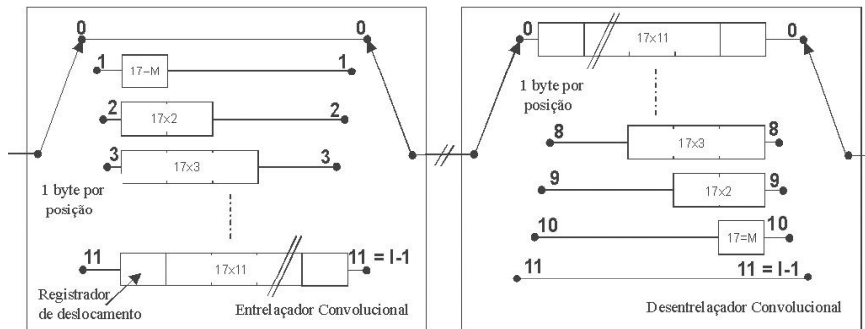


Figura 57 Diagrama do entrelaçador/desentrelaçador

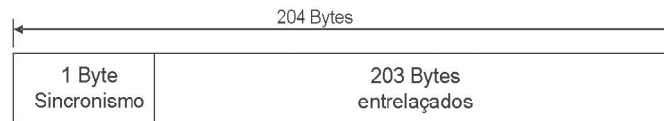


Figura 58 Pacote de dados na saída do entrelaçador de bytes

#### 4.3.2.6 Codificação convolucional

A codificação é formada por um codificador convolucional com puncionamento. Tem a função de acrescentar bits para aumentar a capacidade de correção de bits. Ele é constituído por um código convolucional de taxa-mãe  $R = 1/2$  e 64 estados. O código convolucional gerado para saída X é  $G_1 = 171_{OCT}$  e para a saída Y é  $G_2 = 133_{OCT}$ . A Figura 59 ilustra o diagrama desse codificador convolucional.

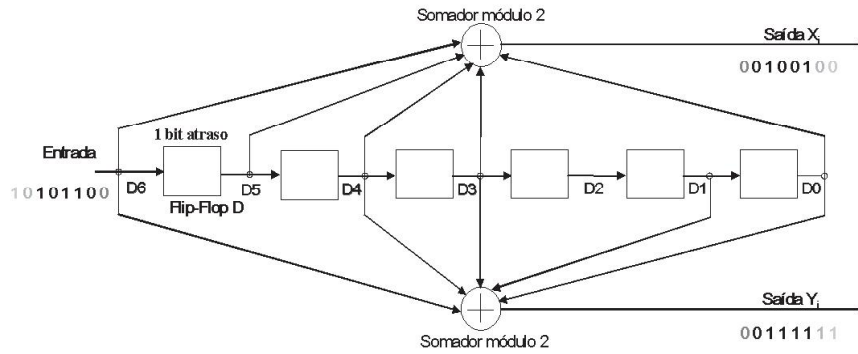


Figura 59 Codificador convolucional (2,1,6) de taxa 1/2

Codificador Convolucional (n,k,m)

onde:

$$G_1 = 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6$$

$$G_2 = 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1 = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6$$

n = saída (número de somadores módulo 2)

k = entrada

m = memória (número de registradores de deslocamento)

O Código convolucional, descrito anteriormente, possui taxa-mãe 1/2. Para alterar essa taxa, é utilizado um puncionamento e consegue-se as taxas de 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8 como pode ser visto na Figura 60 e Tabela 6.

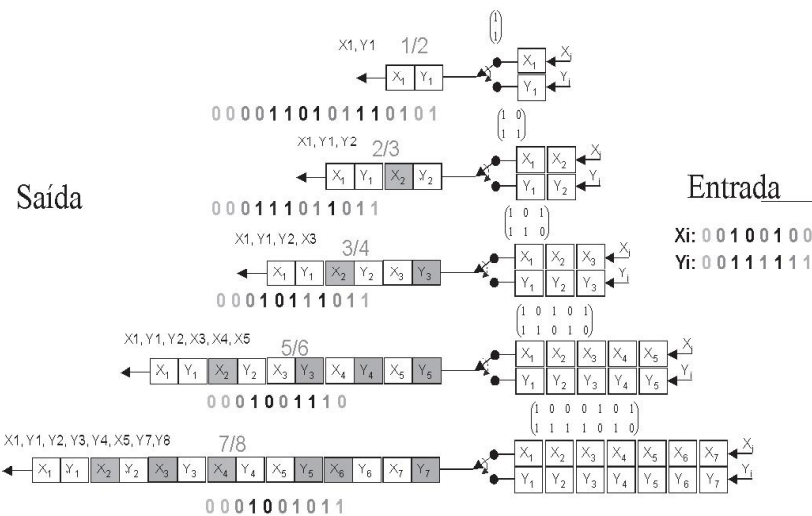


Figura 60 Puncionamento do código convolucional

TABELA 6

Característica do Puncionamento

K	Código		Taxa do código											
	$G_1$	$G_2$	1/2		2/3		3/4		5/6		7/8			
			P	$d_{free}$	P	$d_{free}$	P	$d_{free}$	P	$d_{free}$	P	$d_{free}$		
7	$71_{oct}$	$33_{oct}$	X=1 Y=1	10	X=10 Y=11	6	X=101 Y=110	5	X=10101 Y=11010	4	X=1000101 Y=1111010	3		

P = puncionamento  
 $d_{free}$  = distância livre

### 4.3.3 Modulação

A Figura 61 ilustra o diagrama de blocos do estágio de modulação do sistema ISDB-T.

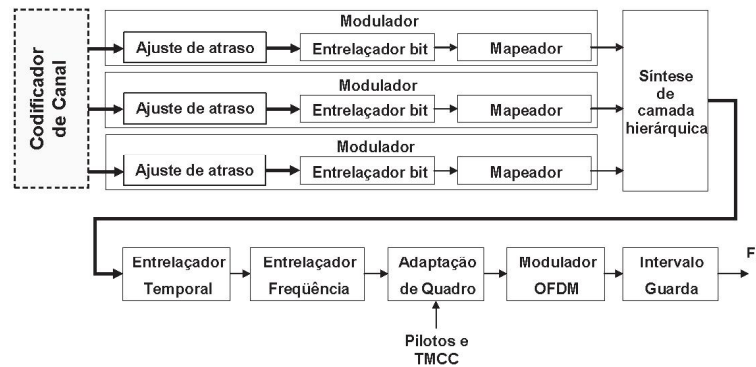


Figura 61 Diagrama em blocos do modulador

### 4.3.4 Ajuste de atraso

O entrelaçador de bits tem como função realizar um entrelaçamento com atraso de 120 símbolos complexos ( $I+jQ$ ) com tamanho fixo para cada configuração de modulação como pode ser visto na Tabela 7, onde N representa o número de segmentos usados em cada camada.

TABELA 7

Ajuste do atraso do Bit Interleaver

Modulação	Quantidade de bits atrasados		
	Modo 2k	Modo 4k	Modo 8k
DQPSK/QPSK	$384 \times N - 240$	$768 \times N - 240$	$1536 \times N - 240$
16QAM	$768 \times N - 480$	$1536 \times N - 240$	$3072 \times N - 240$
64QAM	$1152 \times N - 720$	$2304 \times N - 720$	$4608 \times N - 720$



#### 4.3.5 Entrelaçamento de bits e mapeamento

O entrelaçamento de bits é constituído por um conversor serial/paralelo de tamanho variável de acordo com o método de modulação acrescido de um atraso de bit.

##### 4.3.5.1 DQPSK

As figuras 62 e 63 ilustram o diagrama de blocos do modulador e sua respectiva constelação.

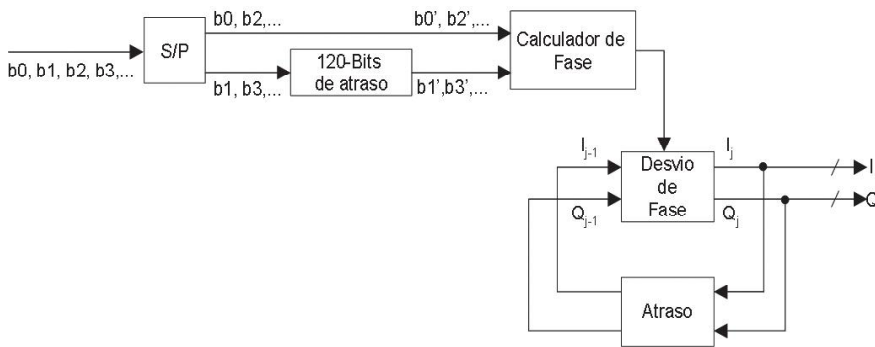


Figura 62 Modulador DQPSK

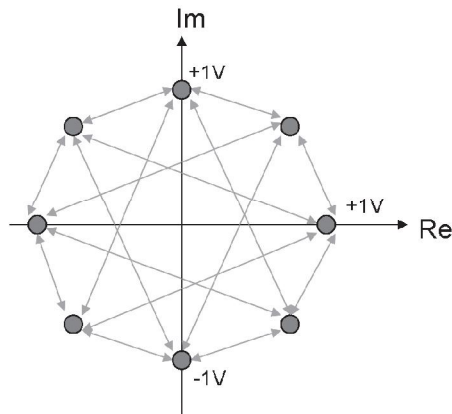


Figura 63 Constelação DQPSK

##### 4.3.5.2 QPSK

As figuras 64 e 65 ilustram o diagrama de blocos do modulador e sua respectiva constelação.

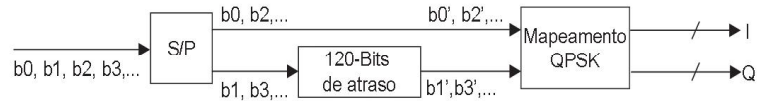


Figura 64 Modulador QPSK

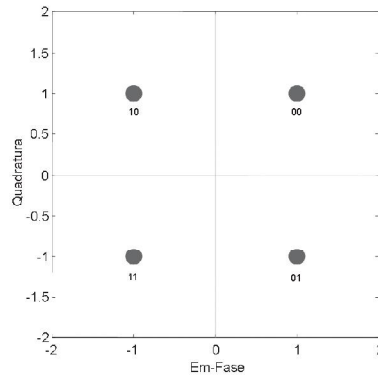


Figura 65 Constelação QPSK

#### 4.3.5.3 16-QAM

As figuras 66 e 67 ilustram o diagrama de blocos do modulador e sua respectiva constelação.

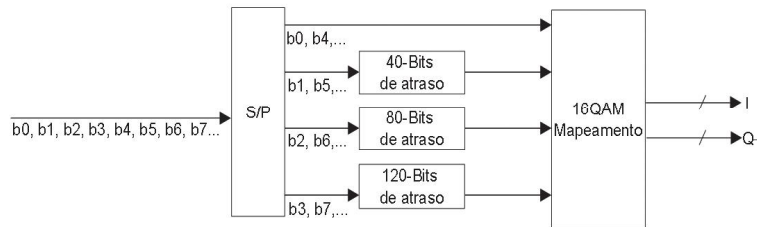


Figura 66 Modulador 16-QAM

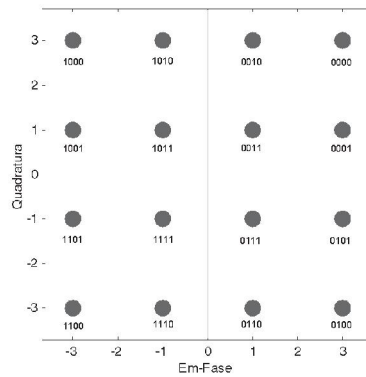


Figura 67 Constelação 16-QAM

#### 4.3.5.4 64-QAM

As figuras 68 e 69 ilustram o diagrama de blocos do modulador e sua respectiva constelação.

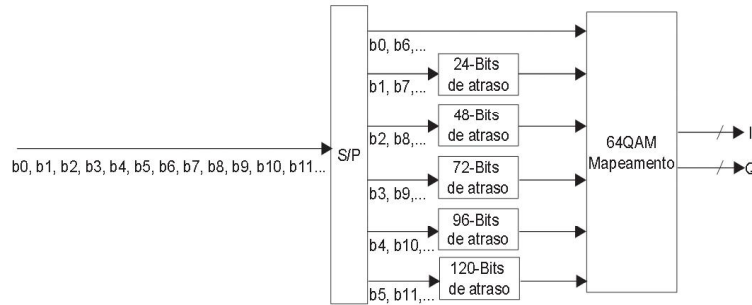


Figura 68 Modulador 64-QAM

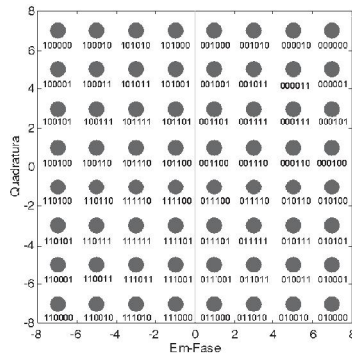


Figura 69 Constelação 64-QAM

#### 4.3.5.5 Fator de normalização

Com o objetivo de manter a potência média constante em todas as modulações utilizadas, usa-se um fator de normalização na constelação como pode ser visto na Tabela 8.

TABELA 8

Fator de Normalização

Esquema de modulação	Fator de normalização
DQPSK	$c = z / \sqrt{2}$
QPSK	$c = z / \sqrt{2}$
16-QAM	$c = z / \sqrt{10}$
64-QAM	$c = z / \sqrt{42}$

4.3.6 Segmento de dados

Como pode ser visto na Figura 70, os segmentos de dados são formados por um conjunto de símbolos complexos provenientes do estágio de mapeamento. O conjunto de 96 símbolos complexos em 204 símbolos OFDM forma um segmento de dados no modo 2k, O conjunto de 192 símbolos complexos em 204 símbolos OFDM forma um segmento de dados no modo 4k. O conjunto de 384 símbolos complexos em 204 símbolos OFDM forma um segmento de dados no modo 8k.

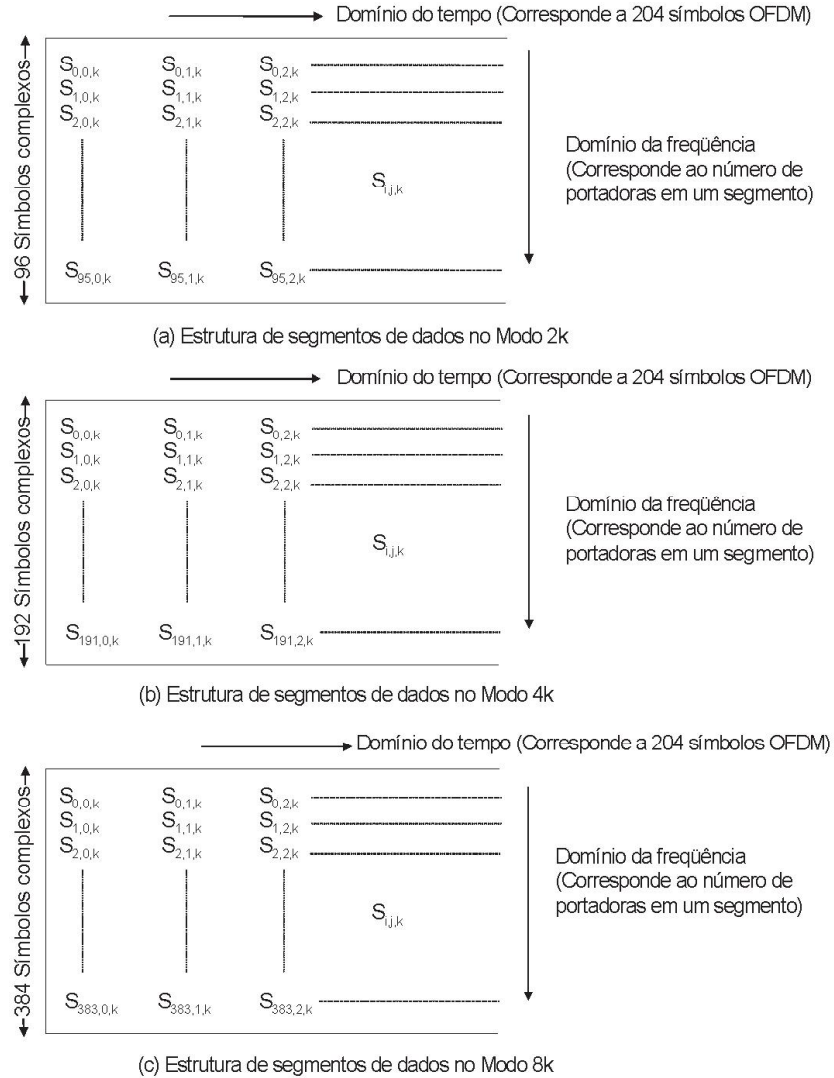


Figura 70 Estrutura de segmentos de dados. (a) Modo 2k, (b) Modo 4k e (c) Modo 8k

4.3.7 Síntese das camadas de dados

Depois da codificação de canal e mapeamento, os segmentos de dados são combinados formando um único segmento de dados como pode ser visto na Figura 71.

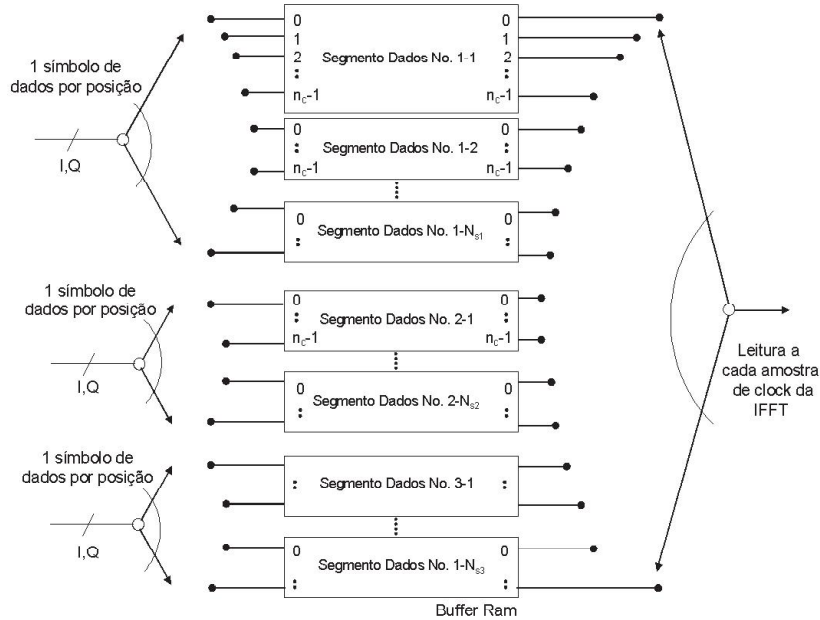


Figura 71 Combinador de segmento de dados

4.3.8 Entrelaçador temporal

Depois do sintetizador de camadas, o sinal é entrelaçado. O entrelaçador temporal é formado por um entrelaçador de blocos que tem como objetivo entrelaçar as subportadoras dentro de vários símbolos OFDM. O entrelaçador temporal atua separadamente em cada segmento OFDM de dados e é combinado ciclicamente na saída. O tamanho do entrelaçamento pode ser ajustado variando-se o parâmetro  $I$  como pode ser visto na Equação 16.

$$\pi(i) = I \cdot \text{mod}(5 \cdot i, N_c), \tag{16}$$

onde:

$I$  = Ajuste do tamanho do entrelaçador

$i$  = Entrada do entrelaçador temporal

$\pi(i)$  = Saída do entrelaçador temporal

$N_c$  = Número de portadoras.  $N_c = 96, 192$  ou  $384$  para os modos  $2k, 4k$  e  $8k$ , respectivamente.

O Atraso gerado pelo entrelaçador temporal pode ser calculado usando-se a Equação 17:

$$A_{TI} = T_F (204 * N_F - N_{SA}) \tag{17}$$

- $A_{TI}$  = Atraso do entrelaçador temporal
- $T_F$  = Duração do símbolo OFDM
- $N_F$  = Número de quadros OFDM atrasados
- $N_{SA}$  = Número de símbolos para ajuste

As figuras 72, 73 e 74 ilustram gráficos de dispersão do entrelaçador temporal nos modos 2k, 4k e 8k, respectivamente. Os valores típicos de atraso para esse entrelaçador podem ser visualizados na Tabela 9.

TABELA 9

Atrasos gerados pelo Entrelaçador Temporal

Tamanho (l)	Modo 2k		Tamanho (l)	Modo 4k		Tamanho (l)	Modo 8k	
	Número de símbolos OFDM atrasados	Atraso (ms)		Número de símbolos OFDM atrasados	Atraso (ms)		Número de símbolos OFDM atrasados	Atraso (ms)
0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	380	95.76	2	190	95.76	1	95	95.76
8	760	191.52	4	380	191.52	2	190	191.52
16	1504	379.00	8	760	379.00	4	380	379.00

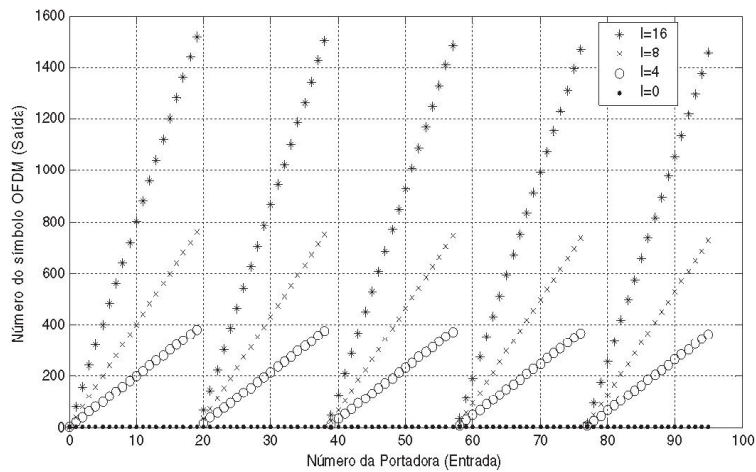


Figura 72 Espalhamento do entrelaçador temporal no modo 2k

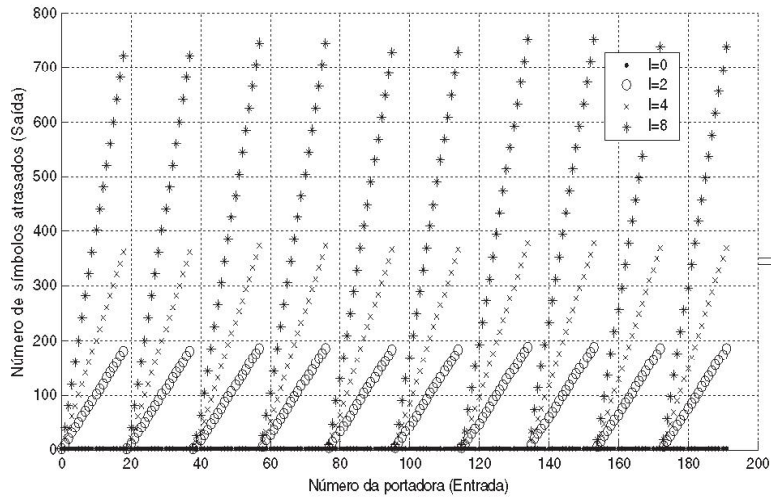


Figura 73 Espalhamento do entrelaçador temporal no modo 4k

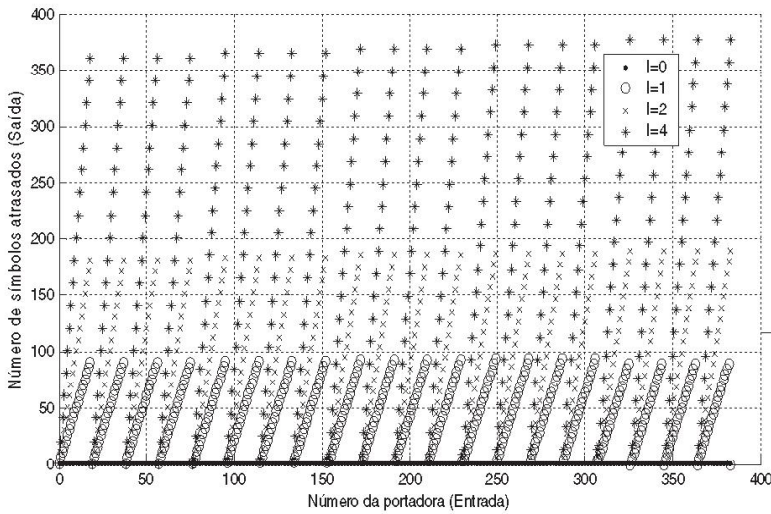


Figura 74 Gráfico de dispersão do entrelaçador temporal no modo 8k

#### 4.3.8.1 Entrelaçamento em frequência

Durante a divisão do TS, os segmentos de dados são direcionados para suas respectivas camadas (parcial, diferencial ou coerente) de modulação para serem entrelaçados.

O entrelaçamento entre segmentos somente é utilizado quando se utilizam dois ou mais segmentos dentro de uma mesma camada e é usado para maximizar os efeitos do entrelaçamento em frequência. A Figura 75 ilustra o diagrama de blocos do entrelaçamento de frequência.

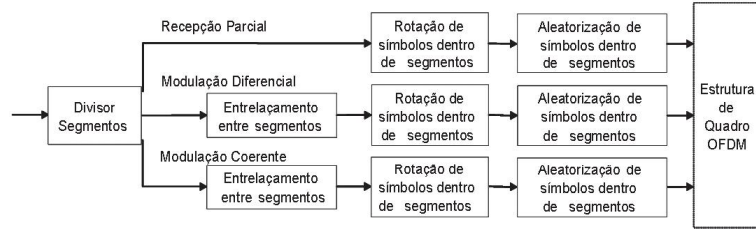


Figura 75 Configuração do entrelaçamento de frequência

#### 4.3.9 Entrelaçamento entre segmentos

O entrelaçamento entre segmentos é utilizado para espalhar os símbolos complexos provenientes da modulação diferencial (DQPSK) ou coerente (QPSK, 16-QAM e 64-QAM) entre segmentos como pode ser visto na Figura 76.

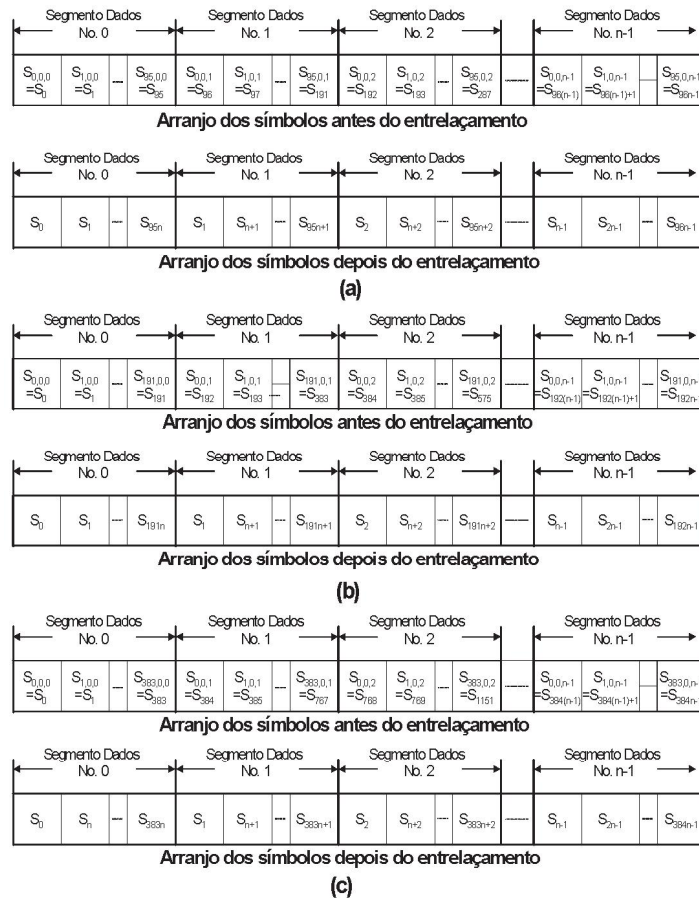


Figura 76 Entrelaçamento entre segmentos. (a) Modo 2k, (b) Modo 4k e (c) Modo 8k



4.3.9.1 Entrelaçamento dentro de segmentos

O entrelaçamento dentro de segmentos ocorre em dois passos: rotação de fase e aleatorização de portadoras.

A Figura 77 ilustra a rotação de fase realizada nos modos 2k, 4k e 8k. Depois a aleatorização é realizada de acordo com as tabelas 10, 11 e 12 e figuras 78, 79 e 80 para os modos 2k, 4k e 8k, respectivamente.

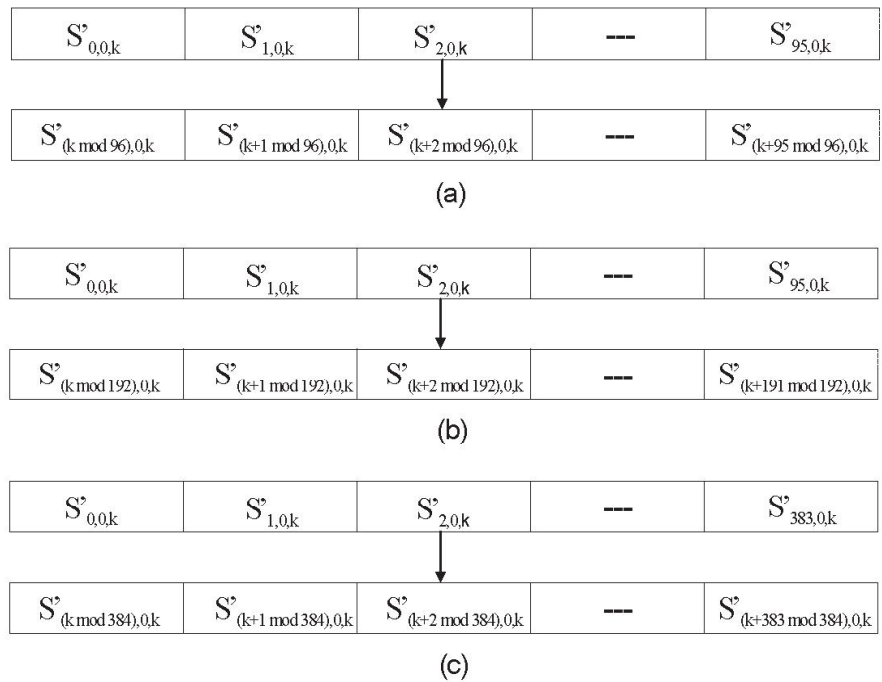


Figura 77 Rotação de fase das portadoras. (a) Modo 2k. (b) Modo 4k. (c) Modo 8k

TABELA 10

Aleatorizador de portadoras dentro de segmentos no Modo 2k

Entrada	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
Saída	80	93	63	92	94	55	17	81	6	51	9	85	89	65	52	15	73	66	46	71	12	70	18	13
Entrada	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
Saída	95	34	1	38	78	59	91	64	0	28	11	4	45	35	16	7	48	22	23	77	56	19	8	36
Entrada	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71
Saída	39	61	21	3	26	69	67	20	74	86	72	25	31	5	49	42	54	87	43	60	29	2	76	84
Entrada	74	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
Saída	83	40	14	79	27	57	44	37	30	68	47	88	75	41	90	10	33	32	62	50	58	82	53	24

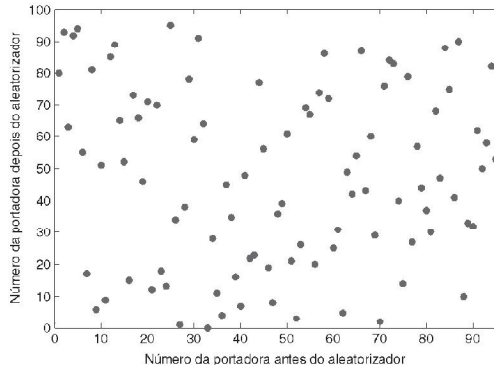


Figura 78 Gráfico de dispersão do aleatorizador de portadoras dentro de segmentos no modo 2k

TABELA 11

Aleatorizador de portadoras dentro de segmentos no Modo 4k

Entrada	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
Saída	98	35	67	116	135	17	5	93	73	168	54	143	43	74	165	48	37	69	154	150	107	76	176	79
Entrada	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
Saída	175	36	28	78	47	128	94	163	184	72	142	2	86	14	130	151	114	68	46	183	122	112	180	42
Entrada	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71
Saída	105	97	33	134	177	84	170	45	187	38	167	10	189	51	117	156	161	25	89	125	139	24	19	57
Entrada	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
Saída	71	39	77	191	88	85	0	162	181	113	140	61	75	82	101	174	118	20	136	3	121	190	120	92
Entrada	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119
Saída	160	52	153	127	65	60	133	147	131	87	22	58	100	111	141	83	49	132	12	155	146	102	164	66
Entrada	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143
Saída	1	62	178	15	182	96	80	119	23	6	166	56	99	123	138	137	21	145	185	18	70	129	95	90
Entrada	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167
Saída	149	109	124	50	11	152	4	31	172	40	13	32	55	159	41	8	7	144	16	26	173	81	44	103
Entrada	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191
Saída	64	9	30	157	126	179	148	63	188	171	106	104	158	115	34	186	29	108	53	91	169	110	27	59

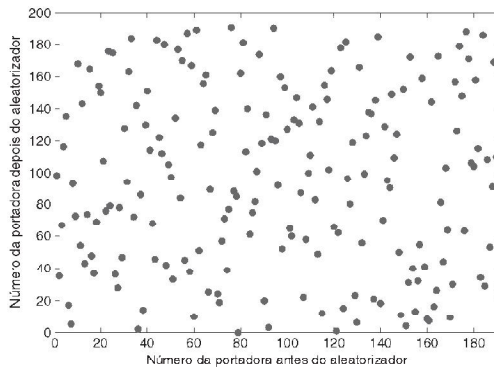


Figura 79 Gráfico de dispersão do aleatorizador de portadoras dentro de segmentos no modo 4k

TABELA 12

Aleatorizador de portadoras dentro de segmentos no Modo 8k

Entrada	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
Saída	62	13	371	11	285	336	365	220	226	92	56	46	120	175	298	352	172	235	53	164	368	187	125	82
Entrada	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
Saída	5	45	173	258	135	182	141	273	126	264	286	88	233	61	249	367	310	179	155	57	123	208	14	227
Entrada	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71
Saída	100	311	205	79	184	185	328	77	115	277	112	20	199	178	143	152	215	204	139	234	358	192	309	183
Entrada	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
Saída	81	129	256	314	101	43	97	324	142	157	90	214	102	29	303	363	261	31	22	52	305	301	293	177
Entrada	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119
Saída	116	296	85	196	191	114	58	198	16	167	145	119	245	113	295	193	232	17	108	283	246	64	237	189
Entrada	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143
Saída	128	373	302	320	239	335	356	39	347	351	73	158	276	243	99	38	287	3	330	153	315	117	289	213
Entrada	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167
Saída	210	149	383	337	339	151	241	321	217	30	334	161	322	49	176	359	12	346	60	28	229	265	288	225
Entrada	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191
Saída	382	59	181	170	319	341	86	251	133	344	361	109	44	369	268	257	323	55	317	381	121	360	260	275
Entrada	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215
Saída	190	19	63	18	248	9	240	211	150	230	332	231	71	255	350	355	83	87	154	218	138	269	348	130
Entrada	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239
Saída	160	278	377	216	236	308	223	254	25	98	300	201	137	219	36	325	124	66	353	169	21	35	107	50
Entrada	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252	253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263
Saída	106	333	326	262	252	271	263	372	136	0	366	206	159	122	188	6	284	96	26	200	197	186	345	340
Entrada	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273	274	275	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287
Saída	349	103	84	228	212	2	67	318	1	74	342	166	194	33	68	267	111	118	140	195	105	202	291	259
Entrada	288	289	290	291	292	293	294	295	296	297	298	299	300	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311
Saída	23	171	65	281	24	165	8	94	222	331	34	238	364	376	266	89	80	253	163	280	247	4	362	379
Entrada	312	313	314	315	316	317	318	319	320	321	322	323	324	325	326	327	328	329	330	331	332	333	334	335
Saída	290	279	54	78	180	72	316	282	131	207	343	370	306	221	132	7	148	299	168	224	48	47	357	313
Entrada	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350	351	352	353	354	355	356	357	358	359
Saída	75	104	70	147	40	110	374	69	146	37	375	354	174	41	32	304	307	312	15	272	134	242	203	209
Entrada	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375	376	377	378	379	380	381	382	383
Saída	380	162	297	327	10	93	42	250	156	338	292	144	378	294	329	127	270	76	95	91	244	274	27	51

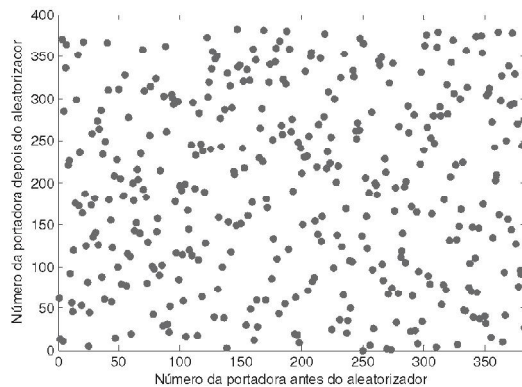


Figura 80 Gráfico de dispersão do aleatorizador de portadoras dentro de segmentos no modo 8k

#### 4.3.10 Estrutura do quadro OFDM

A transmissão do sinal é organizada em quadros. Cada quadro possui duração  $T_F$ , e consiste em 204 símbolos OFDM como pode ser visto nas figuras 81 e 82. Cada símbolo OFDM com 13 segmentos de banda é constituído por um número  $K = 1405$  portadoras para o modo 1 (2k),  $K = 2809$  portadoras para o modo 2 (4k) e  $K = 5617$  portadoras modo 3 (8k) na qual são transmitidas com a duração  $T_s$ .  $T_s$  é composto por duas partes,  $T_U$  que é a duração de tempo das portadoras e o intervalo de guarda com duração  $\Delta$ . O intervalo de guarda consiste em uma continuação cíclica de  $T_U$  que é inserida ao seu término. Um símbolo OFDM com 13 segmentos ocupa a banda de 5.571MHz. A Tabela 13. ilustra informações de um quadro OFDM.

TABELA 13

Parâmetros de um segmento do quadro OFDM

Modo	Modo 2k		Modo 4k		Modo 8k	
Largura de banda			3000/7=428.57...kHz			
Espaçamento entre portadoras	250/63=3.968... kHz		125/63=19841... kHz		125/126=0.99206... kHz	
Total	108	108	216	264	432	432
Dados	96	96	192	192	384	384
Número de portadoras	SP	0	18	0	36	0
	CP	1	0	1	0	1
	TMCC	5	2	10	4	20
	AC1	2	4	4	8	8
	AC2	0	4	0	9	19
Modulação	QPSK 16QAM 64QAM		QPSK 16QAM 64QAM		QPSK 16QAM 64QAM	
Símbolos por quadro			204			
Tamanho símbolo	252µs		504µs		1008µs	
Intervalo de guarda	63µs (1/4)		126µs (1/4)		252µs (1/4)	
	31.5µs (1/8)		63µs (1/8)		126µs (1/8)	
	15.75µs (1/16)		31.5µs (1/16)		63µs (1/16)	
	7.875µs (1/32)		15.75µs (1/32)		31.5µs (1/32)	
Tamanho quadro	64.26ms (1/4)		128.52ms (1/4)		257.04ms (1/4)	
	57.834ms (1/8)		115.668ms (1/8)		231.336ms (1/8)	
	54.621ms (1/16)		109.242ms (1/16)		218.484ms (1/16)	
	53.0145ms (1/32)		106.029ms (1/32)		212.058ms (1/32)	
Frequência de amostragem IFFT			512/63 = 8.12698... MHz			
Codificação interna			Codificador convolucional (1/2, 2/3,3/4, 5/6, 7/8)			
Codificação externa			RS (204, 188)			

4.3.11 Estrutura de quadro OFDM para modulação diferencial

A estrutura de quadro para modulação diferencial é constituída de 108 portadoras para o modo 2k, 216 e 432 para os modos 4k e 8k, respectivamente.

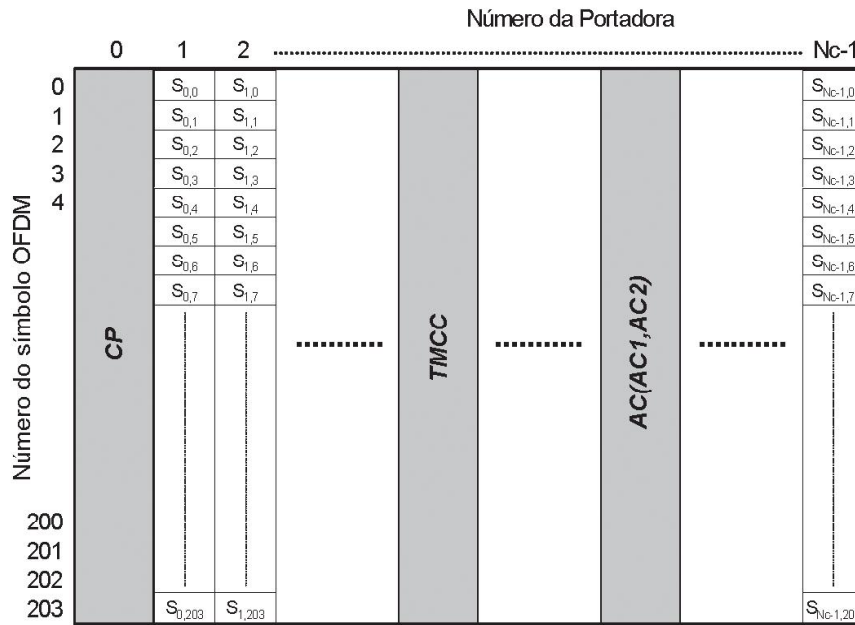


Figura 81 Estrutura de quadro OFDM para a modulação diferencial

TABELA 14

Arranjo de pilotos (CP, AC e TMCC) para a modulação diferencial no modo 2k

Segmento No.	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
CP	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AC1_1	10	53	61	11	20	74	35	76	4	40	8	7	98
AC1_2	28	83	100	101	40	100	79	97	89	89	64	89	101
AC2_1	3	3	29	28	23	30	3	5	13	72	36	25	10
AC2_2	45	15	41	45	63	81	72	18	93	95	48	30	30
AC2_3	59	40	84	81	85	92	85	57	98	100	52	42	55
AC2_4	77	58	93	91	105	103	89	92	102	105	74	104	81
TMCC 1	13	25	4	36	10	7	49	31	16	5	78	34	23
TMCC 2	50	63	7	48	28	25	61	39	30	10	82	48	37
TMCC 3	70	73	17	55	44	47	96	47	37	21	85	54	51
TMCC 4	83	80	51	59	47	60	99	65	74	44	98	70	68
TMCC 5	87	93	71	86	54	87	104	72	83	61	102	101	105

TABELA 15

Arranjo de pilotos (CP, AC e TMCC) para a modulação diferencial no modo 4k

Segmento No.	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
CP	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AC1_1	10	61	20	35	4	8	98	53	11	74	76	40	7
AC1_2	28	100	40	79	89	64	101	83	101	100	97	89	89
AC1_3	161	119	182	184	148	115	118	169	128	143	112	116	206
AC1_4	191	209	208	205	197	197	136	208	148	187	197	172	209
AC2_1	3	29	23	3	13	36	10	3	28	30	5	72	25
AC2_2	45	41	63	72	93	48	30	15	45	81	18	95	30
AC2_3	59	84	85	85	98	52	55	40	81	92	57	100	42
AC2_4	77	93	105	89	102	74	81	58	91	103	92	105	104
AC2_5	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108
AC2_6	111	136	138	113	180	133	111	137	131	111	121	144	118
AC2_7	123	153	189	126	203	138	153	149	171	180	201	156	138
AC2_8	148	189	200	165	208	150	167	192	193	193	206	160	163
AC2_9	166	199	211	200	213	212	185	201	213	197	210	182	189
TMCC 1	13	4	10	49	16	78	23	25	36	7	31	5	34
TMCC 2	50	7	28	61	30	82	37	63	48	25	39	10	48
TMCC 3	70	17	44	96	37	85	51	73	55	47	47	21	54
TMCC 4	83	51	47	99	74	98	68	80	59	60	65	44	70
TMCC 5	87	71	54	104	83	102	105	93	86	87	72	61	101
TMCC 6	133	144	115	139	113	142	121	112	118	157	124	186	131
TMCC 7	171	156	133	147	118	156	158	115	136	169	138	190	145
TMCC 8	181	163	155	155	129	162	178	125	152	204	145	193	159
TMCC 9	188	167	168	173	152	178	191	159	155	207	182	206	176
TMCC 10	201	194	195	180	169	209	195	179	162	212	191	210	213

TABELA 16

Arranjo de pilotos (CP, AC e TMCC) para a modulação diferencial no modo 8k

Segmento No.	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
CP	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
AC1_1	10	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC1_2	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC1_3	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC1_4	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC1_5	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC1_6	316	295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC1_7	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC1_8	425	421	413	424	403	388	407	424	413	352	364	413	425
AC2_1	3	23	13	10	28	5	25	29	3	36	3	30	72
AC2_2	45	63	93	30	45	18	30	41	72	48	15	81	95
AC2_3	59	85	98	55	81	57	42	84	85	52	40	92	100
AC2_4	77	105	102	81	91	92	104	93	89	74	58	103	105
AC2_5	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108	108
AC2_6	111	138	180	111	131	121	118	136	113	133	137	111	144
AC2_7	123	189	203	153	171	201	138	153	126	138	149	180	156
AC2_8	148	200	208	167	193	206	163	189	165	150	192	193	160
AC2_9	166	211	213	185	213	210	189	199	200	212	201	197	182
AC2_10	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216	216
AC2_11	245	219	252	219	246	288	219	239	229	226	244	221	241

AC2_12	257	288	264	231	297	311	261	279	309	246	261	234	246
AC2_13	300	301	268	256	308	316	275	301	314	271	297	273	258
AC2_14	309	305	290	274	319	321	293	321	318	297	307	308	320
AC2_15	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324	324
AC2_16	352	329	349	353	327	360	327	354	396	327	347	337	334
AC2_17	369	342	354	365	396	372	339	405	419	369	387	417	354
AC2_18	405	381	366	408	409	376	364	416	424	383	409	422	379
AC2_19	415	416	428	417	413	398	382	427	429	401	429	426	405
TMCC 1	13	10	16	23	36	31	34	4	49	78	25	7	5
TMCC 2	50	28	30	37	48	39	48	7	61	82	63	25	10
TMCC 3	70	44	37	51	55	47	54	17	96	85	73	47	21
TMCC 4	83	47	74	68	59	65	70	51	99	98	80	60	44
TMCC 5	87	54	83	105	86	72	101	71	104	102	93	87	61
TMCC 6	133	115	113	121	118	124	131	144	139	142	112	157	186
TMCC 7	171	133	118	158	136	138	145	156	147	156	115	169	190
TMCC 8	181	155	129	178	152	145	159	163	155	162	125	204	193
TMCC 9	188	168	152	191	155	182	176	167	173	178	159	207	206
TMCC 10	201	195	169	195	162	191	213	194	180	209	179	212	210
TMCC 11	220	265	294	241	223	221	229	226	232	239	252	247	250
TMCC 12	223	277	298	279	241	226	266	244	246	253	264	255	264
TMCC 13	233	312	301	289	263	237	286	260	253	267	271	263	270
TMCC 14	267	315	314	296	276	260	299	263	290	284	275	281	286
TMCC 15	287	320	318	309	303	277	303	270	299	321	302	288	317
TMCC 16	360	355	358	328	373	402	349	331	329	337	334	340	347
TMCC 17	372	363	372	331	385	406	387	349	334	374	352	354	361
TMCC 18	379	371	378	341	420	409	397	371	345	394	368	361	375
TMCC 19	383	389	394	375	423	422	404	384	368	407	371	398	392
TMCC 20	410	396	425	395	428	426	417	411	385	411	378	407	429

#### 4.3.12 Estrutura de quadro OFDM para modulação coerente

Para a modulação coerente, é necessário transmitir pilotos de referência espalhados como pode ser visto na Tabela 17.

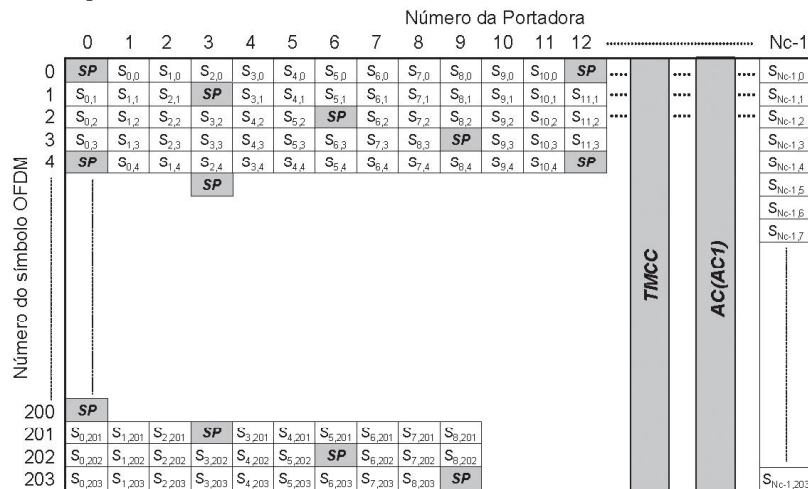


Figura 82 Estrutura de quadro OFDM para a modulação coerente

TABELA 17

Arranjo de pilotos AC e TMCC para a Modulação Coerente

Modo 2k													
Segmento No.	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1_1	10	53	61	11	20	74	35	76	4	40	8	7	98
AC1_2	28	83	100	101	40	100	79	97	89	89	64	89	101
TMCC 1	70	25	17	86	44	47	49	31	83	61	85	101	23
Modo 4k													
Segmento No.	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1_1	10	61	20	35	4	8	98	53	11	74	76	40	7
AC1_2	28	100	40	79	89	64	101	83	101	100	97	89	89
AC1_3	161	119	182	184	148	115	118	169	128	143	112	116	206
AC1_4	191	209	208	205	197	197	136	208	148	187	197	172	209
TMCC 1	70	17	44	49	83	85	23	25	86	47	31	61	101
TMCC 2	133	194	155	139	169	209	178	125	152	157	191	193	131
Modo 8k													
Segmento No.	11	9	7	5	3	1	0	2	4	6	8	10	12
AC1_1	10	20	4	98	11	76	7	61	35	8	53	74	40
AC1_2	28	40	89	101	101	97	89	100	79	64	83	100	89
AC1_3	161	182	148	118	128	112	206	119	184	115	169	143	116
AC1_4	191	208	197	136	148	197	209	209	205	197	208	187	172
AC1_5	277	251	224	269	290	256	226	236	220	314	227	292	223
AC1_6	316	295	280	299	316	305	244	256	305	317	317	313	305
AC1_7	335	400	331	385	359	332	377	398	364	334	344	328	422
AC1_8	425	421	413	424	403	388	407	424	413	352	364	413	425
TMCC 1	70	44	83	23	86	31	101	17	49	85	25	47	61
TMCC 2	133	155	169	178	152	191	131	194	139	209	125	157	193
TMCC 3	233	265	301	241	263	277	286	260	299	239	302	247	317
TMCC 4	410	355	425	341	373	409	349	371	385	394	368	407	347

#### 4.3.13 Sinais de referência

Várias portadoras do quadro OFDM são moduladas com informações de referência conhecidas pelo receptor. Essas portadoras são transmitidas com uma potência superior a das portadoras de dados. As informações transmitidas nessas portadoras são chamadas de pilotos contínuas ou espalhadas.

Cada piloto contínuo, coincide com as portadoras pilotos espalhadas a cada quatro símbolos. O número de portadoras usadas para dados é constante para cada segmento: 96 para o modo 2k, 192 para o modo 4k e 384 para o modo 8k.

A informação modulante para as portadoras pilotos contínuas ou espalhadas são originadas por um polinômio PRBS  $X^{11} + X^2 + 1$  como pode ser visto na Figura 83.

Cada símbolo OFDM possui informação de dados e referência.

Em resumo, além das portadoras de dados, um quadro OFDM também possui portadoras pilotos:



Espalhadas (SP);

Contínuas (CP);

Parâmetros auxiliares (AC);

Parâmetros de transmissão, multiplexação, controle e configuração (TMCC);

As portadoras pilotos são utilizadas para a sincronização de quadro, sincronização de frequência, sincronização de tempo, estimação de canal, identificação do modo de transmissão e correção de ruído de fase da mesma forma que no sistema europeu.

#### 4.3.14 Localização das portadoras pilotos espalhadas

As portadoras pilotos com informações de referência espalhadas são transmitidas com uma potência superior à das portadoras de dados. A modulação utilizada pelas portadoras pilotos é a BPSK e pode ser representada por:

$$\begin{aligned} \text{Re}(C_{m,l,k}) &= 4/3 \times 2(1/2 - W_k) \\ \text{Im}(C_{m,l,k}) &= 0 \end{aligned}$$

$W_k$  assume valores 0 ou 1 provenientes do gerador PRBS.

A posição de cada piloto espalhado dentro de um quadro OFDM pode ser calculada utilizando-se a Equação 18:

$$k = K_{\min} + 3 \text{mod}(l,4) + 12p \quad (18)$$

Onde  $p$  representa o número de pilotos adicionado,  $p \geq 0$  e  $k$  deve ficar entre  $K_{\min}$  e  $K_{\max}$ .

#### 4.3.15 Definição da seqüência de referência

As portadoras pilotos contínuas e espalhadas são moduladas de acordo com a seqüência PRBS  $W_k$ , correspondente ao seu respectivo índice  $k$ .

$W_k$  assume valores 1 ou 0. A seqüência PRBS é inicializada com a primeira portadora e incrementada a cada portadora transmitida (piloto ou não). O gerador PRBS é iniciado com valor de acordo com a Tabela 18.

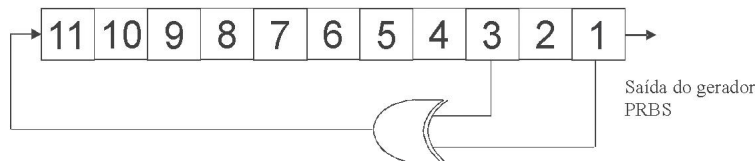


Figura 83 Gerador PRBS das portadoras pilotos

TABELA 18

Valores de inicialização do gerador PRBS

Segmento No.	Valor inicial modo 2k	Valor inicial modo 4k	Valor inicial modo 8k
11	111111111111	111111111111	111111111111
9	11011001111	01101011110	11011100101
7	01101011110	11011100101	10010100000
5	01000101110	11001000010	01110001001
3	11011100101	10010100000	00100011001
1	00101111010	00001011000	11100110110
0	11001000010	01110001001	00100001011
2	00010000100	00000100100	11100111101
4	10010100000	00100011001	01101010011
6	11110110000	01100111001	10111010010
8	00001011000	11100110110	01100010010
10	10100100111	00101010001	11110100101
12	01110001001	00100001011	00010011100

4.3.16 Formatação da TMCC

As *Transmission and Multiplexing Configuration Control* (TMCC), *SP Scattered Pilot* (SP) e *AC Auxiliary Channel* são transmitidas em DBPSK com a informação de dados e tem como objetivo informar ao receptor os parâmetros de transmissão e informações auxiliares. As TMCC, SP e AC também são transmitidas com uma potência superior (+4/3, 0) e (-4/3,0) para as informações 0 e 1, respectivamente. A Figura 84 detalha os 204 bits utilizados na TMCC.

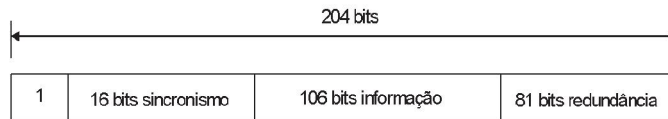


Figura 84 Quadro TMCC

4.3.17 Sinal de RF

Como o sinal OFDM é constituído de várias portadoras ortogonais moduladas, cada símbolo pode ser considerado como uma única portadora com duração  $T_U$ .

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} C_{n,k} \cdot \Psi_{n,k}(t) \right\}, \quad (19)$$

$$\Psi_{n,k}(t) = \begin{cases} e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{k-k_c}{T_U} (t - \Delta - n \cdot T_s)} & (n \cdot T_s \leq t \leq (n+1) \cdot T_s) \\ 0 & t < n \cdot T_s, (n+1) \cdot T_s \leq t \end{cases}, \quad (20)$$

Onde:

- $k$  número de portadoras
- $n$  número do símbolo OFDM
- $K$  número de portadoras transmitidas no modo 1, 2 e 3
- $T_s$  duração do símbolo OFDM com intervalo de guarda
- $T_U$  duração do símbolo OFDM sem intervalo de guarda
- $\Delta$  duração do intervalo de guarda
- $f_c$  frequência central do canal de RF
- $K_c$  índice da portadora relativo ao centro da frequência
- $c_{n,k}$  dado a ser transmitido representado por um número complexo que modulará uma portadora  $k$  no símbolo  $n$  do quadro OFDM
- $s(t)$  sinal de RF

#### 4.3.18 Intervalo de guarda

O intervalo de guarda é inserido após a modulação OFDM e consiste em uma extensão cíclica do símbolo OFDM. O tamanho da réplica  $T_u$  equivale à duração do intervalo de guarda. A Figura 85 ilustra um símbolo OFDM com intervalo de guarda.

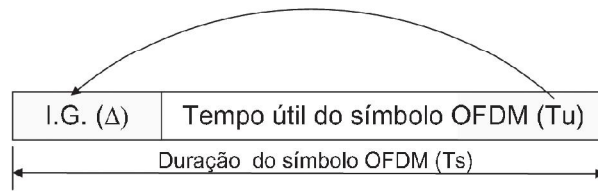


Figura 85 Símbolo OFDM com extensão cíclica

#### 4.3.19 Taxa de transmissão

A taxa útil de bits transmitida no sistema ISDB-T pode ser calculada usando-se a Equação 21. Pode-se observar que o tamanho da FFT não altera a taxa de bits na saída. As tabelas 19 e 20 ilustram as possíveis taxas de transmissão para a modulação parcial ou total com 13 segmentos.

$$Rb = \frac{1}{T_u} \cdot N_c \cdot Md \cdot R_{cc} \cdot R_{RS} \cdot k' \cdot N_s, \quad (21)$$

$$k' = \frac{1}{k + 1}, \quad (22)$$

Onde:

$R_b$  = Taxa de bits efetiva transmitida

$N_s$  = Número de segmentos

$T_u$  = Tempo útil do símbolo OFDM: 63/250 para 2k, 63/125 para 4k e 126/125 para 8k

$M_d$  = Método de modulação: QPSK = 2, 16-QAM = 4, e 64-QAM = 6

$N_c$  = Número de portadoras úteis = 96 para 2k, 192 para 4k e 384 para 8k

$R_{cc}$  = Razão do codificador convolucional = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 ou 7/8

$R_{RS}$  = Razão do codificador *Reed Solomon* = 188/204

$k$  = Razão do intervalo de guarda = 1/4, 1/8, 1/16 ou 1/32

TABELA 19

Taxa de bits útil para um segmento

Modulação	Taxa	Número de TSPs Transmitidos (Modo 1/2/3)	Taxa de Dados (kbps)			
			Intervalo de guarda			
			1/4	1/8	1/16	1/32
DQPSK QPSK	1/2	12/24/48	280.85	312.06	330.42	340.43
	2/3	16/32/64	374.47	416.08	440.56	453.91
	3/4	18/36/72	421.28	468.09	495.63	510.65
	5/6	20/40/80	468.09	520.10	550.70	567.39
	7/8	21/42/84	491.50	546.11	578.23	595.76
16QAM	1/2	24/48/96	561.71	624.13	660.84	680.87
	2/3	32/64/128	748.95	832.17	881.12	907.82
	3/4	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1021.30
	5/6	40/80/160	936.19	1040.21	1101.40	1134.78
	7/8	42/84/168	983.00	1092.22	1156.47	1191.52
64QAM	1/2	36/72/144	842.57	936.19	991.26	1021.30
	2/3	48/96/192	1123.43	1248.26	1321.68	1361.74
	3/4	54/108/216	1263.86	1404.29	1486.90	1531.95
	5/6	60/120/240	1404.29	1560.32	1652.11	1702.17
	7/8	63/126/252	1474.50	1638.34	1734.71	1787.28

TABELA 20

Taxa de bits útil para treze segmentos

Modulação	Taxa	Número de TSPs Transmitidos (Modo 1/2/3)	Taxa de Dados (Mbps)			
			1/4	1/8	1/16	1/32
DQPSK QPSK	1/2	156/312/624	3.651	4.056	4.295	4.425
	2/3	208/216/832	4.868	5.409	5.727	5.900
	3/4	234/468/936	5.476	6.085	6.443	6.638
	5/6	260/520/1040	6.085	6.761	7.159	7.376
	7/8	273/546/1092	6.389	7.099	7.517	7.744
16QAM	1/2	312/624/1248	7.302	8.113	8.590	8.851
	2/3	416/832/1664	9.736	10.818	11.454	11.801
	3/4	468/936/1872	10.953	12.170	12.886	13.276
	5/6	520/1040/2080	12.170	13.522	14.318	14.752
	7/8	546/1092/2184	12.779	14.198	15.034	15.489
64QAM	1/2	468/936/1872	10.953	12.170	12.886	13.276
	2/3	624/1248/2496	14.604	16.227	17.181	17.702
	3/4	702/1404/2808	16.430	18.255	19.329	19.915
	5/6	780/1560/3120	18.255	20.284	21.477	22.128
	7/8	819/1638/3276	19.168	21.298	22.551	23.234