

SISTEMAS DE TRANSMISSÃO PARA TV DIGITAL

PTC3547 – CODIFICAÇÃO E TRANSMISSÃO MULTIMÍDIA

Guido Stolfi – EPUSP – 06 / 2023

1. Introdução

A transmissão de TV digital contempla uma série de alternativas, correspondentes aos vários processos de distribuição usados para a TV analógica, bem como novas tecnologias emergentes de telecomunicações. Nesse aspecto, podemos citar os seguintes cenários:

Distribuição por satélite (*DTH - "Direct To Home"*): procura-se aqui proporcionar o serviço de distribuição de TV digital em condições de baixa relação Sinal/Ruído, de modo que as dimensões da antena receptora possam ser minimizadas. A comunicação via satélite é então limitada pelo ruído gaussiano do canal, estando por outro lado livre de multipercurso e interferências (exceto desvanecimento ocasional provocado pela chuva).

Rádiodifusão Terrestre (*"Broadcasting"*): deve-se buscar cobertura equivalente à da transmissão analógica, apesar do meio de comunicação estar sujeito a interferências, ruído, atenuação, desvanecimento, distorções por multipercurso estáticas e dinâmicas; além do que a rádiodifusão de sinal digital deve coexistir com a analógica dentro do mesmo espaço espectral, pelo menos durante uma longa fase de transição.

Distribuição via cabo: aqui a transmissão digital pode coexistir com a transmissão analógica, pois ela opera satisfatoriamente nas frequências mais altas, onde a qualidade de serviço não é mais aceitável para a distribuição de sinal analógico. Por outro lado, o cabo não está sujeito a distorções ou interferências tão severas quanto a rádiodifusão terrestre.

Distribuição por Redes Digitais de Alta Velocidade: o fluxo de transporte MPEG-2 prevê compatibilidade com a formatação em células ATM e pacotes IP, permitindo assim a distribuição de TV digital através de redes de alta velocidade. Esta forma de comunicação é mais adequada para distribuição ponto-a-ponto sob demanda.

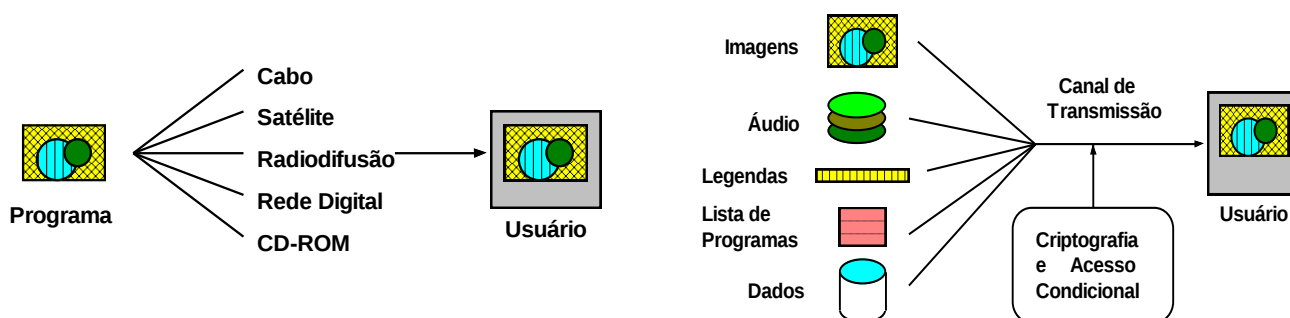


Fig. 1.1 - Compatibilidade de Meios de Transmissão e de Serviços

A formatação em pacotes de transporte com comprimento fixo, introduzida pelo padrão MPEG-2, favorece a compatibilidade de meios de transmissão para um determinado serviço, bem como a compatibilidade de vários serviços para um mesmo meio (Fig. 1.1), desde que sejam garantidas capacidades mínimas de taxa de bits, conforme o tipo de programação:

- TV de Alta definição com som "Surround": ~18 Mb/s para codificação MPEG-2, ~10 Mb/s para codificação H.264;
- TV convencional (filmes): min. 2 Mb/s
- TV convencional (esportes, ação): ~8 Mb/s (MPEG-2)

A formatação em pacotes permite então separar a camada de codificação de fonte (compressão de dados) e de transporte das camadas de codificação de canal e modulação (específicas para um determinado meio de comunicação).

2. Codificação para Distribuição por Satélite (DTH):

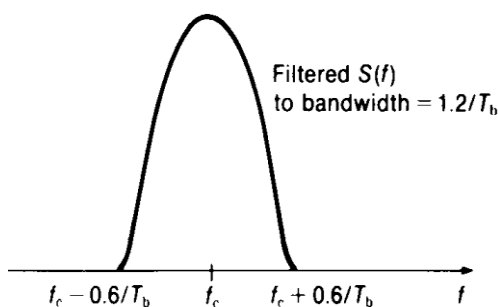


Fig. 2.1- Espectro de um sinal PSK após limitação de banda

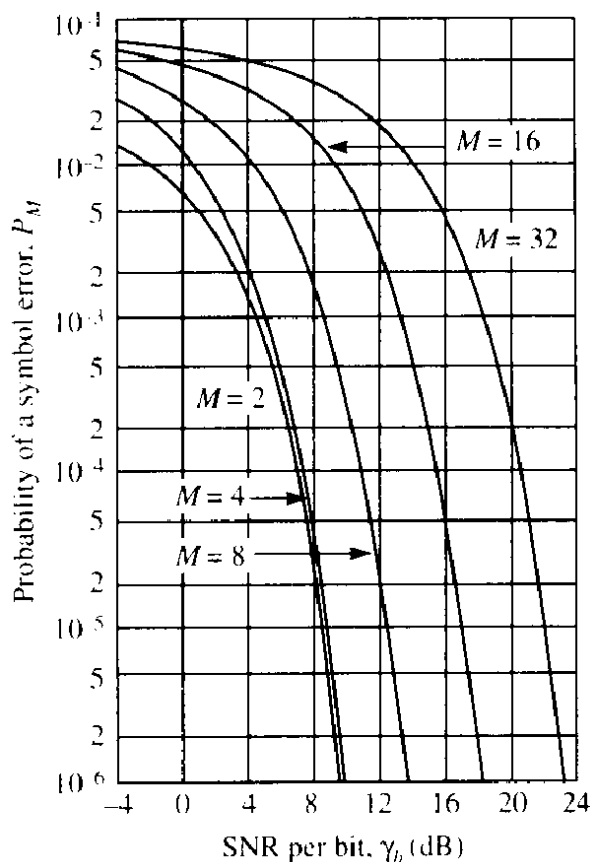


Fig. 2.2- Taxa de Erros x Relação S/R para M-PSK

Existem vários sistemas de distribuição de TV digital via satélite em operação, desde sistemas originais na banda C (ex.: Digisat, hoje obsoleto) como na banda K_u (DSS, DirecTV, Sky etc.). Estes sistemas geralmente utilizam transmissão em QPSK ou 8-PSK, no processo MCPC ("Multiple Channels per Carrier"), no qual a capacidade total do transponder (Carrier) é utilizada para transmitir um fluxo de dados com taxas de 30 a 60 Mb/s, sendo que este fluxo é composto por pacotes de vários programas (Channels). Para aplicações específicas ou temporárias, pode-se usar transponder fracionário no processo SCPC ("Single Channel per Carrier"), ocupando bandas de 1.5 a 8 MHz para taxas usuais de 4 a 12 Mb/s, transmitindo neste caso um único programa comprimido em MPEG-2.

O codificador de canal consiste normalmente de um randomizador ("scrambler"), cuja função é garantir a equiprobabilidade dos símbolos, seguido de um codificador Reed-Solomon para correção de erros em blocos de dados. O fluxo de bits resultante é modulado em QPSK e filtrado para ocupar uma banda igual a 1.2 vezes a taxa de símbolos (Fig. 2.2). A modulação QPSK é escolhida por permitir maior taxa de bits para baixa relação Sinal/Ruído (fig. 2.2), além de que sua característica de amplitude constante da envoltória é vantajosa para o transponder do satélite, que pode operar próximo da saturação.

O sistema de satélite digital possui como atrativos mercadológicos a abrangência a nível de país ou continente, mesmo em locais remotos, além das pequenas dimensões da antena em relação aos sistemas analógicos. Utilizando satélites com transmissores de 50 a 100 W por transponder, os sistemas digitais operam com antenas de 60 cm de diâmetro na maior parte da área de cobertura.

O dimensionamento da antena receptora deve levar em conta a disponibilidade do serviço mesmo em

condições de desvanecimento de sinal devido a chuvas. Para elevações de 45° , na banda K_u , a atenuação devida à chuva pode ultrapassar 5 dB durante 0,1% do tempo durante os meses mais desfavoráveis.

2.1 Transmissão de TV Digital por satélite: Padrão DVB-S

O padrão desenvolvido na Europa e adotado na maior parte do mundo para transmissão de TV digital via satélite, em sistemas DTH (*Direct to Home*), é o DVB-S, definido na norma ES 300 421 em 1994. A figura 2.3 apresenta um diagrama de blocos da codificação de canal e modulação para este sistema.

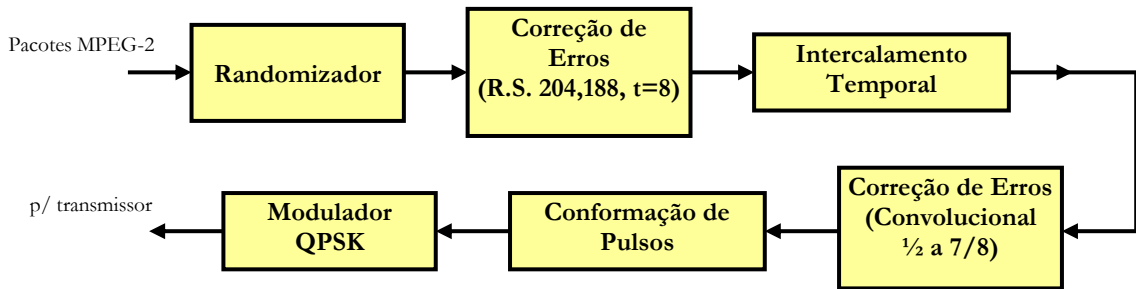
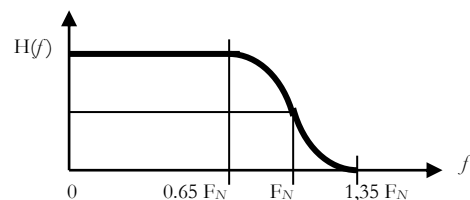


Fig. 2.3 – Diagrama de blocos da Modulação DVB-S

Os blocos correspondentes ao randomizador, correção de erros e intercalamento temporal são idênticos aos utilizados no sistema de radiodifusão terrestre (DVB-T), e serão detalhados no capítulo correspondente.

O bloco de conformação de pulsos consiste de um filtro cuja resposta em frequência atende ao critério de Nyquist, com transição na forma “cosseno levantado”, com fator de expansão $\alpha=0,35$.

A modulação DVB-S opera com relação E_b/N_0 de 4,5 dB (com taxa convolutacional de $1/2$) até 6,4 dB (taxa de $7/8$). Para transponders com banda típica de 33 MHz, as taxas úteis respectivas vão de 33 a 44 Mb/s.



2.2 Transmissão de TV Digital por satélite: Padrão DVB-S2

O padrão mais recente para transmissão por satélite, DVB-S2, introduz avanços na formatação de pacotes, correção de erros e modulação. São utilizados códigos BCH (*Bose, Hocquenghem e Chaudhuri*) e LDPC (*Low Density Parity Check*). Estes códigos trabalham com blocos extensos de dados, da ordem de 3 a 64 kbits. O código BCH causa um aumento de 0,2% a 5% na taxa de bits, conforme o tamanho do bloco; já o LDPC pode ser configurado para taxas de $1/4$ até $9/10$, resultando sempre em blocos de 16200 ou 64800 bits.

A modulação pode ser feita em 4-PSK, 8-PSK, 16-APSK ou 32-APSK. As constelações para as modulações 16- e 32-APSK (*Amplitude and Phase Shift Keying*) estão apresentadas na figura 2.4.

Estas inovações permitem um aumento de cerca de 30% na taxa útil, em relação ao DVB-S, chegando a 58 Mb/s (8-PSK, $2/3$, $C/N = 7,8$ dB).

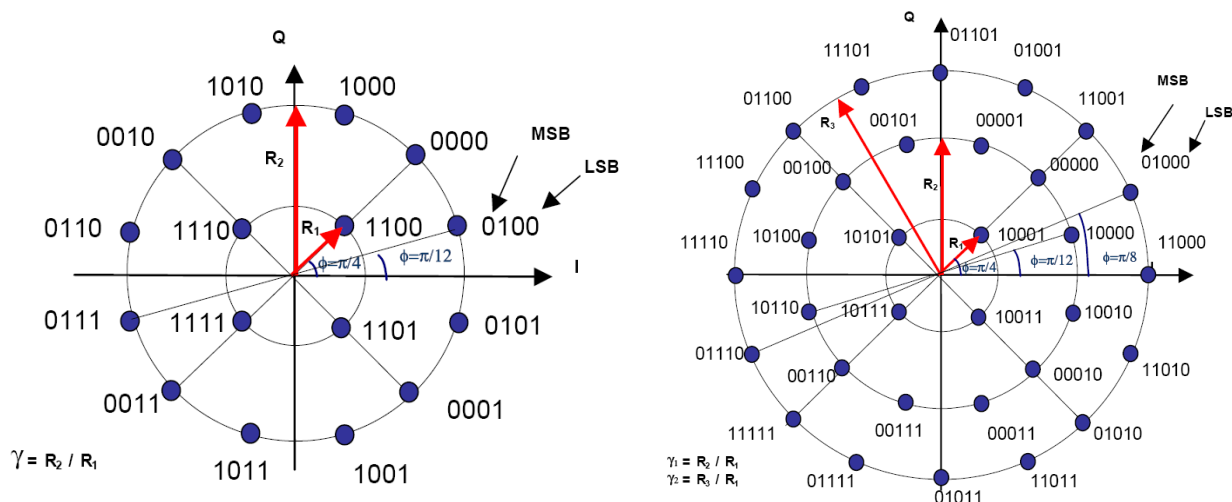


Fig. 2.4 – Constelações APSK (Amplitude and Phase Shift Keying) do DVB-S2

3. Alocação de Canais no Contexto da Radiodifusão Analógica

Por razões históricas e tecnológicas, o espectro reservado à radiodifusão terrestre de Televisão é composto de 2 bandas em VHF (54 a 88 MHz para os canais 2 a 6, com um espaço de 4 MHz entre os canais 4 e 5; e 174 a 216 MHz para os canais 7 a 13) e uma banda em UHF (470 a 806 MHz para os canais 14 a 69). As frequências de 806 a 890 MHz, originalmente destinadas aos canais 70 a 83, foram realocadas para telefonia móvel celular no final da década de 1970.

Recentemente, a banda acima de 700 MHz também está sendo relocada para telefonia celular de 4ª geração (LTE), limitando a banda de UHF até o canal 51.

A alocação de canais para emissoras de TV em uma determinada localidade está sujeita a restrições devidas às características de seletividade e respostas espúrias dos receptores de TV convencionais. Já para emissoras que operam no mesmo canal, são exigidas distâncias mínimas de aproximadamente 300 km para evitar interferência direta entre os sinais (interferência co-canal).

Como a seletividade do canal de F.I. dos receptores analógicos é insuficiente para rejeitar transmissões em canais adjacentes, bem como em canais próximos às frequências imagens (distanciadas de 2 vezes a frequência de F.I.) além de outros espúrios, surgem uma série de restrições para o aproveitamento pleno do espectro de radiodifusão. Numa determinada localidade, sendo que exista transmissão em um dado canal N , a separação mínima entre emissoras em frequências críticas (denominados canais "Tabus", ou proibidos), conforme regulamentações do FCC, pode ser resumida pela tabela 3.1 a seguir.

Esses valores pressupõem uma frequência de F.I. de 45.75 MHz para a portadora de vídeo e 41.25 MHz para portadora de áudio, padronizadas para o sistema de transmissão M , válido para a maioria dos países com canal de 6 MHz.

A radiodifusão de TV digital deve coexistir com a transmissão analógica, pelo menos durante uma fase de transição cuja duração real é desconhecida (Nos EUA o FCC originalmente pretendia que as transmissões analógicas fossem encerradas em 2006, mas o desligamento definitivo ocorreu em 2009). Durante esta fase de transição, a transmissão digital está sujeita a duas restrições adicionais:

1. Os sinais digitais, ocupando canais vagos ("Tabus") em uma determinada localidade, não devem provocar interferências significativas nas transmissões analógicas existentes;

2. O sinal digital deve proporcionar cobertura adequada (alcance) mesmo na presença de sinais interferentes (interferências co-canal de outras localidades e de canais adjacentes analógicos da mesma localidade).

Tipo de Interferência	Canais Interferentes/interferidos	Separação em Frequência (MHz)	Distância mínima entre emissoras (km)
Co-canal	N	0	250 a 330
Canal Adjacente (VHF)	$N \pm 1$	± 6	100
Canal Adjacente (UHF)	$N \pm 1$	± 6	90
Freq. Imagem (vídeo)	$N \pm 15$	± 90	120
Freq. Imagem (som)	$N \pm 14$	± 84	100
Oscilador Local (UHF)	$N \pm 7$	± 42	100
Batimento c/ F.I. (UHF)	$N \pm 8$	± 48	30
Intermodulação (UHF)	$N \pm 2$ a $N \pm 5$	± 12 a ± 30	30

Tabela 3.1 - Interferências em Sinais Analógicos

Durante a fase de coexistência (ver Fig. 3.1), a situação (1) acima impõe que, na prática, a potência média de transmissão de um sinal digital deve estar cerca de 10 dB abaixo da potência de pico de envoltória (PEP) de um sinal analógico transmitido num canal adjacente (supondo transmissão a partir de uma mesma torre de antena). Com essa potência reduzida, o sinal digital deve ser capaz de atingir a mesma área de cobertura que o sinal analógico.

A transmissão com potência reduzida torna o sinal digital mais susceptível à interferência de co-canal, causada por algum transmissor analógico em outra localidade. O sistema digital pode então prever algum tipo de filtro contra interferência analógica, pelo menos durante a fase de transição.

Por outro lado, pressupõe-se que os receptores de TV digital utilizem sintonizadores de tecnologia atualizada (por ex.: conversão para F.I. acima da banda), estando livres de muitas das respostas espúrias dos receptores analógicos convencionais, e, portanto, da maioria das restrições de alocação citadas acima. Desta forma, a substituição da transmissão analógica pela digital proporciona aumento considerável na densidade de ocupação espectral, permitindo eventualmente a liberação de faixas de frequência, hoje ocupadas pela TV, para outros serviços de rádio-comunicação. Esta característica potencial da transmissão digital é um dos motivos que justificam a mudança tecnológica.

Serão estudados mais detalhadamente a seguir os sistemas ATSC, DVB-T e ISDB-T, adotados respectivamente nos EUA, Europa e Japão+ Brasil para radiodifusão terrestre de TV Digital.

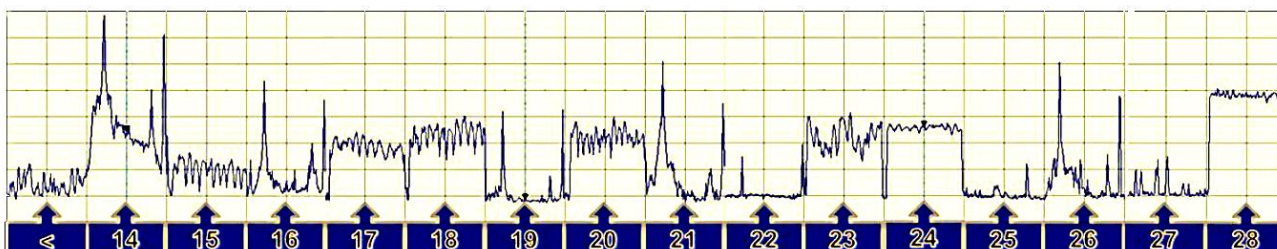


Fig. 3.1 – Espectro de UHF (canais 14 a 28), Sinais Analógicos e Digitais (São Paulo - 2008)

3.1 Considerações Sobre o Limiar de Operação Limitado por Ruído

A determinação dos níveis de potência necessários para operação de um sistema de TV envolve o cálculo da relação S/R disponível no receptor. Vamos considerar inicialmente, para efeito de estimativa, o caso típico de recepção em localidades distantes, onde o fator limitante é o ruído térmico gaussiano presente na entrada do receptor.

Sabemos que a potência de ruído térmico recebida é principalmente devida aos estágios de entrada do receptor, sendo que pode ser expressa por

$$N = kT_s B \text{ (watts),}$$

Onde k = Constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K), T_s = temperatura do receptor e B = largura de banda do receptor. Para $B = 6$ MHz, o limite de ruído de um receptor ideal à temperatura ambiente é então

$$N_T = 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 6 \times 10^6 = 24 \times 10^{-15} \text{ W} = -106.2 \text{ dBm}$$

A potência mínima necessária na entrada é obtida acrescentando a figura de ruído NF do receptor e o valor do limiar de recepção C/N , que depende do método de modulação, taxa de bits desejada, etc., ou seja:

$$P_{MR} = N_T + C/N + NF$$

A potência mínima na antena deve levar em conta a perda na linha de transmissão e o ganho relativo da antena:

$$P_{MA} = P_{MR} + L - G_R$$

Valores típicos de referência para L , G_R , NF , bem como C/N para alguns sistemas de transmissão digital (a serem detalhados adiante) estão apresentados na tabela 3.2 abaixo.

Parâmetro	VHF baixo	VHF alto	UHF
Ganho da Antena de recepção (G_R , dB)	4	6	10
Perda no Cabo de Antena (L , dB)	1	2	4
Figura de Ruído do receptor (NF , dB)	10	10	7
Potência Limiar na Antena (P_{MA} , dBm):			
Sistema ATSC ($C/N = 15.2$ dB)	- 84.0	- 85.0	- 90.0
Sistema DVB-T (6 MHz, $C/N = 18.0$ dB)	- 81.2	- 82.2	- 87.2
Sistema ISDB-T (6 MHz, $C/N = 18.7$ dB)	- 80.5	- 81.5	- 86.5

Tabela 3.2 – Potências Mínimas na Antena para Recepção Digital

No entanto, esses cálculos refletem uma situação ideal, na qual não existem outras fontes de interferências além do ruído térmico no circuito de entrada. Considerando a contribuição do ruído da antena e da linha de transmissão, bem como de fontes externas, naturais e artificiais, pode haver uma degradação adicional de até 20 dB para VHF baixo e 2 dB para UHF, considerando situações de recepção em localidades distantes, onde o ruído externo artificial é mais reduzido. Em regiões urbanas, a degradação pode ser maior que 40 dB na faixa de VHF baixo; no entanto, em geral o sinal é mais forte.

4. Codificação de canal e Modulação para Radiodifusão Terrestre: Sistema ATSC

O primeiro sistema de radiodifusão para TV Digital, aprovado em 1995 nos EUA e posteriormente em alguns outros países com canalização de 6 MHz é o 8-VSB, padronizado pelo ATSC ("Advanced Television Systems Committee"). É também conhecido como "Grand Alliance", por ter sido proposto por uma associação dos 4 finalistas dos testes preliminares, realizados pelo FCC, para implantação do serviço de radiodifusão de HDTV.

Um diagrama de blocos do sistema de transmissão ATSC está apresentado na figura 4.1. A codificação de fonte é MPEG-2 para vídeo e Dolby AC-3 para áudio; dentro do fluxo de programa são inseridos pacotes de dados denominados **SI** - *System Information* - que contêm informações referentes ao mapa de programas, frequências e processos de modulação, línguas disponíveis nos programas de áudio, etc.

O processo de modulação empregado é 8-VSB, ou seja, modulação por amplitude de pulso multinível (8 níveis) com banda lateral vestigial. O sistema incorpora um piloto (amostra da portadora) e sincronismos de segmento e de quadro de dados, que garantem robustez e facilidade de captura do sinal recebido, mesmo em condições de baixa relação Sinal/Ruído.

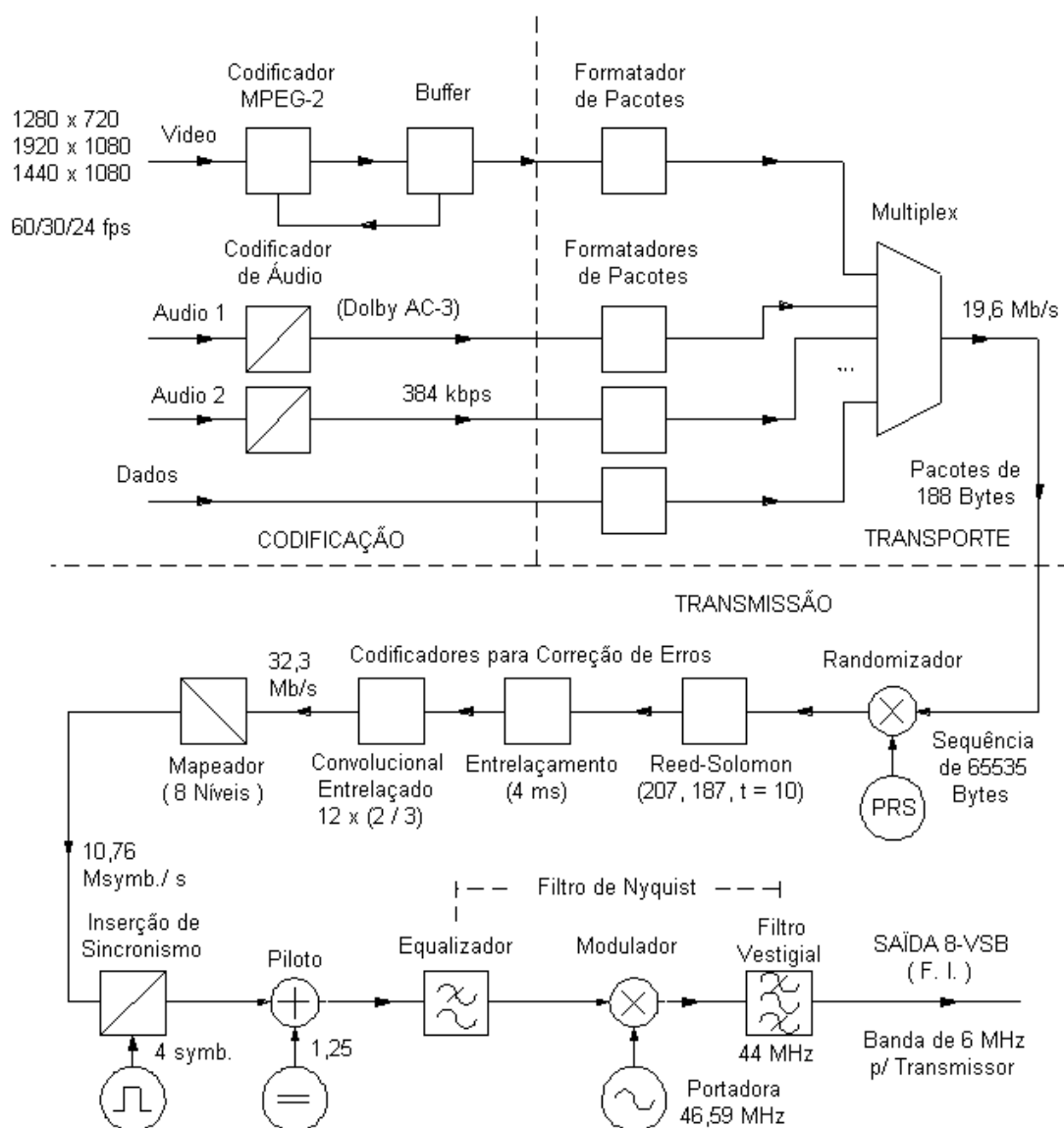


Fig. 4.1 - Diagrama de Blocos do Sistema 8-VSB para radiodifusão HDTV

O sistema 8-VSB foi otimizado para o canal de 6 MHz, admitindo operação com limiar de relação S/R de 15 dB, tendo em vista a restrição de potência de transmissão (para evitar interferência sobre canais analógicos adjacentes). A taxa útil de transporte é de 19.28 Mb/s, incluindo o byte de sincronismo no pacote MPEG-2. Para transmissão via cabo, foi desenvolvida uma variante do sistema, que utiliza modulação 16-VSB para proporcionar taxa útil de 38 Mb/s.

Serão descritos a seguir os blocos funcionais do transmissor 8-VSB.

4.1 - Randomizador:

A função do randomizador é garantir equiprobabilidade e independência estatística (decorrelação) dos símbolos transmitidos, permitindo a implementação de equalizadores "cegos" no receptor, além de garantir potência média constante na transmissão. Como consequência adicional, o espectro transmitido torna-se uniforme, semelhante a um ruído branco, o que diminui a visibilidade da interferência de um sinal digital sobre um sinal analógico.

O randomizador utilizado baseia-se em um gerador de sequência máxima, de 16 estágios, utilizando um polinômio gerador da forma

$$G(x) = x^{16} + x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^7 + x^6 + x^3 + x + 1$$

O circuito que implementa esse polinômio, através de registradores de deslocamento realimentados, está apresentado na figura 4.2. O registrador é inicializado com 0xF18016 a cada sincronismo de campo, sendo que a cada byte de informação a ser transmitido é extraído um byte (D0 a D7) do randomizador, e é feita uma soma módulo-2 (ou-exclusivo bit a bit) dos dois bytes. A sequência repete-se após $2^{16}-1 = 65535$ bytes.

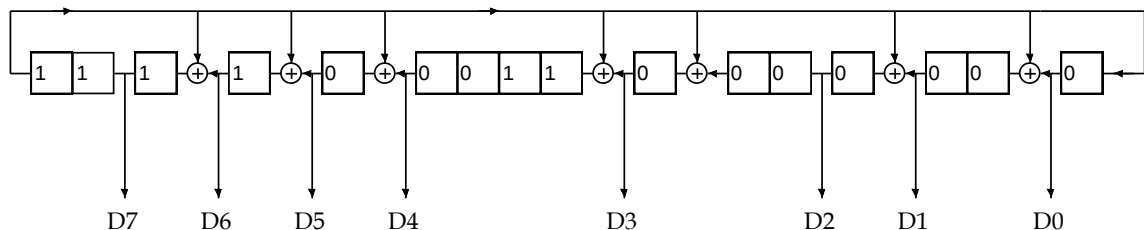


Fig. 4.2 - Randomizador ATSC

4.2 Codificador Reed-Solomon

Para permitir correção de erros de transmissão, no receptor, o sistema ATSC utiliza um código de bloco tipo Reed-Solomon, (RS 207, 187, t=10). Este código toma 187 bytes de informação (correspondentes à parte útil de um pacote MPEG, descartando o sincronismo) na saída do randomizador, e acrescenta 20 bytes de proteção ("paridade"). Com isto, o receptor será capaz de corrigir até 10 bytes errados dentro do bloco total de 207 bytes. O polinômio gerador dos bytes de proteção é

$$\prod_{i=0}^{19} (X + \alpha^i) = X^{20} + 152X^{19} + 185X^{18} + 240X^{17} + 5X^{16} + 111X^{15} + 99X^{14} + 6X^{13} + \\ + 220X^{12} + 112X^{11} + 150X^{10} + 69X^9 + 36X^8 + 187X^7 + 22X^6 + 228X^5 + \\ + 198X^4 + 121X^3 + 121X^2 + 165X^1 + 174$$

Os elementos do campo de Galois correspondentes são gerados por:

$$G(256) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

O codificador RS do transmissor ATSC segue o diagrama da figura 4.3. Após a codificação Reed-Solomon, a taxa de bits passa para 21.41 Mb/s.

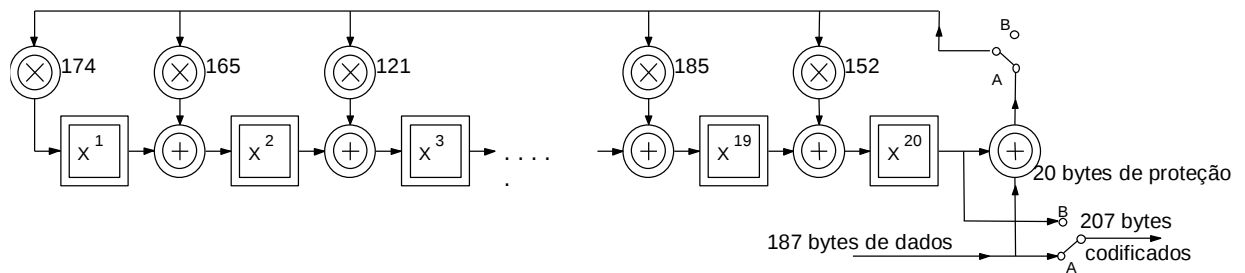


Fig. 4.3 - Codificador Reed-Solomon: (RS 207,187, t=10)

4.3 Intercalamento Temporal (Entrelaçamento)

A predição teórica de desempenho de um sistema de modulação muitas vezes não se concretiza na prática. Obviamente isso acontece se o modelo adotado para o sistema (em particular, para o canal de comunicação) não representar adequadamente a situação real. Uma das explicações mais frequentes para a perda de desempenho em situações reais vem do fato que o ruído no canal não se comporta exatamente como Ruído Branco Gaussiano Aditivo. Muitos meios de comunicação, como é o caso dos canais VHF, estão sujeitos principalmente à interferência de ruídos impulsivos, que se caracterizam como surtos de banda larga, com amplitudes muito altas em relação ao sinal, e com periodicidades variáveis. Algumas fontes de ruído impulsivo são: motores elétricos (faiscamento nos comutadores), sistemas de ignição de motores a gasolina (especialmente motocicletas, que não possuem blindagem), lâmpadas de descarga de gás, efeito corona em linhas de alta tensão, relâmpagos, etc. Ruídos impulsivos provocam perda total de muitos símbolos consecutivos (surtos de erros).

O codificador Reed-Solomon implementado no ATSC protege até 10 erros em um bloco de 207 bytes. Considerando a taxa de transmissão (21.41 Mb/s), um ruído impulsivo com mais que 4 µs de duração já pode afetar mais que 10 bytes, e portanto ultrapassar a capacidade de correção do código.

Para enfrentar ruídos impulsivos no canal, uma técnica comum consiste em entrelaçar fragmentos de informação, de modo a espalhar um bloco de dados ao longo de um período muito maior que a duração usual de um surto de ruído.

Conforme a figura 4.4, um conjunto de vários blocos de dados (após codificação Reed-Solomon) é embaralhado, de forma que cada bloco é espalhado ao longo de um tempo igual ao total do número de blocos do conjunto. Um surto de ruído provoca vários erros consecutivos; porém, ao ser efetuado o desembaralhamento no receptor, os erros são distribuídos entre os vários blocos, sendo que em cada bloco a quantidade de erros pode estar dentro da capacidade de correção do código Reed-Solomon. Pode-se dizer que o intercalamento temporal faz com que o ruído impulsivo possa ser modelado como ruído gaussiano (não-correlacionado) após o desembaralhamento.

O sistema ATSC utiliza um intercalamento temporal com fragmentos de 4 bytes, dispersados ao longo de um intervalo de 4 ms. Proporciona proteção adequada para surtos de até 190 µs com frequência de 120 Hz.

A figura 4.5 mostra o intercalador tipo "Forney", na forma implementada no sistema 8-VSB, através de registradores de deslocamento, com fragmentos de M=4 bytes de dados. As chaves seletoras de entrada e saída permanecem em cada posição por um intervalo correspondente a 4 bytes.

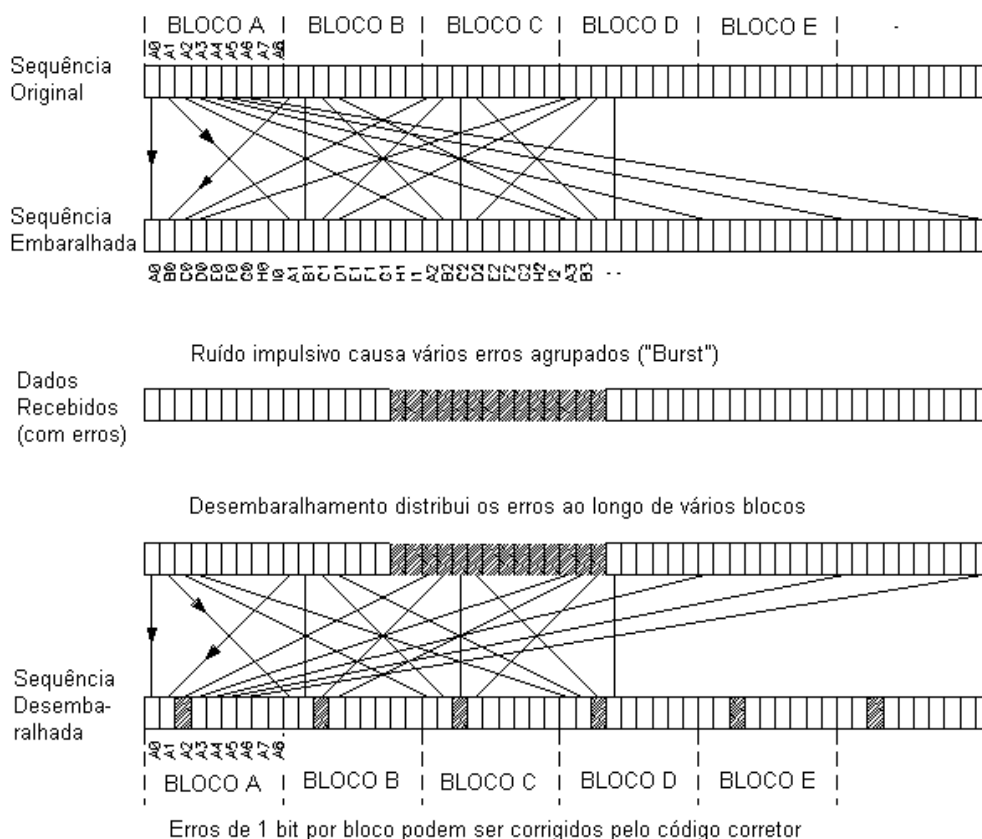


Fig. 4.4 – Intercalamento Temporal ("Interleaving")

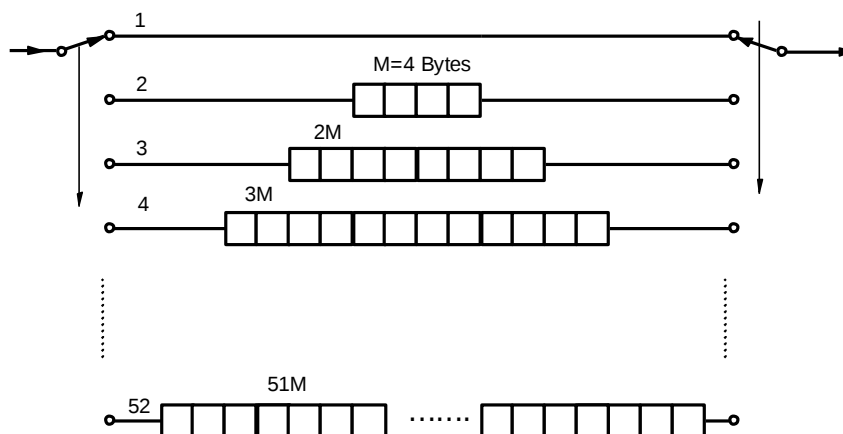


Fig. 4.5 – Intercalador Temporal Convolutacional (ATSC)

4.4 Codificador Convolutacional Entrelaçado e Mapeador Multinível

O código Reed-Solomon permite grande eficiência na correção de erros; no entanto, depende da detecção de sincronismo de segmento (para determinar a posição dos bytes de proteção) e de quadro (para efetuar o desentrelaçamento dos dados). Em condições de baixa relação S/R, a taxa de erros pode prejudicar a detecção dos sincronismos, dificultando o processo de correção. O codificador convolutacional, por outro lado, permite a correção de erros independentemente de sincronismo, porém às custas de um aumento considerável da taxa de bits.

O sistema 8-VSB utiliza um código convolutacional com taxa $R=2/3$; ou seja, para cada 2 bits de informação, são gerados 3 bits de código. Na realidade, o codificador usado consiste de um pré-

codificador diferencial, aplicado ao bit mais significativo, e um codificador convolucional com $R=1/2$ aplicado ao bit menos significativo, gerando 1 bit adicional de paridade.

Cada conjunto de 3 bits é mapeado como um símbolo em uma modulação multinível. Desta forma, a taxa de símbolos (e portanto a ocupação espectral) mantém-se a mesma, ou seja, 10.76 M símbolos /s.

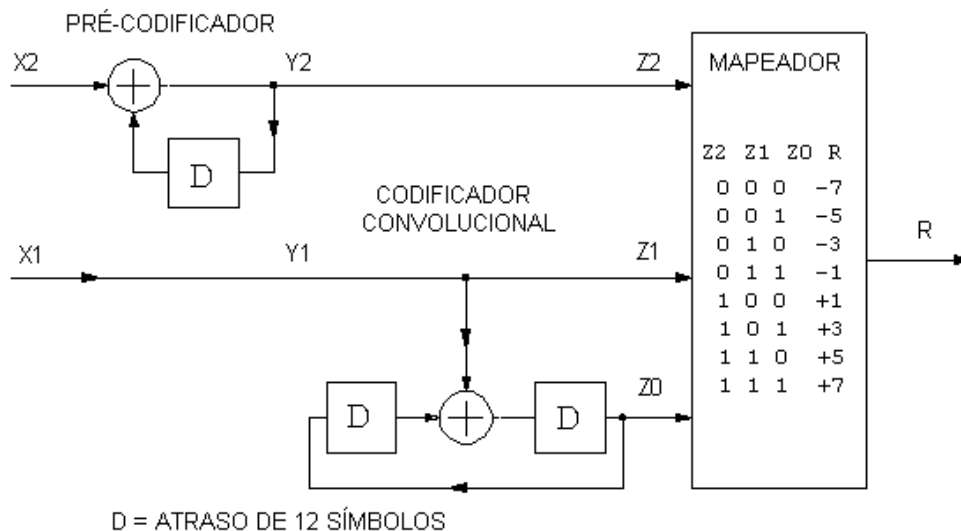


Fig. 4.6 - Codificador Convolucional 8-VSB

Conforme a figura 4.6, a informação digital proveniente do entrelaçador é separada em símbolos de 2 bits ($X1$ e $X2$). O bit $X2$ é pré-codificado (esta operação visa facilitar a implementação do filtro contra interferências analógicas no receptor) e torna-se o bit mais significativo a ser apresentado ao mapeador (modulador multinível), $Z2$. Já o bit $X1$ passa diretamente para o mapeador como $Z1$ (bit intermediário) e participa da geração do bit de paridade $Z0$, que é mapeado como bit menos significativo.

Pressupõe-se então que, na presença de ruído gaussiano, o bit $Z0$ seja o que apresenta maior probabilidade de erro, enquanto que o bit $Z2$ (que não é protegido pelo código convolucional) apresenta menor taxa de erros. Portanto, o código convolucional destina-se basicamente a corrigir erros no bit $Z1$.

O atraso D na figura 4.6 é de 12 símbolos, o que significa que um símbolo $Z(n)$ é protegido pela combinação de outros símbolos transmitidos a intervalos de 12 símbolos: $Z(n\pm12)$, $Z(n\pm24)$,.....

Desta forma, pequenos surtos com duração de até 12 símbolos (1.11 μ s) podem ser corrigidos independentemente. Na prática, é como se o codificador convolucional consistisse de 12 codificadores entrelaçados, conforme a figura 4.7.

4.5 Inserção de Sincronismo de Segmento e Piloto

Após o codificador convolucional, é inserido um pulso de sincronismo composto por 4 símbolos, que corresponde ao byte de sincronismo MPEG que havia sido removido antes da codificação Reed-Solomon. Este sincronismo então passa a delimitar um segmento de 208 bytes (832 símbolos) na taxa final de 10.76 Ms/s.

Já a inserção de um piloto da portadora é implementada pela adição de uma pequena componente contínua no sinal multinível. Considerando que o mapeador converteu os símbolos (3 bits) em níveis de -7 a +7 unidades, a inserção do piloto é feita somando um valor de +1.25 na saída do mapeador. Este valor médio diferente de zero provoca o aparecimento de uma raia espectral na frequência da portadora. Em termos de potência adicional, o piloto representa um aumento de 0.3 dB na potência média transmitida; no entanto, possibilita que o receptor sincronize o seu oscilador local mesmo em situações de relação S/R igual a 0 dB.

A figura 4.8 abaixo mostra o sinal multinível resultante; os símbolos estão mapeados entre -5.75 e +8.25 unidades.

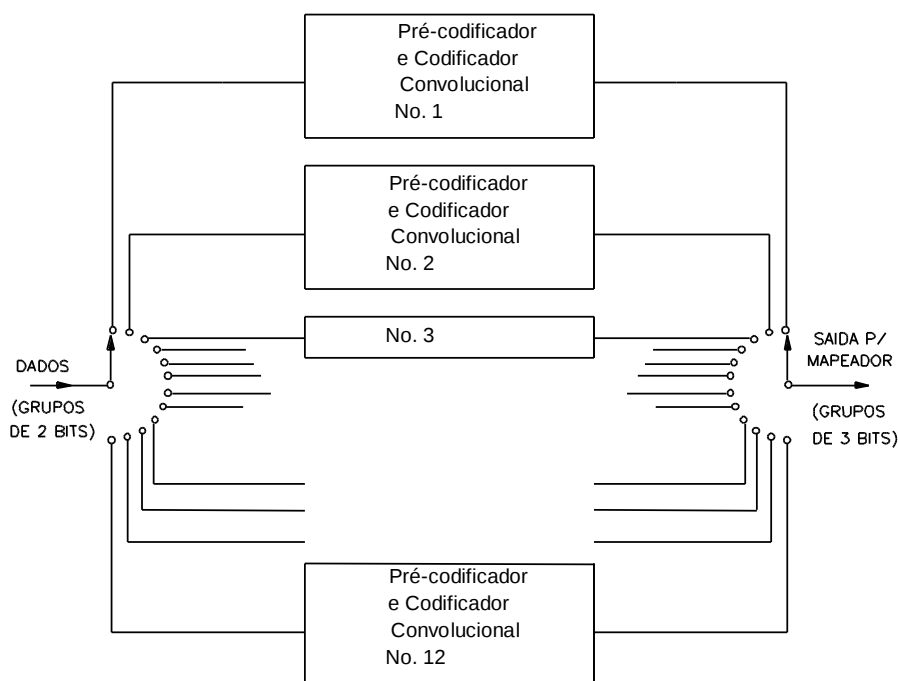


Fig. 4.7 - Codificador Convolucional Entrelaçado

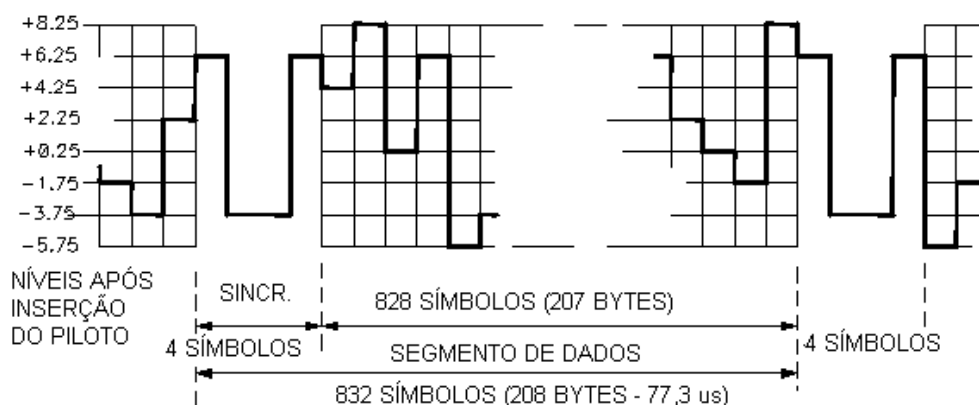


Fig. 4.8 - Segmento Multinível com Piloto e Sincronismo de Segmento

4.6 Sincronismo de Quadro

Os segmentos de dados, correspondentes a pacotes MPEG-2 protegidos por Reed-Solomon (a menos do entrelaçamento), são organizados em Quadros ("Data Frames") de 312 segmentos, que por sua vez são delimitados por Sincronismos de Quadro. (Ver figura 4.9).

Os Sincronismos de Quadro são segmentos transmitidos com modulação binária (2 níveis), que contêm sequências pseudo-aleatórias, pré-conhecidas pelo receptor. As finalidades destes sincronismos (Fig. 4.10) são:

1. Sincronizar o processo de desrandomização no receptor;
2. Idem para o desentrelaçamento temporal;
3. Utilizadas como sequências de treinamento, permitir a convergência do equalizador adaptativo no receptor;

4. Informar o tipo de modulação utilizado (8-VSB para radiodifusão ou 16-VSB para cabo).

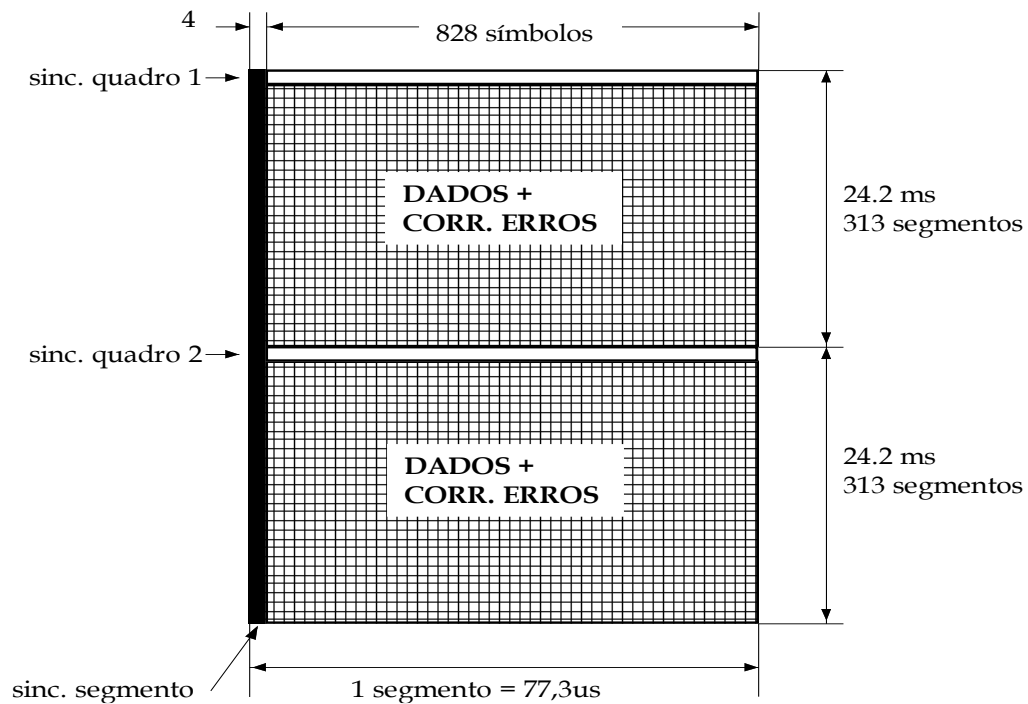


Fig. 4.9 - Estrutura de Quadro de Dados 8-VSB

Conforme a fig. 4.10, o sincronismo de quadro contém, em primeiro lugar, uma sequência pseudoaleatória de 511 bits, gerada por um polinômio da forma

$$x^9 + x^7 + x^6 + x^4 + x^3 + x + 1$$

que é inicializado com 010000000 no início da sequência, como apresentado acima.

Depois, temos uma sequência de comprimento máximo de 63 bits, gerada por um polinômio

$$x^6 + x + 1$$

inicializado com 100111. Esta sequência é repetida 3 vezes, sendo que no sincronismo de quadro 2 a sequência central é invertida (complementada) em relação às sequências adjacentes. A auto-correlação da sequência central, considerando as sequências adjacentes, é perfeitamente conhecida e independente dos dados transmitidos nos demais segmentos. Isso permite a um equalizador adaptativo no receptor compensar qualquer distorção por multi-percurso, dentro de um intervalo de 63 símbolos (5.86 μ s), em uma única iteração. A sequência de 511 símbolos (bits) permite corrigir distorções com intervalo maior, mas com precisão inicial menor devido à presença de dados aleatórios na vizinhança.

O sincronismo de quadro inclui ainda um campo ("Modo VSB") que identifica o processo de modulação empregado:

16-VSB = 0000 1111 0000 1111 1101 0010

8-VSB = 0000 1010 0101 1111 0100 1011

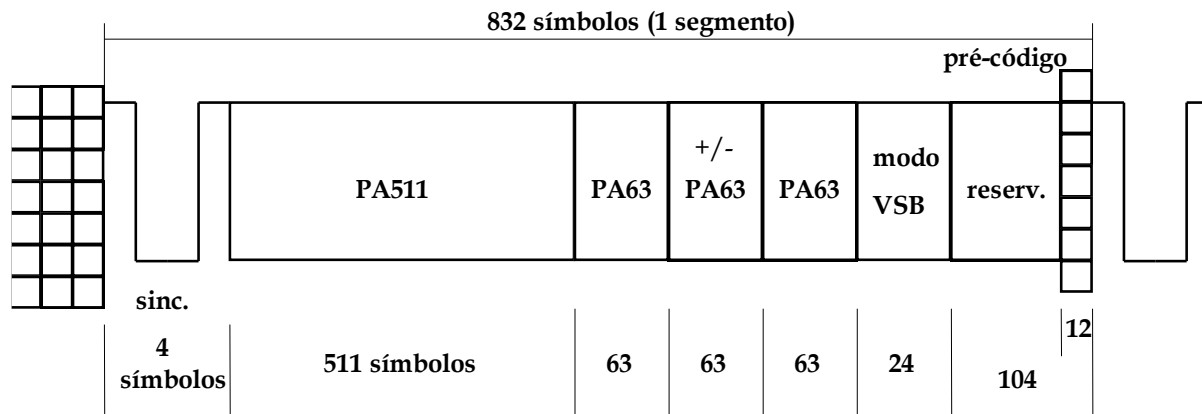
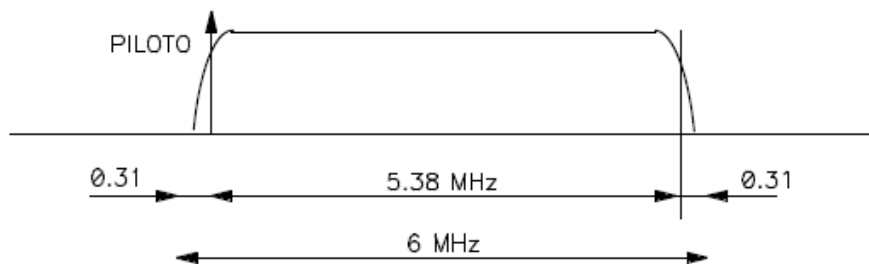


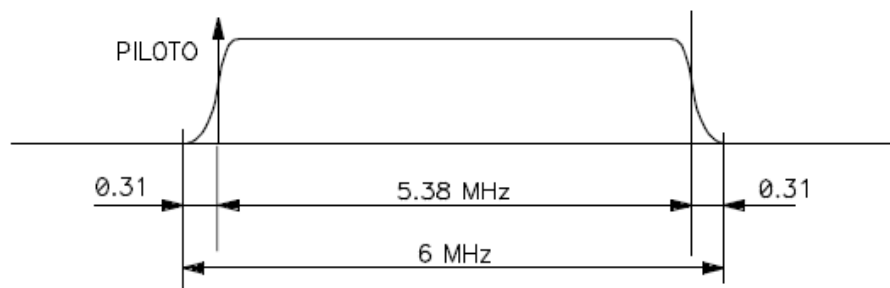
Fig. 4.10 - Sincronismo de Quadro ATSC

4.7 Filtro VSB

O sinal multinível é modulado em VSB, resultando em um espectro de 5.38 MHz (-3 dB) com bandas vestigiais de ± 310 kHz. A ocupação total do espectro é de 6 MHz.



Após filtragem pelo canal de F.I. no receptor, as bandas vestigiais estarão adequadas para o critério de Nyquist, assumindo um formato cossenoidal.



A randomização faz com que o sinal transmitido se aproxime de um ruído de banda limitada (ver figuras 4.11 e 4.12 referentes ao sinal temporal e ao espectro). Isso significa que a potência média é estável, mas a potência de pico não é claramente definida. Pode-se perceber que o sistema admite a ocorrência de picos com mais de 8 dB acima da potência média, o que representa um inconveniente para o transmissor, uma vez que este é dimensionado pela potência de pico de envoltória.

Pode-se reduzir a relação pico/média, através de limitadores, porém isso significa introduzir distorções que provocam intermodulação e, conseqüentemente, espalhamento do espectro. A fig. 4.13 mostra o espectro na saída de um transmissor com limitação de pico em +6 dB acima da potência média.

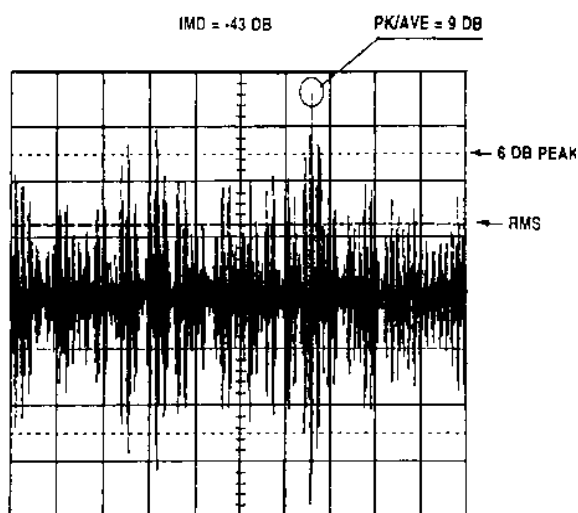


Fig. 4.11 - Envoltória do sinal 8-VSB

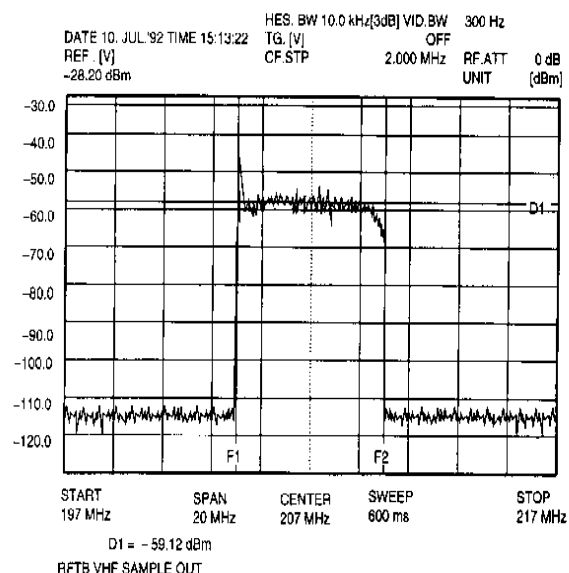


Fig. 4.12 - Espectro do sinal 8-VSB

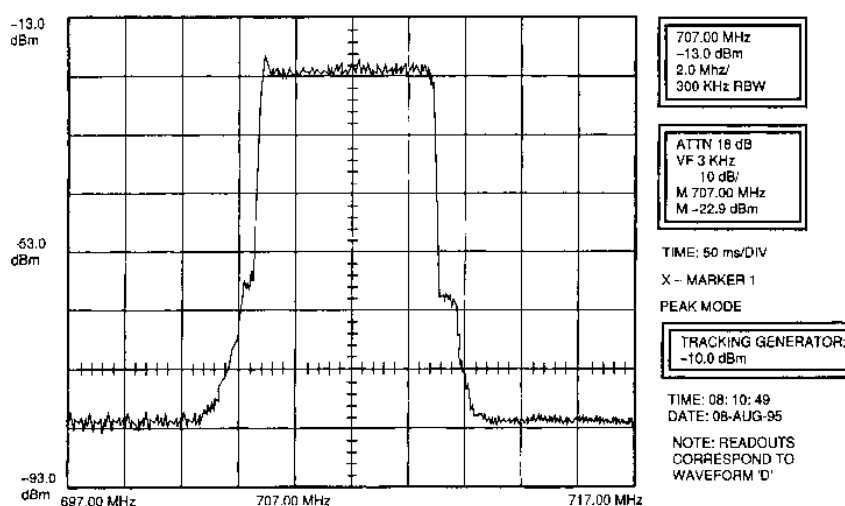


Fig. 4.13 - Espectro 8-VSB após Limitação de Picos em +6 dB

4.8 Desempenho do sistema 8-VSB

A taxa de erros de transmissão, conforme a relação Sinal/Ruído do canal, pode ser vista na figura 4.14. É evidente o "efeito precipício", característico de sistemas de comunicação digital com correção de erros: para uma variação de 1 dB na relação Sinal/Ruído o sinal recebido passa de "excelente" para "absolutamente inadequado".

O limiar de visibilidade de erros, determinado experimentalmente, corresponde a 1.93×10^{-4} erros de segmento, ou 2.5 segmentos errados por segundo, e ocorre para uma relação S/R de 14.9 dB (ruído aditivo gaussiano).

Adicionalmente, o sistema ATSC tolera surtos de ruído impulsivo de 190 μ s dentro de um período de 4 ms. O sistema VSB é bastante insensível a ruído de fase (erros aleatórios na fase da portadora). O limiar de percepção de interferência co-canal de um sinal digital sobre o analógico ocorre para potência média digital 45 dB abaixo da potência de pico do sinal analógico.

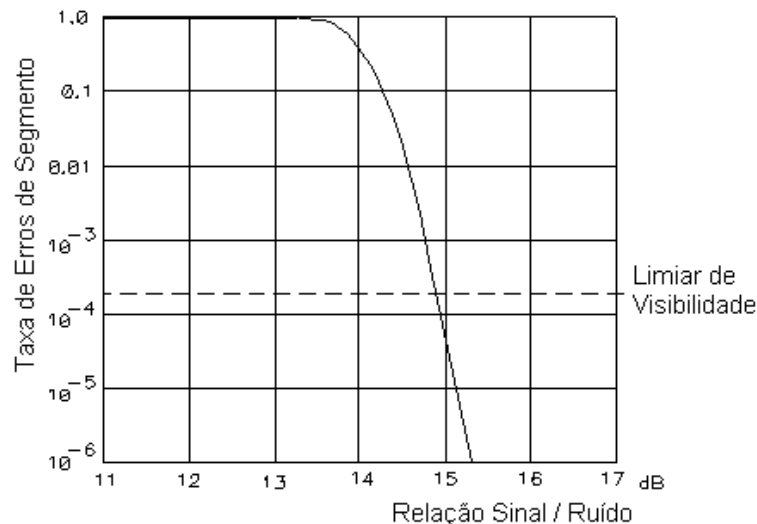


Fig. 4.14 - Taxa de Erros x Relação Sinal Ruído para 8-VSB

5. Codificação de Canal para Radiodifusão Terrestre: Sistema DVB-T

Na Europa, o consórcio DVB (*Digital Video Broadcasting*) adotou o processo COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*) para radiodifusão terrestre, no padrão denominado DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*). As razões para esta escolha devem-se a condições técnicas diferentes (Canais de 8 MHz de banda), bem como características geográficas específicas (regiões montanhosas, povoamento disperso, condições de propagação críticas) e à intenção de implementar os denominados SFN ("*Single Frequency Networks*", ou Redes de Frequência Única), onde pretende-se cobrir uma região com um grande número de retransmissores de baixa potência, operando na mesma frequência.

Essa situação implica em consideráveis distorções por multi-percurso, tanto por ecos em obstáculos naturais como pela superposição de sinais provenientes de diferentes retransmissores. A modulação COFDM suprime a distorção por multi-percurso fazendo com que a duração de um símbolo seja muito maior que a dispersão de tempos de propagação dos vários caminhos. Os símbolos são transmitidos considerando um tempo de guarda, durante o qual o sinal será ignorado pelo receptor.

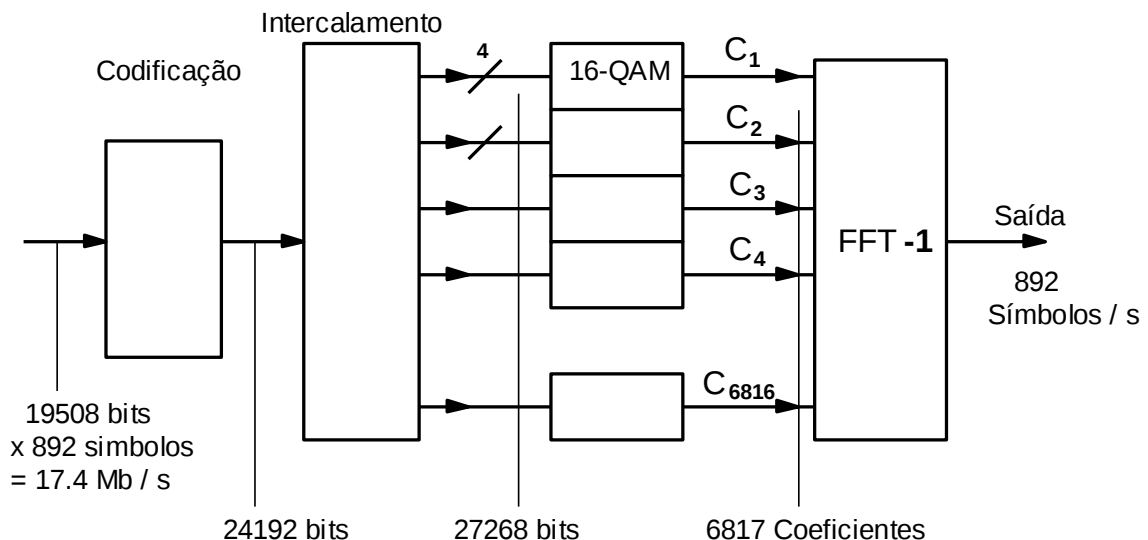


Fig. 5.1 - Sistema DVB-T "8k" (Modulação COFDM)

O sistema DVB-T, utilizado predominantemente na Europa, segue o esquema básico da figura 5.1. Neste exemplo, um bloco de 19508 bits recebe codificações para correção de erros, resultando em 27268 bits. Este bloco é ordenado em 6817 conjuntos de 4 bits, correspondentes a 6817 portadoras distintas. Cada conjunto de 4 bits é mapeado para um ponto de uma constelação 16-QAM (correspondente a 4 níveis para parte real e 4 para parte imaginária da amplitude de cada portadora). A seguir, uma transformada inversa de Fourier (implementada por uma IFFT de 8192 pontos) constrói o sinal temporal, a partir dos coeficientes complexos, sinal este válido por um período de 1.136 ms.

Na realidade, o sistema admite grande flexibilidade de opções de modulação das portadoras (QPSK, 16-QAM, 64-QAM), quantidade de portadoras (1705 para o sistema "2k" e 6817 para o sistema "8k"), taxa de codificação para correção de erros (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8) bem como intervalo de guarda (1/32 a 1/4 do tempo de símbolo).

O espaçamento de frequência entre as portadoras (Fig. 5.2) e a duração de cada símbolo (Fig. 5.3), são dimensionados de modo a evitar interferência entre portadoras, após a supressão do tempo de guarda (Fig. 5.4). Daí a denominação "Ortogonal".

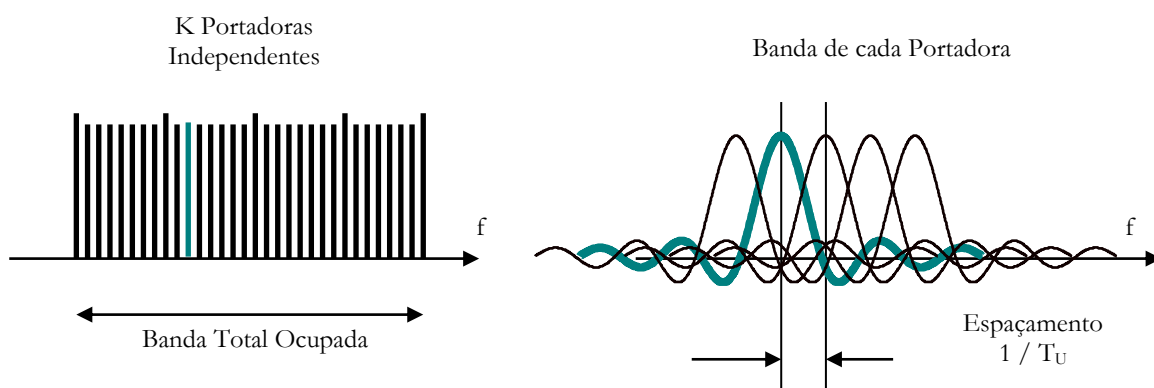


Fig. 5.2 – Espectro do Sinal COFDM

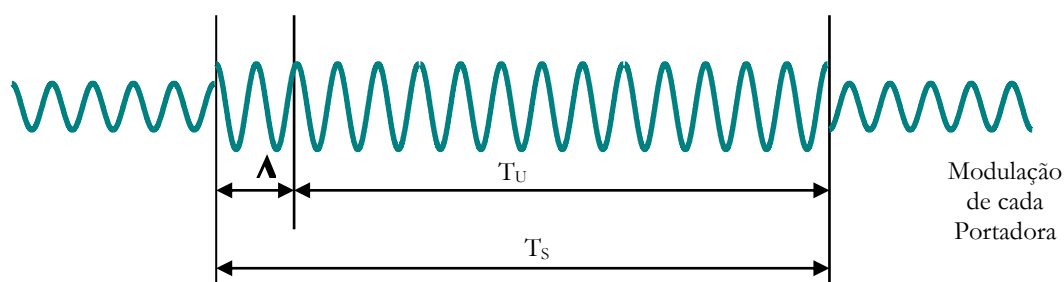


Fig. 5.3 – Duração do Símbolo (para cada portadora)

Na figura 5.6 exemplificamos o efeito de propagação por multi-percurso na recepção de um sinal COFDM: o receptor RX recebe sinais por 3 percursos distintos ($p1$, $p2$ e $p3$), com amplitudes e fases distintas. Durante um intervalo de transição tx os sinais interagem sucessivamente entre si; após esse transitório, o receptor recebe, para cada portadora, uma

amplitude ax e fase ϕx , constantes até o final do símbolo. A decodificação da informação contida no símbolo é feita então após o intervalo tx , onde as interferências se estabilizaram.

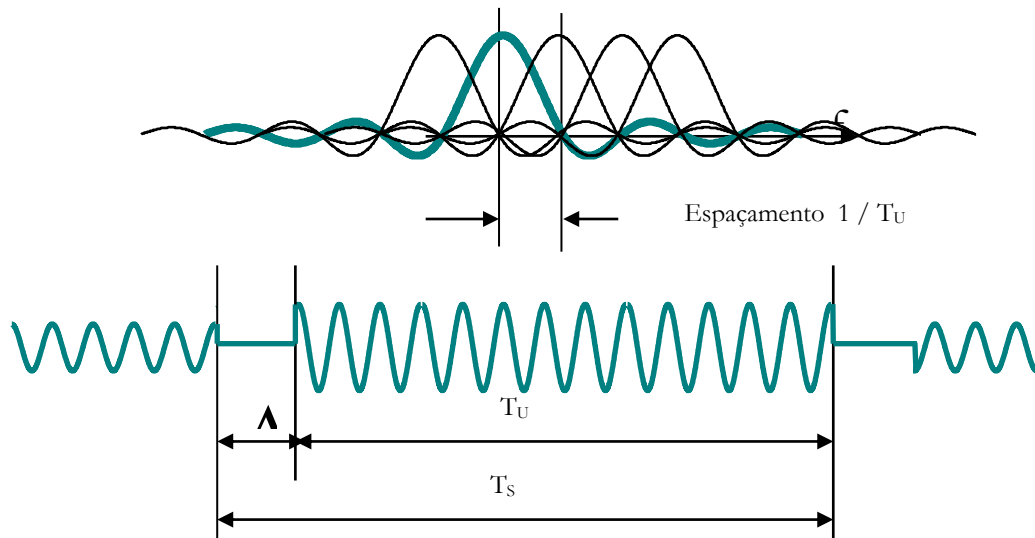


Fig. 5.4 – Espectro COFDM Após Supressão do Intervalo de Guarda

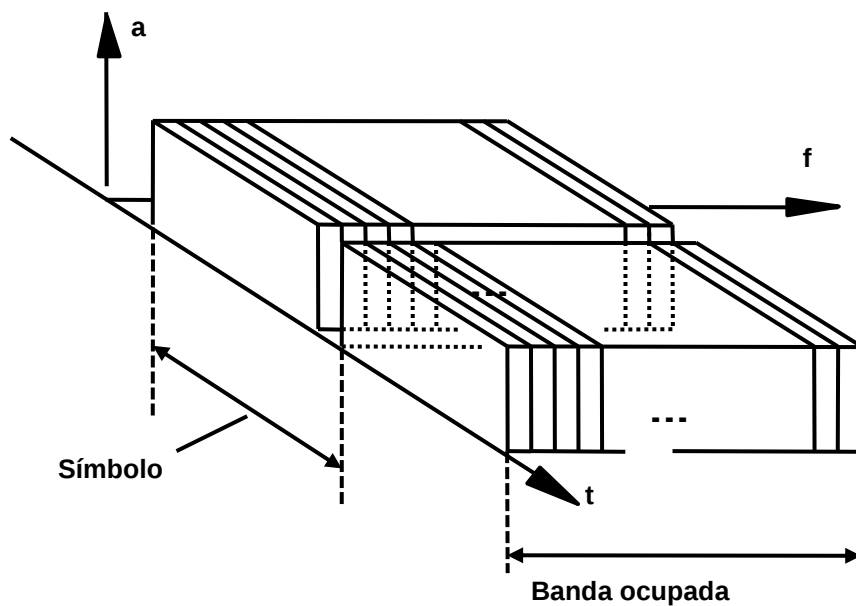


Fig. 5.5 - Organização Tempo/Frequência do sinal COFDM

O receptor COFDM efetua então um "janelamento" do sinal recebido, tomando apenas o trecho de sinal após o tempo de transição tx . A seguir efetua uma transformada de Fourier, obtendo de volta os 6817 coeficientes (complexos). Para cada coeficiente, o receptor deve manter um controle automático de ganho e de fase, para compensar as deformações de resposta em frequência devidas ao multi-percurso.

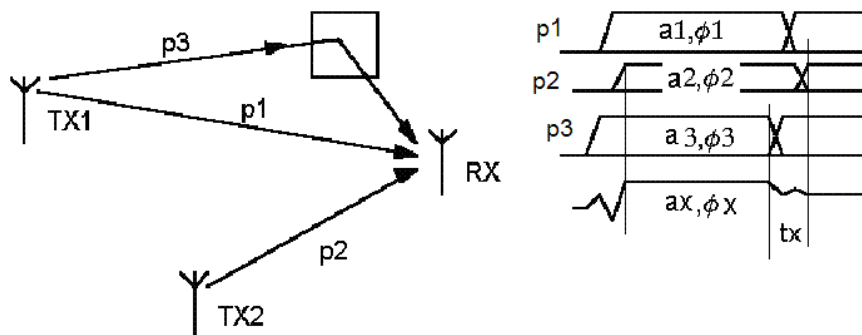


Fig. 5.6 - Efeito de Multi-percurso no COFDM

5.1 Modos de Operação COFDM

Na tabela abaixo estão indicados alguns parâmetros referentes aos dois modos de operação do sistema DVB-T (modos “2k” e “8k”).

Estes parâmetros ainda podem ser escalados para canais de 6 ou 7 MHz, considerando como unidade básica o período elementar T.

Para canais de 8 MHz, temos $T = 7/64 = 0.109375 \mu s$; para 7 MHz, $T = 1/8 = 0.125 \mu s$; finalmente, para 6 MHz, $T = 7/48 = 0.14583 \mu s$.

Parâmetro	Modo 2K	Modo 8K
Número de Portadoras (K)	1705	6817
Portadoras Úteis	1512	6048
Portadoras Piloto Contínuas	45	177
Portadoras de Controle (TPS)	17	68
Duração Útil do Símbolo (T_U)	224 μs (2048T)	896 μs (8192 T)
Espaçamento entre Portadoras ($1/T_U$)	4464 Hz	1116 Hz
Ocupação de Banda ($K \times 1/T_U$)	7.611 MHz	7.608 MHz
Intervalo de Guarda (Δ) (8 MHz)	56, 28, 14, 7 μs	224, 112, 56, 28 μs
Duração do Símbolo ($\Delta + T_U$)	280 - 231 μs	1120 - 924 μs

Tabela 5.2 – Modos de Operação DVB-T

5.2 Estrutura do Codificador DVB-T

O diagrama de blocos do codificador COFDM DVB-T está apresentado na figura 5.7. Assim como no ATSC, os dados (pacotes de transporte MPEG-2) são randomizados por um gerador de sequência pseudo-aleatória (Fig. 5.8). O byte de sincronismo do pacote MPEG não é randomizado.

A cada 8 pacotes, o byte de sincronismo MPEG é invertido, ou seja, passa de 47h para 8Bh, sinalizando assim a reinicialização do randomizador. A seguir, é aplicado um código Reed-Solomon (204, 188, $t = 8$) sobre o pacote randomizado, de acordo com a fig. 5.9.

O intercalamento temporal inicial obedece ao esquema da Fig. 5.10.

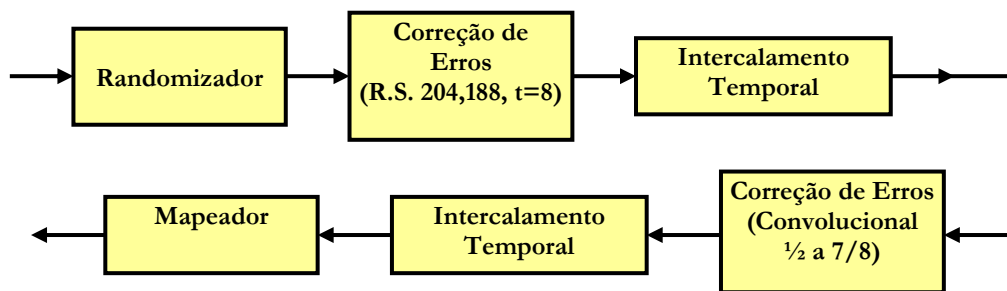


Fig. 5.7 – Diagrama de Blocos do Codificador DVB-T

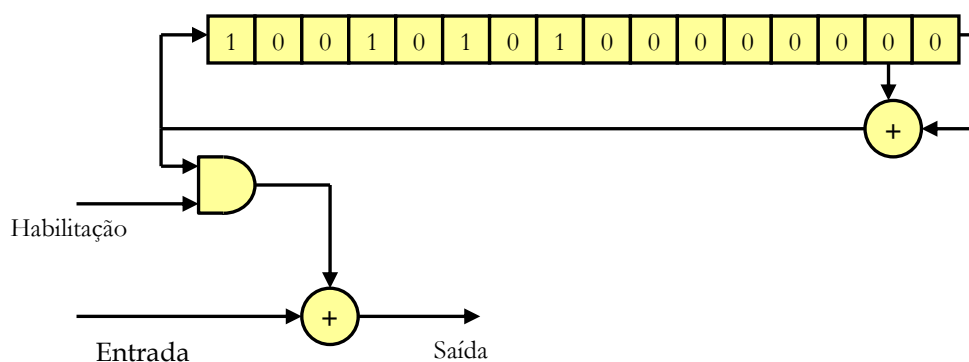


Fig. 5.8 – Randomizador DVB-T

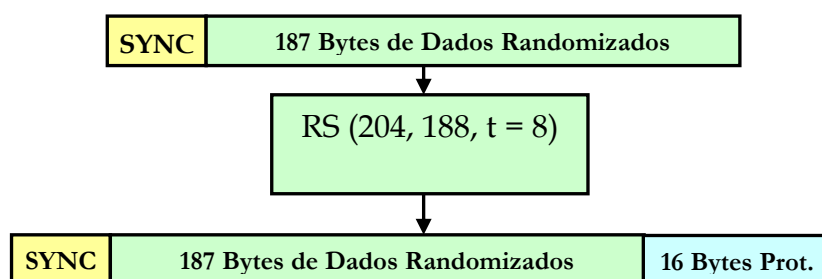


Fig. 5.9 – Codificação Reed-Solomon

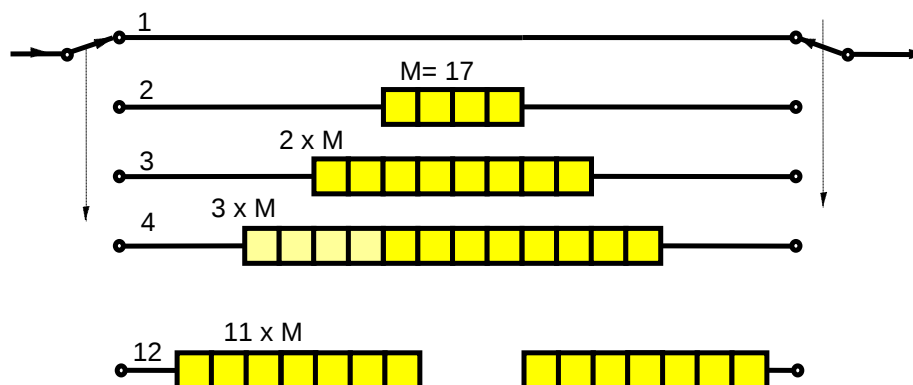


Fig. 5.10 – Primeiro Intercalamento Temporal DVB-T

A seguir, é aplicado um código convolucional de taxa variável (Fig. 5.11). Isso é conseguido através da supressão de alguns símbolos da sequência de bits gerados pelo codificador (“puncionamento” do código). A tabela 5.3 apresenta as sequências de bits obtidas para as várias taxas de codificação possíveis.

Finalmente, os bits são novamente intercalados e agrupados em símbolos (Fig. 5.12), de acordo com o tipo de modulação usado, que pode ser QPSK, 16-QAM, ou 64 QAM. As constelações QAM podem ser uniformes (mesma distância entre símbolos) ou não-uniformes (Fig. 5.14), sendo que neste caso os símbolos são agrupados em sub-constelações com distâncias diferentes, proporcionando robustez diferenciada para fluxos de dados de prioridades diferentes. As saídas do intercalador / mapeador consistem das partes real e imaginária de cada portadora COFDM, que serão utilizadas para sintetizar o sinal temporal através de uma FFT inversa.

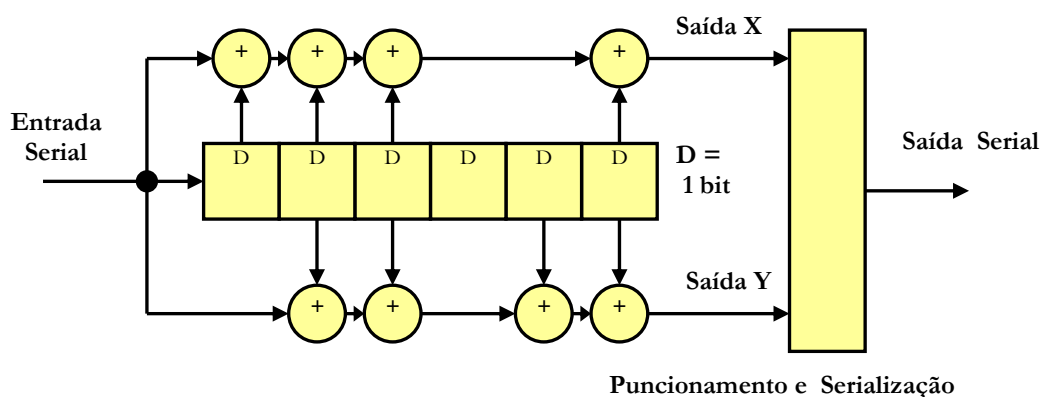


Fig. 5.11 – Codificador Convolucional Puncionado

Taxa	Padrão de Puncionamento	Sequência de Bits Transmitidos
1/2	X: 1 Y: 1	X1 Y1 X2 Y2 X3 Y3 ...
2/3	X: 1 0 Y: 1 1	X1 Y1 Y2 X3 Y3 Y4...
3/4	X: 1 0 1 Y: 1 1 0	X1 Y1 Y2 X3 X4 Y4 Y5 X6...
5/6	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0	X1 Y1 Y2 X3 Y4 X5 ...
7/8	X: 1 0 0 0 1 0 1 Y: 1 1 1 1 0 1 0	X1 Y1 Y2 Y3 Y4 X5 Y6 X7 ...

Tabela 5.3 – Padrões de Puncionamento do Código Convolucional DVB-T

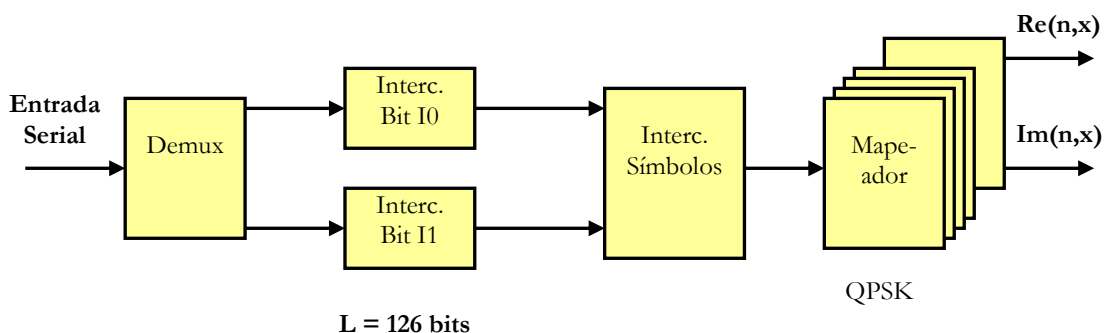


Fig. 5.12 – Intercalador /Mapeador DVB-T (1 fluxo, QPSK)

A figura 5.13 mostra um exemplo de intercalador/mapeador para 2 fluxos de dados: um fluxo de alta prioridade (entrada 1), com menor taxa de bits, e um fluxo de baixa prioridade (entrada 2).

O mapeador é responsável ainda pela inserção de portadoras piloto, que não transportam informação, mas são úteis no receptor para equalização e estimação do canal. Há pilotos estáticas (não mudam de frequência) e móveis (mudam de frequência a cada símbolo, de acordo com a fig. 5.15).

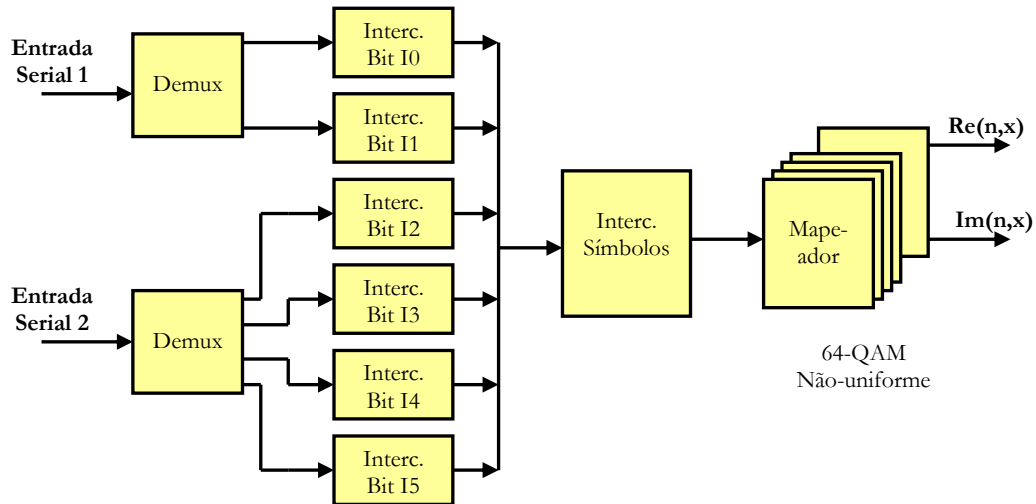


Fig. 5.13 – Intercalador / Mapeador para Fluxos Hierárquicos (64-QAM)

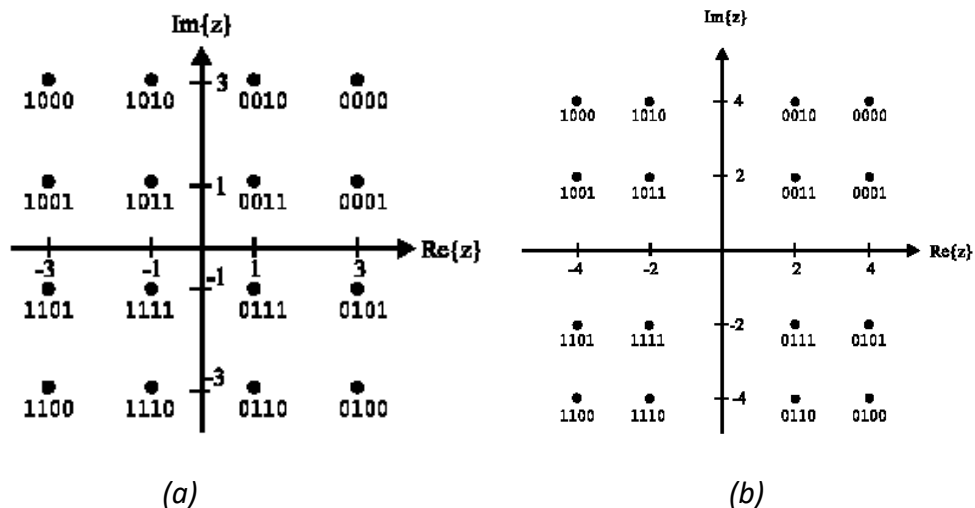


Fig. 5.14 – Constelações 16-QAM Uniforme (a) e Não-Uniforme (b)

Além das portadoras piloto, são inseridas portadoras de controle, denominadas TPS (*Transmission Parameter Signalling*), que transportam informações necessárias para que o decodificador possa extrair os dados contidos na modulação. No modo “2k”, são 17 portadoras; no modo “8k” são 68. Todas as portadoras são moduladas em BPSK com a mesma informação (1 bit por símbolo), sendo transmitidos no total 68 bits. A sequência de 68 símbolos constitui um

quadro completo, que delimita a estrutura das portadoras piloto móveis. A tabela 5.4 apresenta as informações contidas nas portadoras TPS.

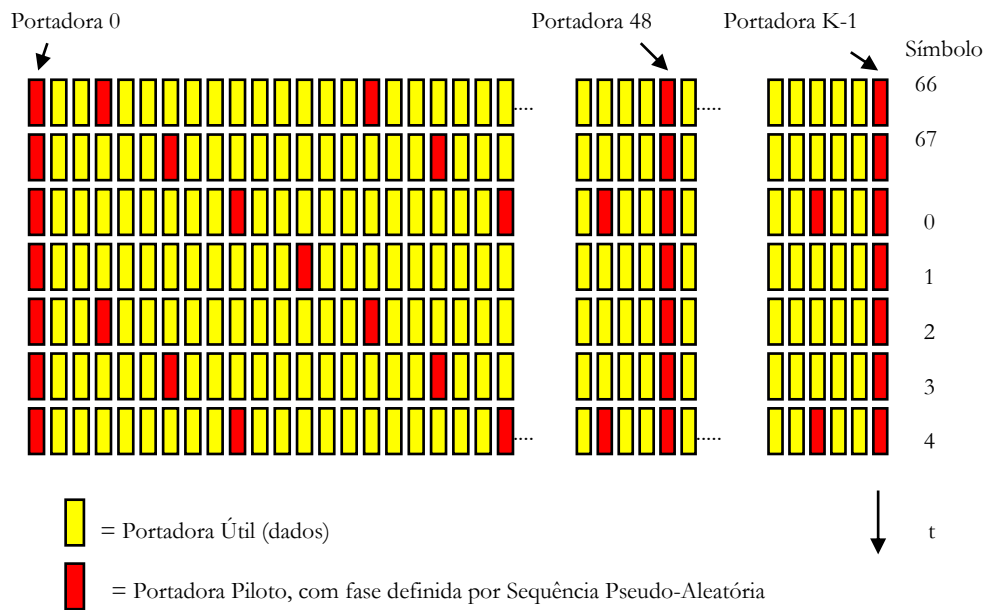


Fig. 5.15 – Portadoras Piloto na Codificação DVB-T

Bit	Formato	Finalidade
0	--	Inicialização da modulação diferencial
1 a 16	001101011110110 ou compl.	Sincronismo
17 a 22	010111 ou 011111	Comprimento
23, 24	00, 01, 10, 11	Número do Frame
25, 26	00, 01, 10	Constelação (QPSK, QAM-16, QAM-64)
27 a 29	000 a 011	Hierarquia (sem, $\alpha = 1$, $\alpha = 2$, $\alpha = 4$)
30 a 32	000 a 100	Taxa Cód Convolucional, Fluxo de Alta Prioridade
33 a 35	000 a 100	Idem, Baixa Prioridade (1/2, 2/3, 3/4 5/6, 7/8)
36, 37	00, 01, 10, 11	Intervalo de Guarda (1/32, 1/16, 1/8, 1/4)
38, 39	00, 01	Modo de Tansmissão (2k, 8k)
40 a 47	n	Identificador de Célula (Opcional)
40 a 53	0000000000000000	Reservados
54 a 67	Código BCH	Correção de Erros

Tabela 5.4 – Informações Contidas nas Portadoras TPS

5.3 - Comparações entre COFDM e 8-VSB

Devido à grande quantidade de portadoras envolvidas, o sinal COFDM transmitido comporta-se como um ruído quase aleatório, tendo portanto uma elevada relação pico/média (ver fig. 5.16). Mesmo implementando limitação de potência no transmissor, o COFDM exige cerca de 2 dB de potência de pico a mais do que o 8-VSB (com uma relação pico/média de 8 dB), o que significa que, para um determinado transmissor, a potência média será 2 dB menor para o COFDM do que para o 8-VSB.

Para mesma taxa de bits, o sistema DVB-T ocupa uma banda passante maior (como consequência da introdução do tempo de guarda e das portadoras piloto e TPS), e exige uma relação sinal/ruído maior no receptor (2 a 4 dB a mais em relação ao 8-VSB).

A modulação COFDM consegue operar com ecos (multi-percurso) de até 0 dB em relação ao sinal principal, porém com degradação na relação S/R mínima necessária. O sistema 8-VSB não opera com ecos de 0 dB.

O sistema 8-VSB é imune a ruído de fase (que pode ocorrer em translações de frequência e nos próprios receptores), enquanto que no COFDM este ruído contribui na redução da relação S/R.

O sistema COFDM é imune a interferências de portadoras avulsas dentro da banda, desde que sua amplitude não seja maior que a do próprio sinal. Por outro lado, é mais sensível a ruído impulsivo. Inversamente, o 8-VSB é sensível a interferências de frequências fixas (exceto as suprimidas pelo filtro de rejeição de sinais de TV analógica) e é resistente a ruído impulsivo de qualquer amplitude com duração de até 190 μ s.

Desde a sua concepção, o sistema 8-VSB foi projetado para otimizar a taxa de bits x relação S/R do canal, com a finalidade de proporcionar maior cobertura de serviços para uma dada potência. Já o COFDM foi especificamente desenvolvido para operar em ambientes com distorções severas de multi-percurso, sacrificando para isso uma pequena parcela do limiar de relação S/R.

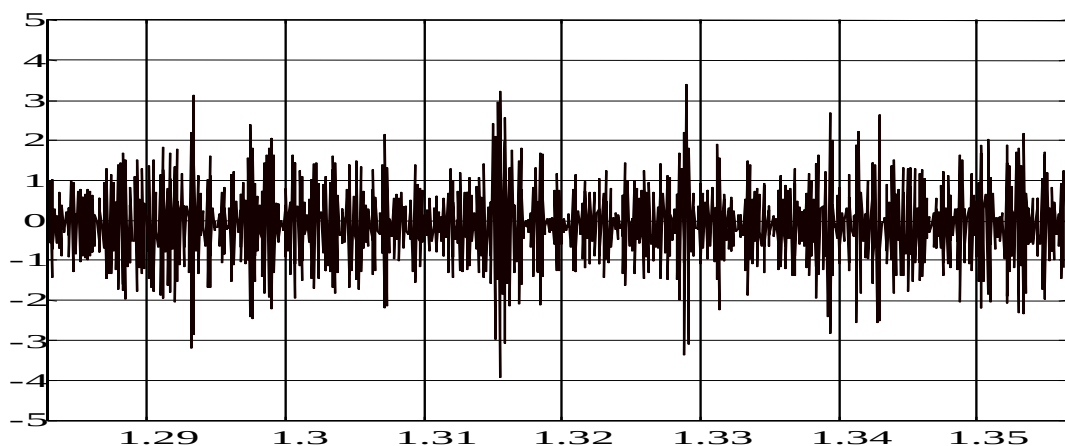


Fig. 5.16 - Envoltória de um sinal OFDM (6000 portadoras)

As características acima mostram que:

- Em um canal de 6 MHz o sistema DVB-T proporciona taxa de bits adequada para reprodução satisfatória de HDTV apenas com relação S/R mais elevada;
- Em condições de ruído impulsivo (forte na faixa de VHF), o sistema DVB-T tem desempenho prejudicado;
- Em condições de alta distorção por multi-percurso e alto sinal, a modulação COFDM tem melhor desempenho;
- A tecnologia de transmissão e recepção COFDM envolve grande quantidade de processamento (FFT), necessitando de circuitos complexos no receptor, mesmo em boas condições de recepção;
- O processamento no receptor 8-VSB cresce com a necessidade de equalização; um equalizador de 10 "taps" pode exigir taxa de processamento similar ou maior que a transformada de Fourier no COFDM;
- O sistema 8-VSB é mais tolerante a degradações causadas por repetidores (conversores de frequência, transposição para TV a cabo, etc.), pela robustez a ruído de fase;

- O sistema COFDM adapta-se facilmente ao uso de retransmissores para reforço de sinal em zonas de sombra ("gap fillers");
- O sistema 8-VSB não opera adequadamente em recepção móvel (distorções dinâmicas de multi-percurso);
- O sistema COFDM tem melhor desempenho com antenas internas, desde que o sinal não esteja excessivamente atenuado.

O sistema COFDM parece adequado na hipótese de cobertura através de uma rede SFN, com grande quantidade de transmissores de menor potência operando na mesma frequência. No entanto, problemas de distribuição do sinal, coordenação, sincronismo, manutenção e implantação de uma rede desse tipo ainda não foram resolvidos satisfatoriamente.

A figura 5.17 mostra curvas de Limiar de relação Portadora/Ruído em função da amplitude de eco de multi-percurso, levantadas em testes comparativos na Austrália. Estas curvas mostram a melhor sensibilidade do 8-VSB para ecos de baixa amplitude (cerca de 2 dB); no entanto, para ecos de -3 dB ou acima, este sistema é inoperante.

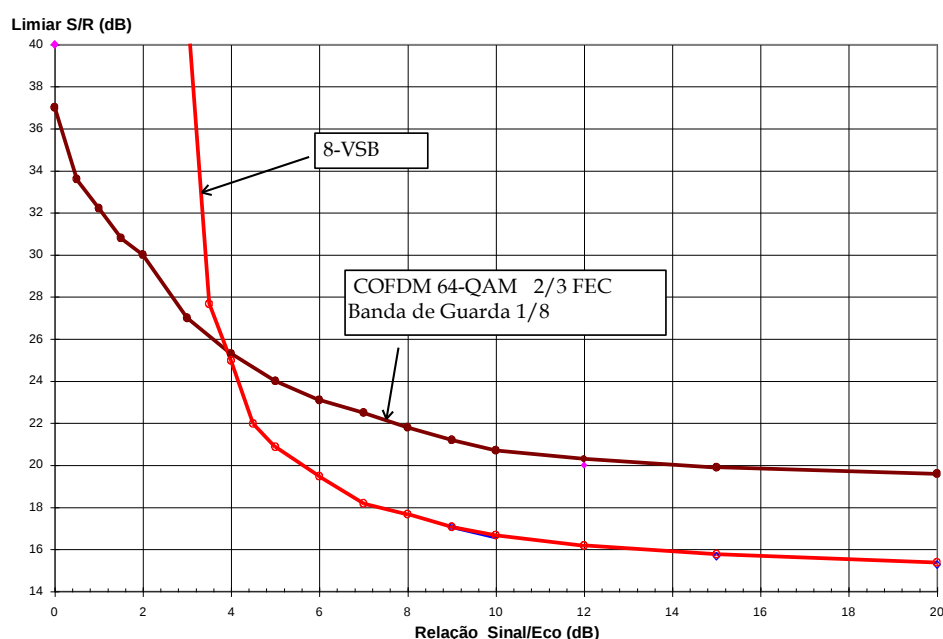
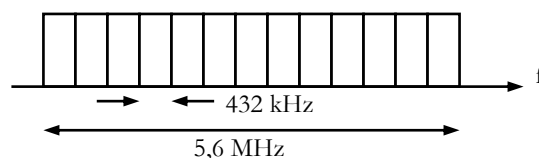


Fig. 5.17 - Comparação entre 8-VSB e DVB-COFDM na presença de ecos

6. Modulação ISDB-T

O sistema **ISDB-T** (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*) foi desenvolvido no Japão como uma alternativa flexível para radiodifusão de TV, áudio e dados em ambientes urbanos. Adotado no Brasil com pequenas modificações para a transmissão de TV digital, recebe aqui a denominação de **ISDB-Tb**. Baseia-se

na modulação OFDM segmentada; ou seja, a banda total do canal é subdividida em 13 sub-bandas, que podem usar parâmetros de modulação diferentes. Desta forma, as bandas podem ser alocadas para serviços distintos, conforme exemplificado na fig. 6.1. Por exemplo, um receptor portátil pode processar apenas uma banda de 432 kHz, enquanto que um receptor fixo pode recuperar a informação do canal completo. As bandas destinadas à recepção móvel podem usar modulação mais robusta, permitindo escalabilidade de desempenho.



Os processos de modulação usados nas portadoras podem ser QPSK, DQPSK, 16-QAM ou 64-QAM. Outra vantagem do ISDB-T, que o torna mais resistente a ruídos impulsivos, é o uso de intercalamento temporal mais extenso que o DVB-T, que pode abranger intervalos de 0, 96, 190 ou 380 ms. A tabela abaixo apresenta alguns parâmetros de modulação possíveis neste padrão.

Este sistema entrou em operação no Japão em 2003, utilizando compressão e fluxo de transporte MPEG-2 para HDTV. A transmissão para receptores portáteis utiliza compressão AVC/H.264 (*Advanced Video Coder*). Testes efetuados em São Paulo demonstraram excelente desempenho em comparação com os processos 8-VSB e DVB-T, especialmente na recepção móvel e em ambientes fechados.

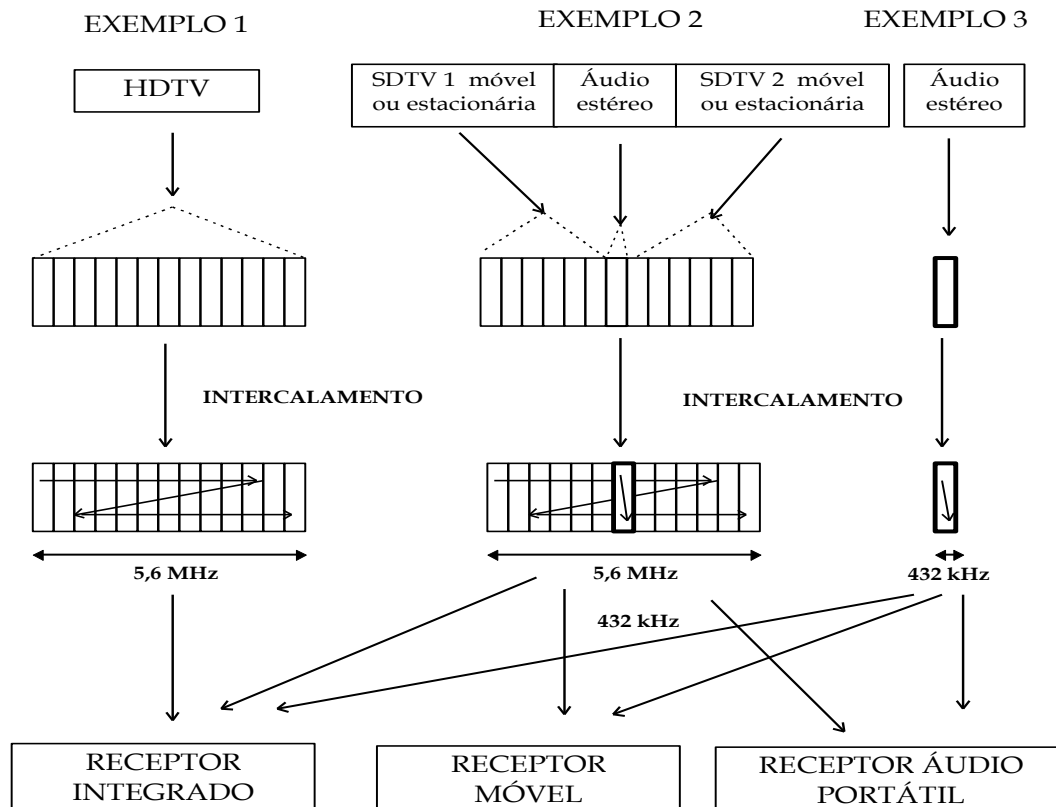


Fig. 6.1 - Conceito do ISDB-T

Modo ISDB-T	Modo 1	Modo 2	Modo 3
Banda do Canal	5575 kHz $(6000/14) \times 13 + \Delta f$	5573 kHz $(6000/14) \times 13 + \Delta f$	5572 kHz $(6000/14) \times 13 + \Delta f$
Espaçamento das Portadoras	3.968 kHz 6000/14/108	1.984 kHz 6000/14/216	0.992 kHz 6000/14/432
No. Total de Portadoras	1405 $108 \times 13 + 1$	2809 $216 \times 13 + 1$	5617 $432 \times 13 + 1$
Processo de Modulação	QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK		
Duração do Símbolo	252 μ s	504 μ s	1008 μ s
Banda de Guarda	1/4, 1/8, 1/16, 1/32 da duração do Símbolo		
Código Interno	Código Convolutacional (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Código Externo	RS (204,188)		
Intercalamento	0, 0.096, 0.19, 0.38 seg.		
Taxa de Bits	3.651 a 23.234Mbit/s		

Tabela 6.1 – Parâmetros de Codificação ISDB-T

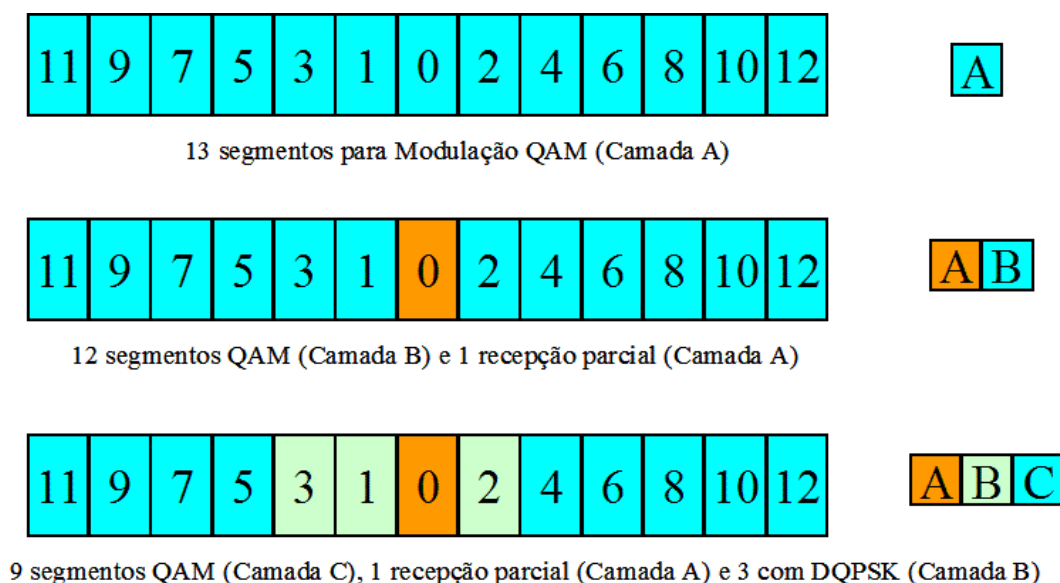


Fig. 6.2 – Configurações de Camadas e Segmentos

A figura 6.2 acima apresenta algumas configurações possíveis para transmissão de 1, 2 ou 3 serviços diferentes pelo sistema ISDB-T. Na primeira configuração, temos os 13 segmentos com o mesmo tipo de modulação, correspondentes à camada **A**. Esta configuração é adequada para transmissão de um programa em HDTV, ou diversos programas em SDTV, porém contidos em um mesmo fluxo de transporte (os programas serão diferenciados pelo PID). A segunda configuração, com 2 camadas (**A** e **B**), é a forma preferencial para transmitir um programa em HDTV (12 segmentos, camada **B**, modulados em 64-QAM) acompanhado de um programa em baixa definição, para recepção móvel (camada **A**, 1 segmento, modulado em QPSK).

Na terceira configuração, adequada para HDTV + SDTV + recepção móvel, na verdade as portadoras das camadas **B** e **C** estão espalhadas entre todos os segmentos de 1 a 12.

A norma brasileira referente ao sistema de modulação é a ABNT NBR 15601:2007.

6.1 Processamento no Sistema ISDB-T

As etapas de processamento no modulador ISDB-T estão apresentadas na tabela 6.2 abaixo. Vários módulos, indicados em sombreado, são idênticos aos blocos correspondentes no sistema DVB-T.

6.1.1 Ajuste de atraso entre camadas

No sistema ISDB-T, podem coexistir até 3 fluxos de dados com parâmetros de modulação diferentes, denominados camadas **A**, **B** e **C**. Por exemplo, a camada **A** pode utilizar um segmento para recepção parcial com modulação DQPSK, enquanto a camada **B** pode ser destinada para transmissão SDTV e a camada **C** para HDTV. Como os processos de modulação podem envolver intercalamentos temporais diferentes, é necessário inserir atrasos complementares de modo que todos os usuários recebam o sinal ao mesmo tempo.

Código Reed-Solomon RS(204, 108, t=8)	(= DVB-T)
Randomização $g(x) = x^{15} + x^{14} + 1$	(= DVB-T)
Ajuste de Atraso entre Camadas (A, B, C)	
Intercalamento de Bytes (M = 11 x 17 Bytes)	(= DVB-T)
Código Convolutacional Puncionado (1/2 a 7/8)	(= DVB-T)
Intercalamento de Bits	
Mapeador (DQPSK, QPSK, 16- / 32-QAM)	
Síntese do Fluxo de Símbolos	
Intercalamento Temporal Longo	
Intercalamento de Segmentos	
Rotação de Portadoras	
Randomização de Portadoras	
Inserção de Pilotos, AC e TMCC	
Modulação OFDM (2k, 4k ou 8k)	(= DVB-T)
Inserção de Intervalo de Guarda (1/32 a 1/4)	(= DVB-T)

Tabela 6.2 – Etapas de Processamento para ISDB-T

6.1.2 Intercalamento de bits e Mapeamento de Símbolo

Cada processo de modulação (QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK) possui uma arquitetura de intercalamento temporal a nível de bit, onde cada componente do símbolo transmitido sofre um atraso diferente. Nas figuras 6.3 e 6.4 estão apresentados os intercalamentos temporais e os respectivos mapeamentos para DQPSK e 64-QAM.

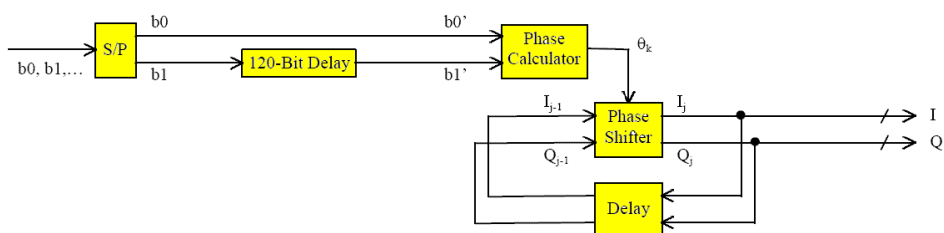


Fig. 6.3 – Intercalamento de Bit e Mapeamento de Símbolo (DQPSK)

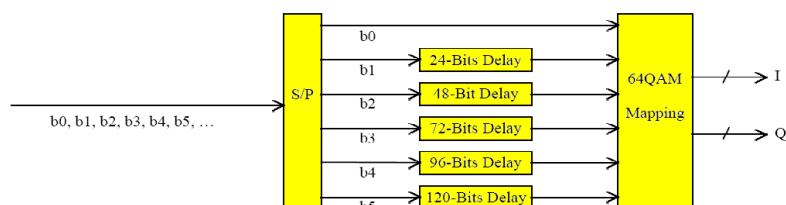


Fig. 6.4 – Intercalamento de Bit e Mapeamento de Símbolo (64-QAM)

6.1.3 Síntese do Fluxo de Símbolos

Os símbolos modulados para cada uma das até 3 camadas são agrupados consecutivamente dentro de cada camada, e extraídos sequencialmente em conjunto, de acordo com o esquema da fig. 6.5. O total de segmentos para as 3 camadas é 13, e o número de símbolos por segmento varia de 96 (Modo 1) para 192 (Modo 2) até 384 (Modo 3).

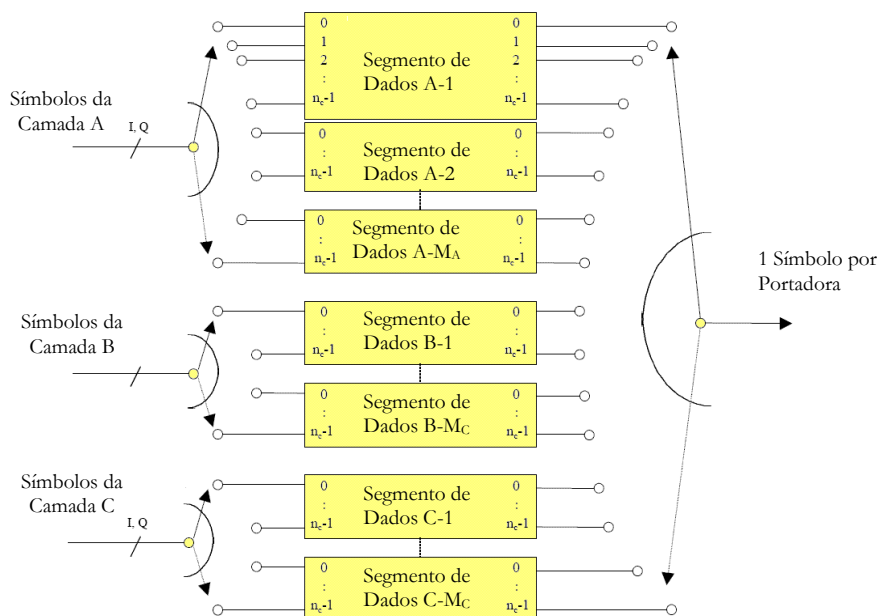


Fig. 6.5 – Síntese do Fluxo de Símbolos

6.1.4 Intercalamento temporal Longo

Este recurso proporciona intercalamento temporal até 380 ms, o que permite operação em canais sujeitos a desvanecimento e ruído impulsivo severos. O intercalamento é feito de acordo com a figura 6.6. Os elementos de retardo para cada segmento, configuráveis de acordo com a camada utilizada, são detalhados na figura 6.7. O parâmetro I é configurável para cada camada, e os comprimentos m_k de cada elemento de retardo correspondem a $(k \times 5) \bmod 96$ símbolos.

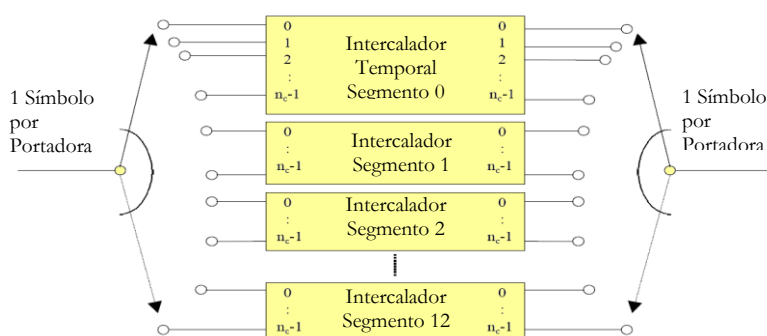


Fig. 6.6 – Intercalamento temporal Longo

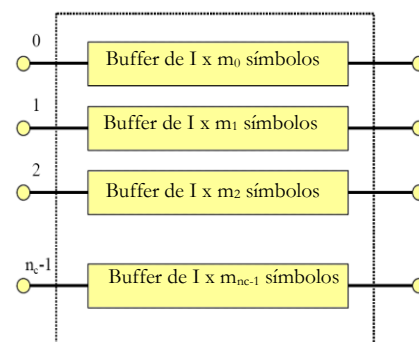


Fig. 6.7 – Elementos de Retardo

6.1.5 Intercalamento de Segmentos

Dentro de cada camada, os símbolos alocados são redistribuídos em todos os segmentos correspondentes, de forma que o primeiro símbolo é alocado para a primeira posição do primeiro segmento; o segundo símbolo vai para a primeira posição do segundo segmento, e

assim sucessivamente, realizando no domínio da frequência uma função semelhante à efetuada pelo intercalamento temporal no domínio do tempo (fig. 6.8).

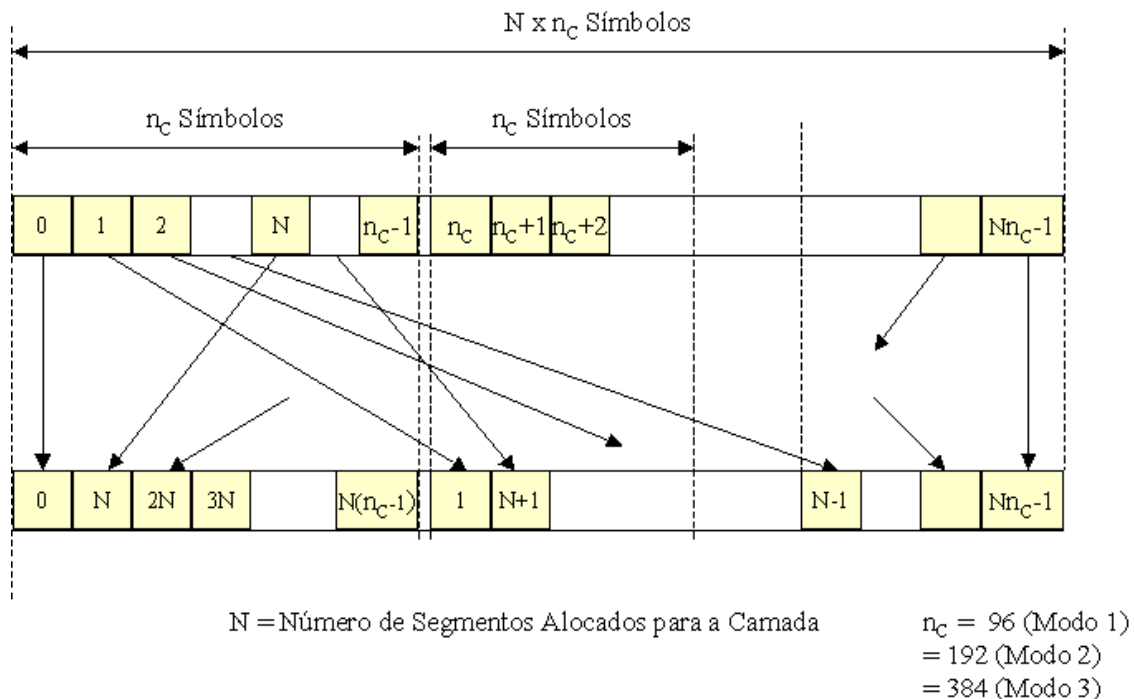


Fig. 6.8 – Intercalamento de Segmentos

6.1.6 Rotação e Randomização das Portadoras

Dentro de cada segmento, os símbolos são rotacionados de forma cíclica, em função do segmento considerado. Após este deslocamento, os símbolos de um segmento são alocados às respectivas portadoras através de uma distribuição pseudoaleatória, estática, igual para todos os segmentos. Assim sendo, símbolos adjacentes no fluxo de dados original são distribuídos em instantes e frequências diferentes e de forma diferente para cada instante, minimizando a susceptibilidade a interferências, seja na forma de ruído impulsivo, desvanecimento, periodicidades na resposta em frequência ou sinais de frequência fixa.

6.1.7 Inserção de Pilotos

As portadoras úteis (96 por segmento para o Modo 1, 192 para o Modo 2 e 384 para o Modo 3) são intercaladas com portadoras Piloto e Auxiliares, distribuídas de acordo com o tipo de modulação e o Modo. Por exemplo, para o Modo 3, com modulação coerente (não DQPSK), as pilotos móveis (*Scattered Pilots*) são inseridas de forma dinâmica, de acordo com a figura 6.9. As fases das portadoras piloto (0 ou 180 graus) dependem das suas posições, e são determinadas por uma sequência pseudoaleatória.

6.1.8 Portadoras Auxiliares e TMCC

Cada segmento transporta adicionalmente um certo número de portadoras auxiliares (AC – *Auxiliary Carrier*), que podem ser utilizadas para trafegar dados independentes, não relacionados com o fluxo de transporte MPEG. Já as portadoras TMCC (*Transmission and Multiplexing Configuration Control*) são responsáveis pelo transporte dos parâmetros de configuração correspondentes a cada segmento.

A distribuição de portadoras AC e TMCC também é pseudoaleatória, diferente para cada segmento. A figura 6.10 apresenta as posições relativas das AC e TMCC para 3 segmentos no Modo 3.

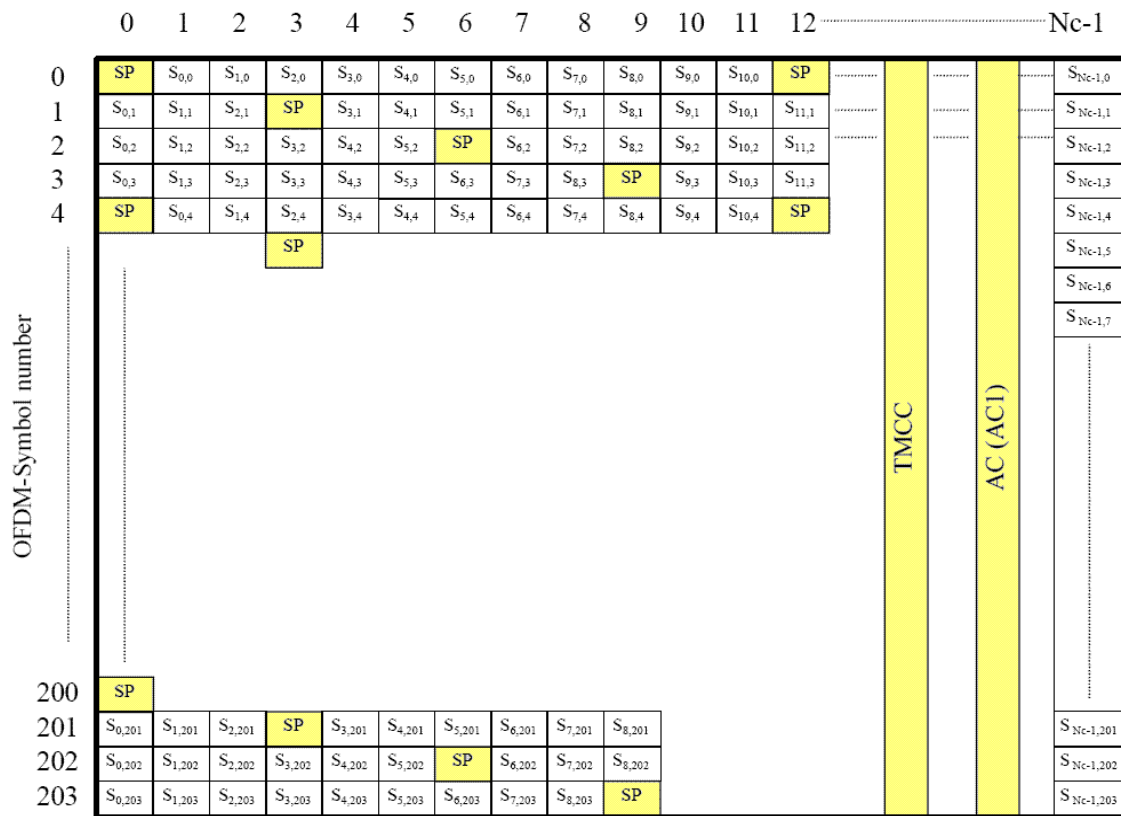


Fig. 6.9 – Portadoras Piloto (SP – Scattered Pilots)

Dependendo do Modo de operação e do intervalo de guarda selecionado, as portadoras AC podem transportar de 6,3 a 7,5 kb/s cada segmento.

Já as portadoras TMCC carregam informações relativas ao tipo de modulação, taxa de código convolucional, intercalamento temporal e número de segmentos dedicados para cada camada.

As informações contidas nas portadoras TMCC, bem como os padrões de modulação das pilotos, repetem-se a intervalos de 204 símbolos OFDM consecutivos, que constituem um “quadro OFDM”.

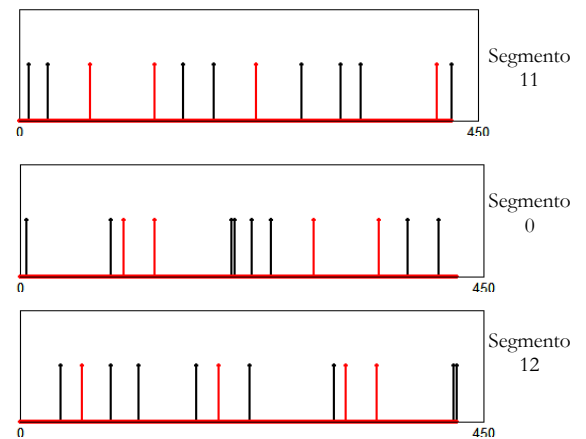


Fig. 6.10 – Portadoras AC e TMCC

6.2 Taxas de transmissão e desempenho do Sistema ISDB-T

As tabelas abaixo apresentam as taxas de transmissão e respectivos limiares de operação em canais com ruído aditivo gaussiano (AWGN), para Modo 1, com Intervalo de Guarda = 1/16. Os limiares de operação (simulados) referem-se a uma taxa de erros de 2×10^{-4} antes da decodificação Reed-Solomon. As combinações dessas possibilidades de operação estão resumidas nos gráficos da figura 6.11.

Modulação	Taxa de Codificação Convolutacional				
	1 / 2	2 / 3	3 / 4	5 / 6	7 / 8
DQPSK	6.2 dB	7.7 dB	8.7 dB	9.6 dB	10.4 dB
QPSK	4.9 dB	6.6 dB	7.5 dB	8.5 dB	9.1 dB
16-QAM	11.5 dB	13.5 dB	14.6 dB	15.6 dB	16.2 dB
64-QAM	16.5 dB	18.7 dB	20.1 dB	21.3 dB	22.0 dB

Tabela 6.3 – Desempenho do Sistema ISDB-T em Canal AWGN

Modulação	Taxa de Codificação Convolutacional				
	1 / 2	2 / 3	3 / 4	5 / 6	7 / 8
DQPSK	4.295	5.727	6.443	7.159	7.517
QPSK	4.295	5.727	6.443	7.159	7.517
16-QAM	8.590	11.454	12.886	14.318	15.034
64-QAM	12.886	17.181	19.329	21.477	22.551

Tabela 6.4 – Taxas de Transmissão (Mb/s), 13 segmentos, Intervalo 1/16

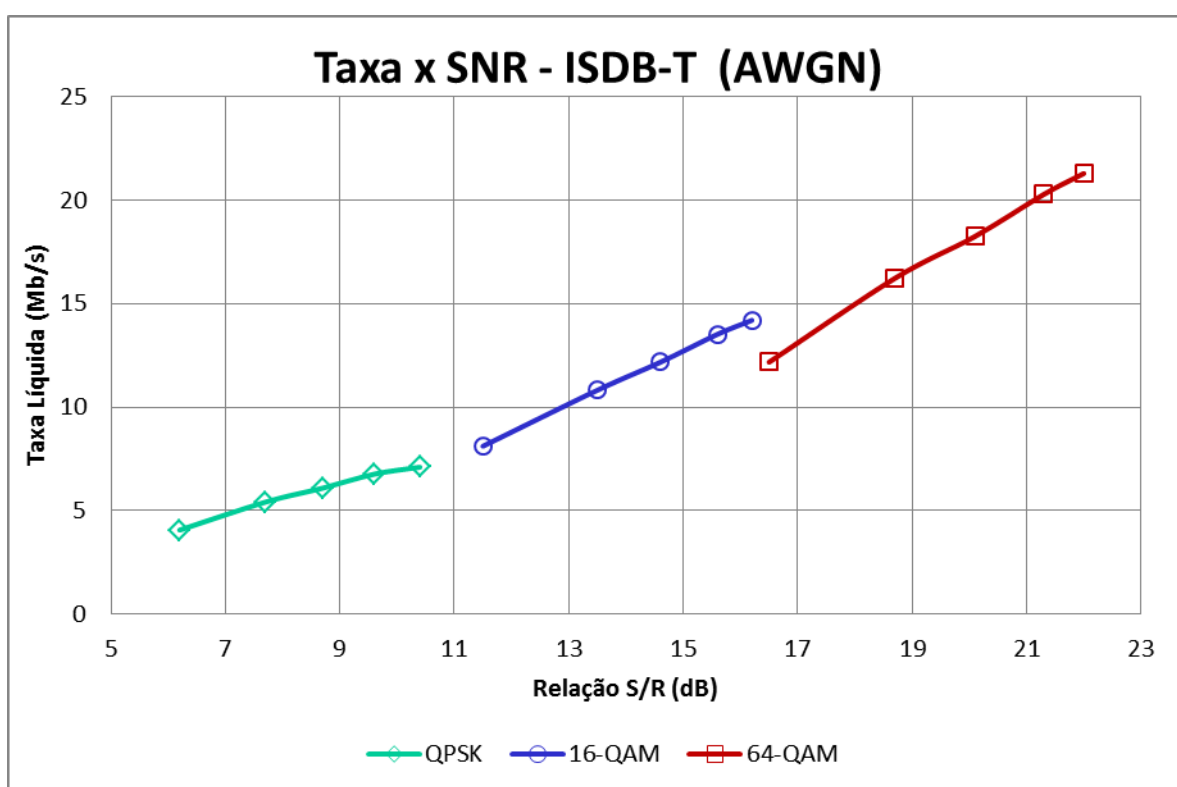
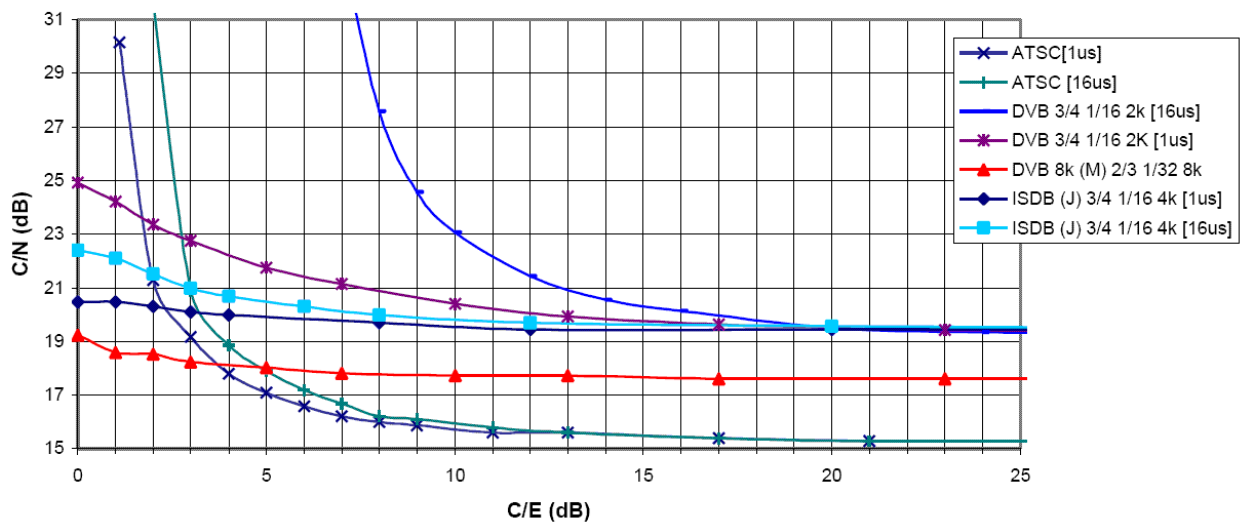


Fig. 6.11 – Desempenho do sistema ISDB-T em função dos processos de Modulação e Taxas de Correção de Erros

7. Comparações entre Sistemas ATSC, DVB-T e ISDB-T

Testes efetuados em São Paulo entre 1999 e 2000 permitiram avaliar protótipos dos 3 sistemas então existentes, tanto em situações de laboratório quanto em condições reais de recepção em campo. A seguir, serão apresentados alguns resultados, extraídos do relatório técnico SET-ABERT referente aos testes, editado em 2000.

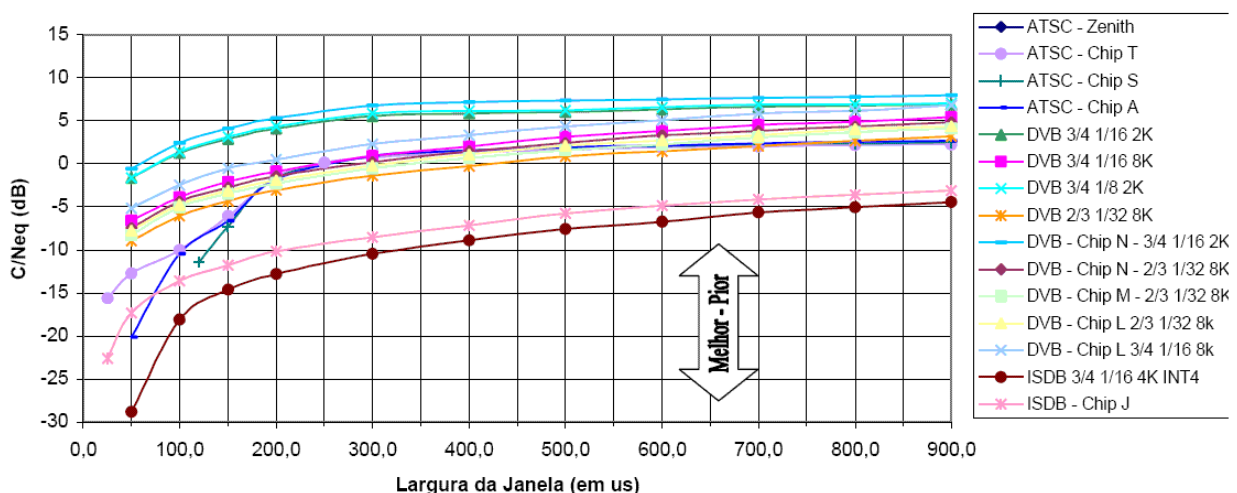
Gráfico 3.2.3.16: Relação Sinal Ruído em função da relação sinal eco
Comparação ATSC DVB ISDB - Pós eco



O gráfico acima apresenta a relação Sinal/Ruído mínima necessária para recepção (C/N), quando na presença de um eco de amplitude variável (relação C/E) e atraso de 1 ou 16 μ s. É evidente a vantagem de relação S/R para os protótipos ATSC quando a amplitude do eco é menor que -5 dB. No entanto, com ecos de maior amplitude, os sistemas OFDM são nitidamente superiores, desde que o intervalo de guarda seja maior que o atraso do eco.

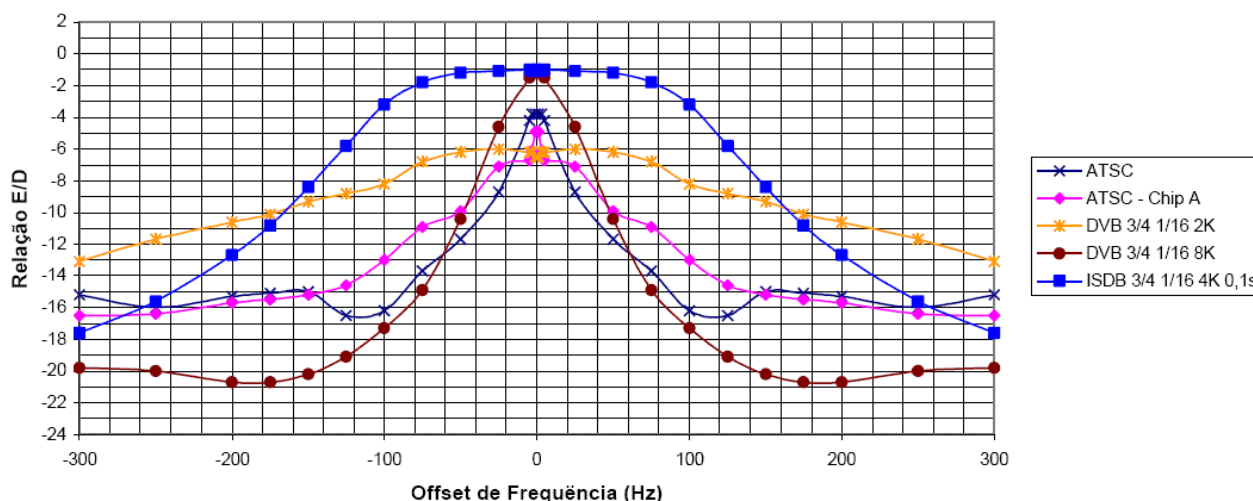
O gráfico a seguir mostra a relação sinal/ruído equivalente, que corresponde ao efeito de um ruído impulsivo, cuja duração é variada de 0 a 900 μ s. Nesta situação, o sistema ISDB-T, com intercalamento temporal longo, apresenta desempenho superior aos demais sistemas.

Gráfico 2.5.3.1: Relação entre largura da janela de ruído e relação sinal
interferente para ruído impulsivo



O gráfico abaixo compara a relação Eco / Portadora (E/C) tolerada em função do desvio de frequência da portadora recebida. Este gráfico permite avaliar o desempenho em situações de recepção móvel, onde pode ocorrer erro de frequência devido ao efeito Doppler. Para referência, um veículo em movimento a 100 km/h está sujeito a um desvio de frequência da ordem de 54 Hz, quando a frequência da portadora recebida é de 600 MHz. Pelo gráfico, percebe-se que os sistemas ATSC e DVB-T sofrem degradação significativa na tolerância a ecos, mesmo para velocidades reduzidas.

Gráfico 6.3.15 - Relação sinal e eco em função do offset de frequência
Comparação - Pós-eco=16 us



7.1 Sistema Brasileiro de TV Digital- ISDB-Tb

Em decorrência dos testes efetuados pela SET-ABERT, os grupos de estudos FINEP estabelecidos posteriormente levaram o Brasil a adotar uma variante do sistema ISDB-T, cujas diferenças básicas consistem de:

- **Compressão de Vídeo:** foi adotado o sistema H.264, *High Profile*, Nível 4.0 para a codificação de TV, suplementado pelo *Baseline*, Nível 1.3 para a transmissão “one-seg” para dispositivos móveis;
- **Compressão de Áudio:** adotamos o AAC-HE e AAC-LC Level 4 para HDTV, e AAC-V2 para “one-seg”;
- **Canalização:** foram mantidas as nossas frequências nominais dos canais de TV analógica, porém adotando um desvio de +1/7 MHz (142,857.. kHz) para reduzir a interferência das portadoras de áudio analógicas na transmissão digital. Assim sendo, por exemplo, a frequência central do canal 14 digital (UHF) é de 473,1428.. MHz;
- **Bandas:** a faixa de frequências de VHF alto (canais de 7 a 13) está também disponível para transmissão digital, além da banda de UHF;
- **Máscaras de Transmissão:** o gabarito espectral de irradiação permitido para as emissoras é diferente do sistema ISDB-T original;
- **Sistema Operacional (“Middleware”):** foi desenvolvido um sistema próprio (“Ginga”) para acomodar os recursos de interatividade;

-
- **Frequência Intermediária nos receptores:** no Japão, os receptores utilizam F.I. de 56 MHz, enquanto no Brasil essa frequência é de 44 MHz (isso determina a sensibilidade a frequências interferentes e afeta os critérios de proteção e alocação de canais).

As normas que definem o padrão brasileiro são editadas pela ABNT.

Por exemplo, o sistema de transmissão é definido pela NBR15601:2008. As normas NBR15602-1 e NBR1562-02 definem respectivamente os sistemas de codificação de vídeo e áudio. O sistema “Ginga” é definido nas normas NBR15606 e NBR15607.

NBR 15601: Sistema de Transmissão (Sistema OFDM/ISDB-T, máscaras de transmissão, tolerâncias, espúrios, etc.)

NBR 15602-1: Codificação de Vídeo (Parâmetros de varredura e digitalização, compressão MPEG/ H.264, restrições de parâmetros)

NBR 15602-2: Codificação de Áudio (Formatos, processos de compressão, restrições)

NBR 15602-3: Sistemas de Multiplexação de Sinais (Pacotes PES, TS, tabelas PAT, PMT, descritores, etc.)

NBR 15603-1: Multiplexação e Serviços de Informação (SI) do Sistema de Radiodifusão (Serviços de Informação e Tabelas para implementação da EPG - Electronic Program Guide ou Guia de Programação)

NBR 15603-2: Estrutura de Dados e Definições da Informação Básica de SI (Detalhamento das Tabelas e Descritores de dados e programas)

NBR 15603-3: Sintaxes e Definições de Informação Estendida do SI (Mais detalhes sobre serviços extras do Sistema de Informação)

NBR 15604: Receptores (Especificações mínimas dos receptores para o ISDB-Tb)

NBR 15605-1: Tópicos de Segurança - Controle de Cópias (Descritores para proteção e controle de cópias digitais de conteúdo áudio-visual)

NBR 15606-1: Codificação de Dados (Modelo de referência do receptor para recebimento de dados, estrutura e pilha de protocolos do Middleware)

NBR 15606-2: Ginga NCL - Linguagem de Aplicação XML para Codificação de Aplicações (Arquitetura do sistema Ginga, módulos NCL - Nested Context Language, objetos procedurais LUA, etc.)

NBR 15606-3: Especificação de Transmissão de Dados (Carrossel de dados DSM-CC - Digital Storage Media - Command and Control, Modelos de Aplicação, Mensagens de Eventos)

NBR 15606-4: Ginga-J: Ambiente para Execução de Aplicações Procedurais (Arquitetura, modelo de aplicação, plataforma Ginga sobre linguagem Java)

NBR 15606-5: Ginga NCL para receptores portáteis (Linguagem NCL, objetos procedurais e de mídia para aplicações “One-Seg”)

NBR 15606-6: Java DTV 1.3 (Especificações do núcleo e das funções da parte procedural do middleware Ginga)

NBR 15607-1: Canal de Interatividade: Protocolos, Interfaces Físicas e Interfaces de Software (Modelos e arquiteturas para redes de comunicação bidirecional para interatividade)

NBR 15608-1: Guia para Implementação da NBR 15601 - Sistema de Transmissão (Manual com informações adicionais, tais como uso da SFN, canalização, medidas de cálculo de sensibilidade e alcance, etc.)

NBR 15608-2: Guia para Implementação da NBR 15602 – Codificação e Vídeo, Áudio e Multiplexação (Recomendações para configuração de parâmetros de codificação de Vídeo e Áudio, serviços “One-Seg”, tabelas PSI)

NBR 15608-3: Guia para Implementação da NBR 15603 – Multiplexação e Serviço de Informação (Descrição dos conteúdos e restrições das tabelas de informação do sistema)

8. Transmissão por Redes de Alta Velocidade

O padrão MPEG-2 prevê interoperabilidade com redes ATM (Asynchronous Transfer Mode), através do particionamento do pacote MPEG em células ATM. As aplicações visam basicamente transmissão de vídeo ponto-a-ponto, para distribuição de programação dentro de uma rede ou para videoconferências.

Uma forma de mapeamento proposta consiste em associar 2 pacotes MPEG (376 bytes), anexar um "trailer" tipo AAL5 (ATM Adaptation Layer) de 8 bytes (obtendo 384 bytes) e repartir este conjunto em 8 células ATM (48 bytes de dados cada uma - figura 8.1).

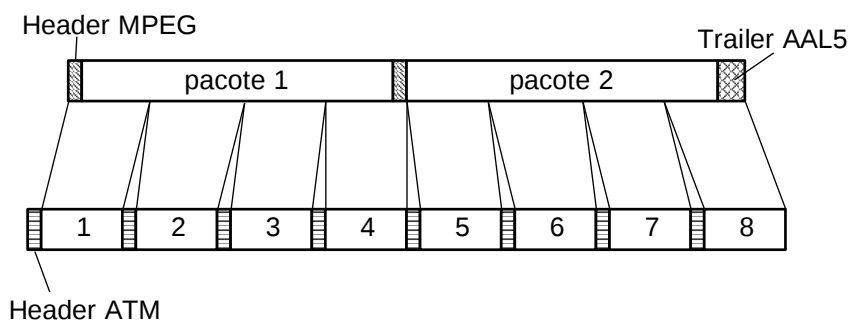


Fig. 8.1 - Mapeamento de Pacotes MPEG-2 em Células ATM

O "trailer" traz informações de usuário além de um CRC-32 calculado sobre os 2 pacotes para detecção de erros de transmissão (o ATM não efetua correção de erros nos dados transmitidos).

A transmissão de Vídeo Digital por redes IP sobre protocolo RTP (*Real Time Protocol*) é objeto de padronizações pelo SMPTE (*Society of Motion Pictures and Television Engineers*) através das recomendações SMPTE 2022 (2007), e também pelo *European Telecommunications Standard Institute* nas normas ETSI 102 005 (2012), ETSI 102 034 (2014) e outras.

9. O Receptor para TV Digital

9.1 - Sintonizador:

A implantação da TV Digital representa uma oportunidade de implantar novos padrões para os receptores de TV, de modo a evitar alguns problemas de interferências como descritos no capítulo 3.

Aquelas interferências, que implicavam em restrições à alocação de canais, decorrem da arquitetura do sintonizador, baseada em conversão simples para uma frequência intermediária de 44 MHz.

A figura 9.1 apresenta uma arquitetura moderna, de dupla conversão, na qual a primeira F.I. está situada acima do espectro do sinal de entrada (tipicamente 1220 MHz). Desta forma, eliminam-se os espúrios dentro da faixa de TV (frequências imagem). O filtro passa-baixas na

entrada impede que o oscilador local (1270 a 2200 MHz) vaze para a antena, e permite que o mesmo sintonizador seja usado em VHF, UHF e TV a Cabo. Além disso, o filtro inclui um “trap” para rejeitar sinais em 44 MHz.

Um amplificador de banda larga (LNA - ganho da ordem de 10 dB) amplifica o sinal antes do misturador; este amplificador determina a figura de ruído do sintonizador.

A seguir, um filtro passa-banda sintonizado efetua uma pré-seleção da banda de interesse, permitindo recepção mesmo na presença de sinais mais fortes em outras frequências.

O filtro de F.I. em 1220 MHz utiliza tecnologia SAW (Onda Acústica Superficial), e possui largura de aproximadamente 20 MHz. O segundo oscilador local (1140-1220 MHz) implementa o controle automático de frequência, abaixando a F.I. para 44 MHz.

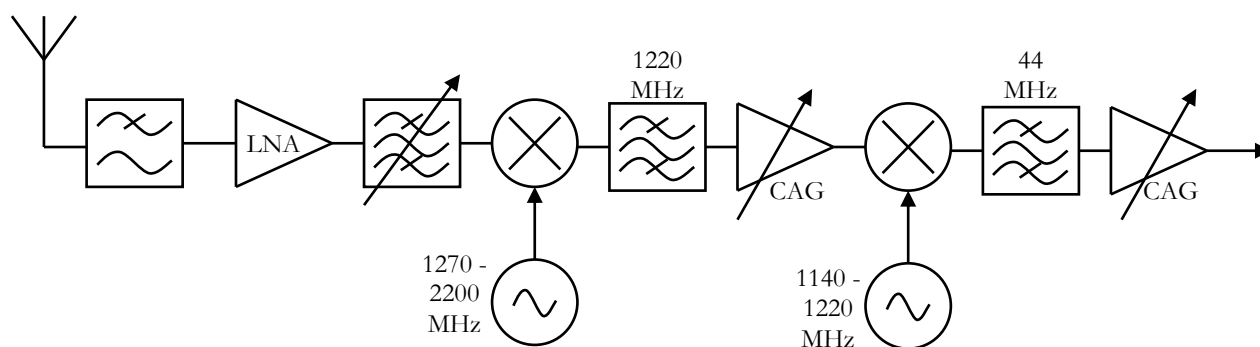


Fig. 9.1 – Arquitetura de um Sintonizador para TV Digital

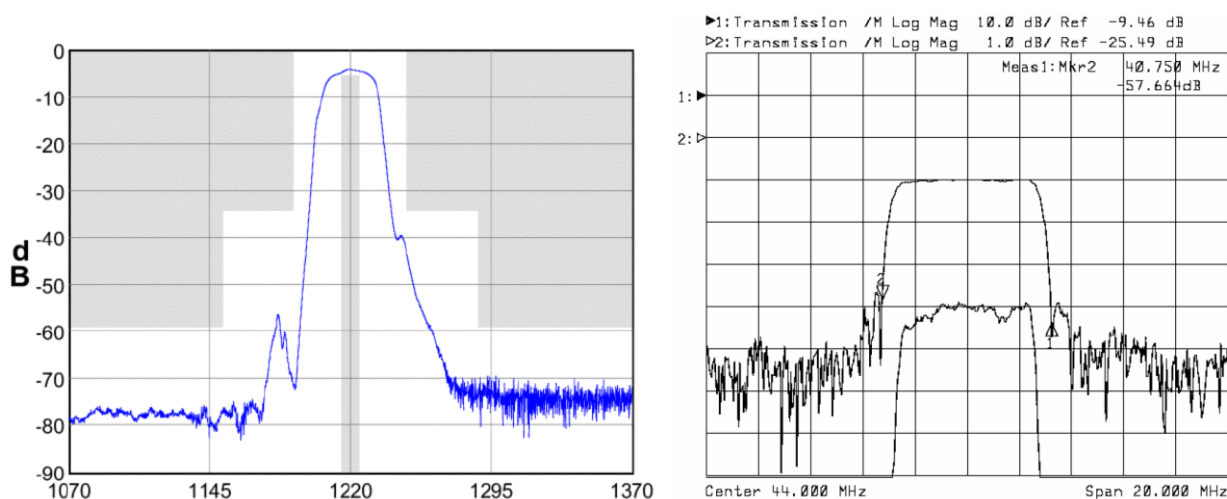


Fig. 9.2 – Respostas em Frequência dos Filtros de F.I. (1220 e 44 MHz)

O segundo filtro de F.I., também utilizando tecnologia SAW, é o responsável pela separação do canal de 6 MHz. Ao contrário do filtro utilizado nos receptores analógicos, sua resposta é plana dentro da banda. A figura 9.2 apresenta as respostas típicas dos filtros de F.I. utilizados.

O controle automático de ganho atua em vários pontos do circuito, dependendo da potência detectada nas saídas dos vários estágios (LNA, misturadores e saída de F.I.), de modo a evitar a saturação nas várias etapas.

9.2 Processamento Digital

O sinal de F.I. obtido do sintonizador (frequência central de 44 MHz, banda de 6 MHz) é aplicado a um conversor A/D que em geral opera a uma taxa próxima de 25 MHz.

No caso dos sistemas OFDM, a primeira etapa de processamento será a identificação do intervalo de guarda. Esta operação é feita por autocorrelação do sinal, o que permite detectar a posição temporal, a duração desse intervalo e a duração do símbolo.

Examinando a defasagem (rotação de fase) entre o trecho do intervalo de guarda e o trecho correspondente no final do símbolo OFDM, o receptor determina o erro de frequência central, e pode atuar sobre o segundo oscilador local do sintonizador para implementar um controle automático de frequência.

Uma vez detectado o intervalo de guarda, e portanto a posição e duração dos símbolos, entra em ação um circuito de correção de fase (PLL) que ajusta a frequência exata de amostragem, de modo a permitir a digitalização correta do sinal para que a transformada de Fourier possa ser executada.

Após a aplicação da transformada de Fourier, a informação das portadoras de controle (TMCC) é decodificada, permitindo a extração dos parâmetros de modulação e do início de um quadro OFDM.

Uma vez sincronizado o quadro de símbolos, as portadoras piloto são identificadas, e inicia a etapa de equalização do canal, seguida então da extração dos símbolos modulados em cada portadora de dados. A figura 9.3 apresenta a resposta em frequência de um canal típico, obtida a partir das portadoras piloto; já a figura 9.4 apresenta algumas situações típicas de recepção em um ambiente interno, causadas por efeitos de multi-percurso devidos à movimentação de pessoas dentro do ambiente. O receptor deve se adaptar a essas circunstâncias de forma dinâmica.

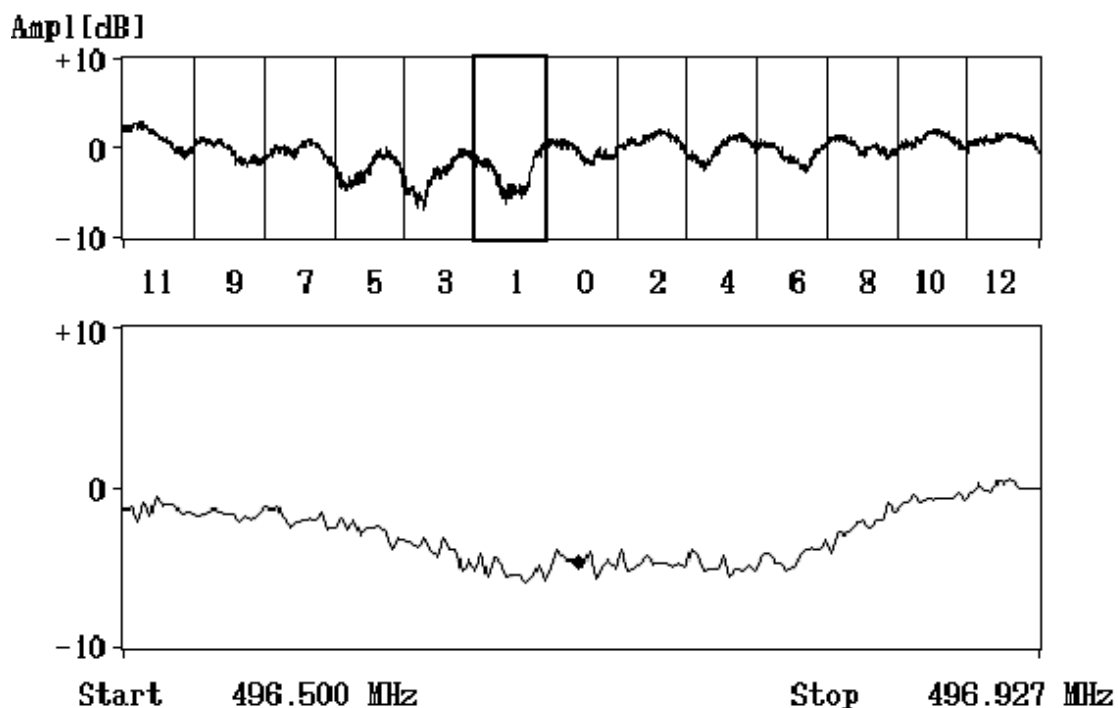


Fig. 9.3 – Exemplo de Equalização de Canal ISDTV

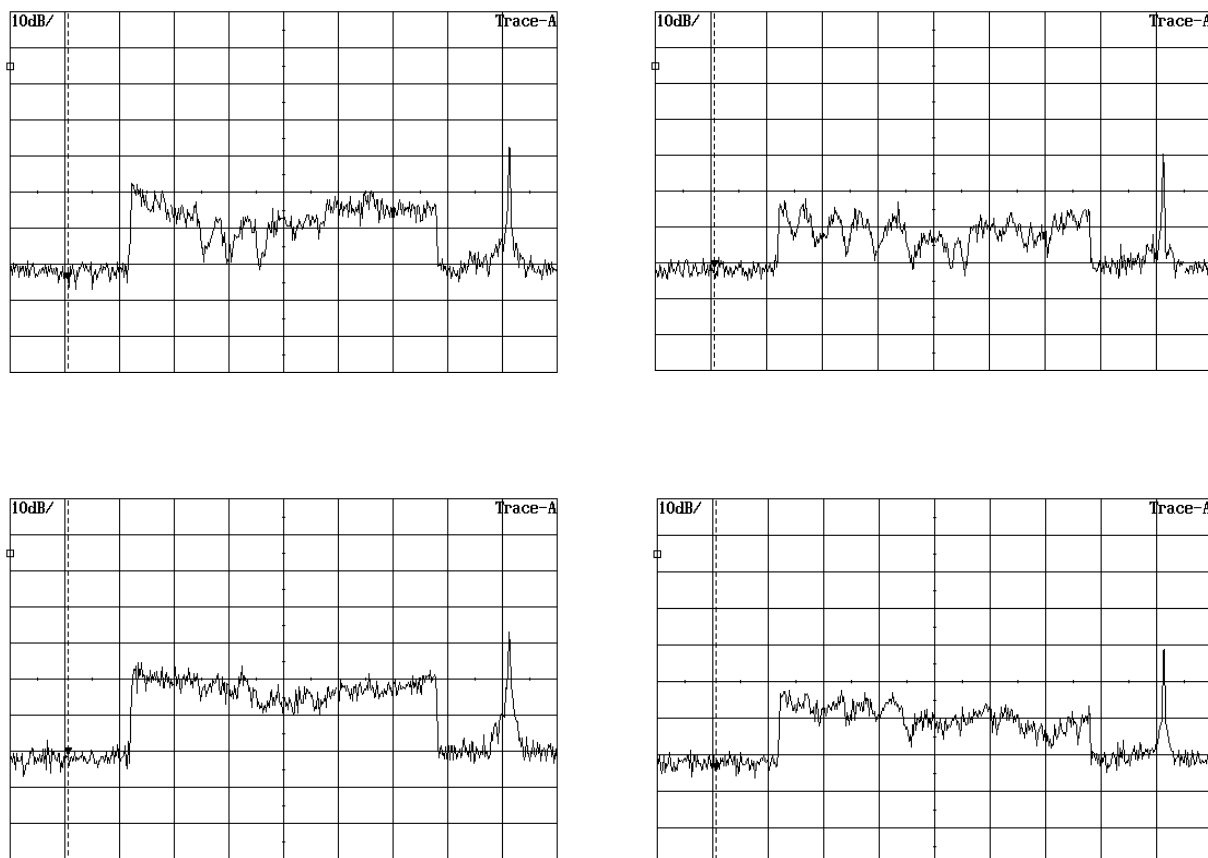


Fig. 9.4 – Situações de Recepção com Antena Interna

9.3 Decodificador de Canal

Os demais componentes do receptor abrangem o decodificador de canal, consistindo do desentrelaçamento temporal longo, desentrelaçamento de frequência, decodificador convolucional, desentrelaçador de byte, corretor de erros por Reed-Solomon e desrandomizador. Obtém-se na saída o fluxo de transporte MPEG (TS) contido no sinal modulado, que é encaminhado aos respectivos decodificadores de vídeo e áudio.

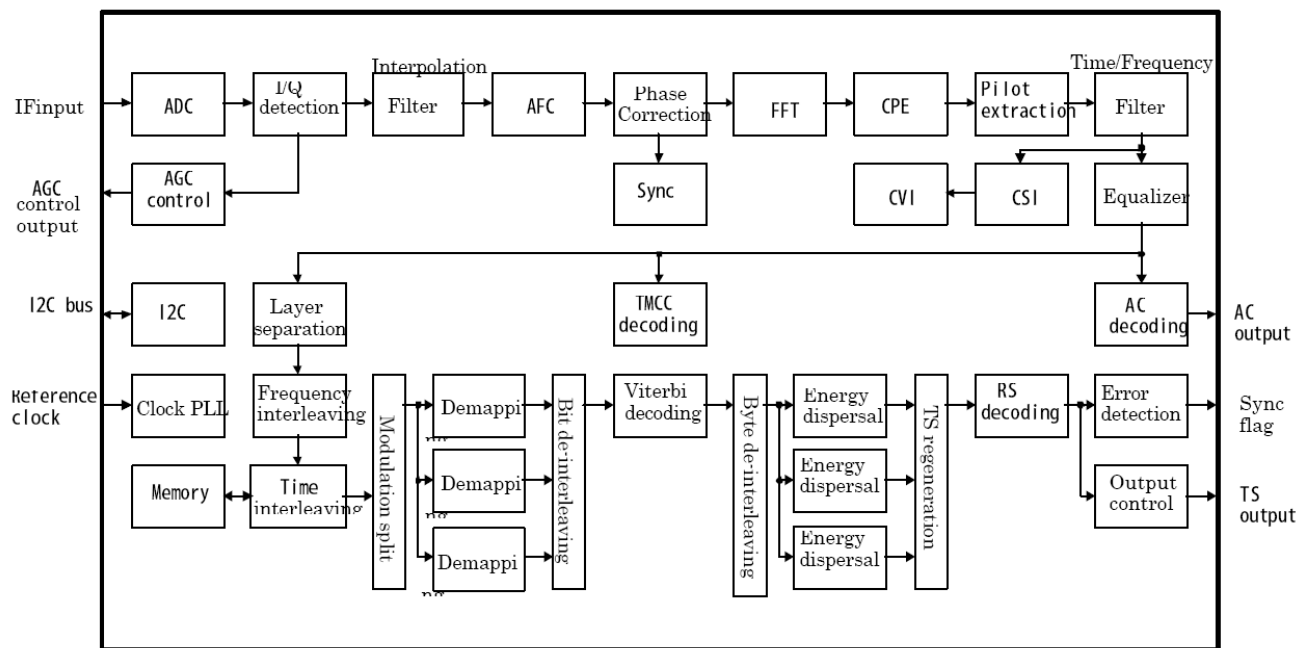


Fig. 9.5 – Diagrama de Blocos de um Demodulador para o sistema ISDB-T (Toshiba)

A figura 9.5 mostra o diagrama de blocos de um circuito demodulador integrado para o sistema ISDB-T/Tb. A sequência dos blocos acompanha adequadamente a ordem dos processos citados acima. Nota-se que os processos de demodulação das constelações (“Demapping”) e desrandomização estão triplicados, para atender aos parâmetros das 3 camadas do padrão ISDB-T.

10. Processos Envolvidos na Aquisição do Sinal

Ao ser ligado o equipamento, ou sintonizado um novo canal, o receptor aciona uma sequência de inicialização, limpando uma série de "contadores de confiança" e variáveis de estado, referentes aos processos sequenciais envolvidos na captura e decodificação de um programa digital. As etapas necessárias para inicialização, sintonia e decodificação de uma transmissão digital podem ser resumidas pela tabela abaixo.

Muitas dessas etapas envolvem "contadores de confiança" assimétricos, que devem reconhecer rapidamente a validade de uma determinada condição de operação, mas devem incorporar um atraso razoável para reconhecer a falta dessa condição, de modo a manter operação em situações de ruído elevado.

RF (Ana- lógico)	⇒ ⇒ ⇒	Programação do PLL do Oscilador Local para o canal escolhido C.A.G. não-coerente ajusta nível aproximado do sinal Filtro de pré-seleção sintoniza frequência aproximada do canal
Demodu- lação Digital	⇒ ⇒ ⇒ ⇒ ⇒ ⇒	Autocorrelação identifica posição do intervalo de guarda PLL ajusta frequência de amostragem PLL ajusta frequência central de recepção (AFC) Janela da FFT é posicionada Decodificada a informação das TMCC's Identificadas as portadoras Piloto Equalização do canal e demodulação QAM das portadoras
Decodi- ficação De Canal	⇒ ⇒ ⇒ ⇒	Sincronizado o desentrelaçamento temporal longo Sincronizada a decodificação convolucional sincronizado o desentrelaçamento de Byte Inicia a decodificação Reed-Solomon e desrandomização
Trans- porte MPEG	⇒ ⇒ ⇒	Aguarda Pacote com PID = 0, e obtém PID do pacote que contém o Mapa de Programa (MAP_PID) Aguarda Pacote com PID = MAP_PID e obtém os PID's dos fluxos elementares do programa (Video, Áudio, etc.) Identifica Pacotes com PID's especificados e encaminha-os aos Decodificadores correspondentes (Áudio, Video, Dados)
Video MPEG	⇒ ⇒ ⇒ ⇒	Aguarda Cabeça de Sequência e configura parâmetros de exibição Aguarda Cabeça de Grupo (GOP) Aguarda imagens tipo I e P de referência para predição de movimento Inicia decodificação e apresentação da imagem.

Tabela 10.1 - Processos na Sintonia e Decodificação de um Sinal Digital

11. Sistema DVB-T2

A Comunidade Europeia desenvolveu, em 2012, a segunda geração do sistema DVB terrestre, denominado DVB-T2, com o intuito de viabilizar a radiodifusão de TV de alta definição, inclusive prevendo formatos como "4k". Este sistema possui uma codificação de canal bastante flexível, centrada no conceito de "*Physical Layer Pipes*" (PLPs), que seriam camadas de transporte de serviços distintos, cada uma com taxa de bits, correção de erros, sinalização e modulação próprias, podendo transportar pacotes MPEG-2 ou fluxos genéricos de bits.

Os códigos de correção de erros usados são o BCH e LDPC, operando em pacotes longos. Conforme a fig. 11.1, os blocos de dados (**BBFRAME**) recebem o acréscimo de códigos BCH (**BCHFEC**, com sobrecarga de 0,3% até 2,3%) e em seguida dos códigos LDPC (**LDPCFEC**, com taxas de 1/2 até 5/6). O comprimento total N_{ldpc} é de 16200 ou 64800 bits.

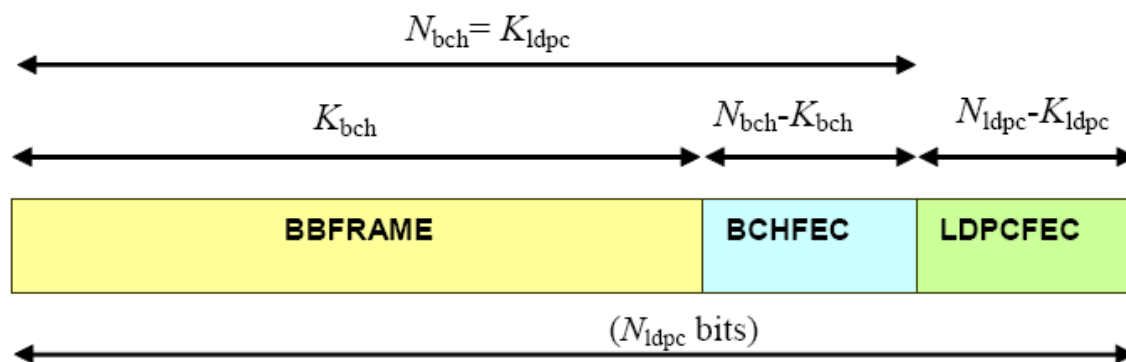


Fig. 11.1 – Pacotes para Correção de Erros em DVB-T2

Quanto à modulação das portadoras OFDM, o sistema DVB-T2 permite QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM. Não é usada modulação hierárquica, como no DVB-T original. Um recurso adicional consiste na rotação das constelações em relação às pilotos, que é acompanhada de um deslocamento temporal das componentes Q em relação às componentes I (figura 11.2). Este artifício supostamente permitiria melhor desempenho da correção de erros em determinadas situações.

As portadoras são intercaladas no tempo e na frequência, através de mapeamentos cíclicos (periódicos) e aleatórios, delimitados em super-quadros compostos de quadros T2 e quadros FEF (reservados para extensões futuras). Os quadros T2 iniciam-se por um símbolo de sincronismo, P1, que consiste de uma sequência fixa de 384 portadoras piloto, obtidas por uma IFFT de 1024 pontos, e que é usada pelo receptor para sintonia e sincronismo temporal.

Os demais símbolos dos quadros T2 podem ser gerados através de IFFT de 1024, 2048, 4096, 8192, 16384 ou 32768 pontos. Nos modos 8k, 16k e 32k, há uma opção “estendida” que acrescenta mais portadoras, aumentando a banda ocupada em 1,4% a 2% em relação ao modo “normal”.

Para redução do fator de crista (Relação Pico/Média da potência transmitida) podem ser reservadas 10 a 288 portadoras (conforme o tamanho da IFFT), que serão preenchidas com sinais calculados de modo a reduzir esse fator. Outro método previsto para a redução do fator de crista é a expansão dos pontos periféricos das constelações.

O intervalo de guarda temporal pode variar de $\frac{1}{4}$ a $\frac{1}{128}$ da duração do símbolo. A tabela 11.1 apresenta algumas comparações entre o sistema DVB-T e o DVB-T2. Além disso, o sistema prevê o escalamento da banda ocupada, variando a frequência básica do processamento, para poder operar em canais de 1,7, 5, 6, 7, 8 ou 10 MHz de largura. Em um canal de 8 MHz, a taxa de amostragem na saída da IFFT é de $64/7 = 9,14286...$ MHz.

Após a normatização deste padrão, constatou-se a dificuldade operacional decorrente da grande flexibilidade nas configurações. Foi então definido um subconjunto dessas especificações, denominado DBV-T2_Lite, que limita as combinações permitidas de parâmetros, simplificando o uso para o operador do sistema.

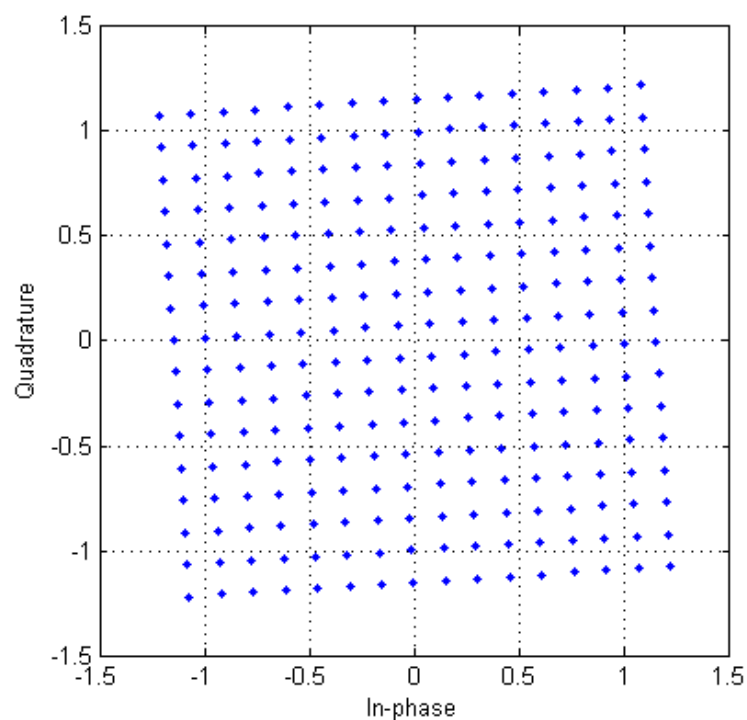


Fig. 11.2 – Constelação 256-QAM rotacionada

	DVB-T	DVB-T2
Entrada de Dados	TS único (MPEG-2)	TS's múltiplos ou Encapsulamento Genérico de Fluxos (GSE)
Modos	Modulação e Codificação fixas	Modulações e Codificações variáveis
Correção de Erros	Reed-Solomon e Convolutacional 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8	BCH + LDPC 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5 e 5/6
Modulação		OFDM
Portadoras Totais	1705 ou 6817	853 a 27841
Constelações	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-, 64- e 256-QAM
Intervalo de Guarda	1/4, 1/8, 1/16 e 1/32	1/4, 19/128, 1/8, 19/256, 1/16, 1/32 e 1/128
Ordem da IFFT	2k e 8k	1k, 2k, 4k, 8k, 16k e 32k
Portadoras Pilotos	Padrão único, 2,6% fixas e 8% móveis	Padrões variáveis, 0,35% fixas e 1, 2, 4 ou 8% móveis
Redução de Fator de Crista	Não especificado	Expansão de Constelações ou Portadoras Reservadas: 10, 18, 36, 72, 144 ou 288
Taxa de Bits (canal de 8 MHz)	4,98 a 31,67 Mb/s	7,44 a 50,32 Mb/s

Tab. 11.1 – Comparação entre DVB-T e DVB-T2

12. Referências:

- Advanced Television Systems Committee: *Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard* - ATSC, 1985
- ARIB – Association of Radio Industries and Businesses – *ISDB-T Specification of Channel Coding, Framing Structure and Modulation* – 1998 (Fig. 6.3 a 6.7 e 6.9)
- Bernard LeFloch, M. Alard, C. Berrou: *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex* - Proceedings of the IEEE, Vol. 83, 1995
- European Telecommunications Standard Institute: *ETSI EN 302 307*, 2009 (Fig. 2.4);
ETSI EN 300 744, 2001 (Fig. 5.14);
ETSI EN 300 421, 1997
ETSI EN 302 755, 2012 (Fig. 11.1 e 11.2)
- Gerald W. Collins: *Fundamentals of Digital television Transmission* – John Wiley & Sons, 2001
- G. Bedicks Jr: *Sintonizador Demodulador para o Sistema Brasileiro de TV Digital* – 2006 (fig. 3.1)
- Jerry Whitaker: *DTV Handbook* - McGraw-Hill, 2000 (Fig. 4.11 a 4.13)
- Jerry Whitaker: *DTV - The Revolution in Electronic Imaging* - McGraw-Hill, 1998
- Jerry Whitaker, ed.: *NAB Engineering Handbook* - National Association of Broadcasters, 1999 (Fig. 4.11, 4.12, 4.13)
- John G. Proakis: *Digital Communications* – McGraw-Hill, 1995 (Fig. 2.1, 2.2)
- K. Blair Benson: *Television Engineering Handbook* - McGraw-Hill, 1985
- Michael Robin, Michel Poulin: *Digital Television Fundamentals* - McGraw-Hill, 1997
- Microtune Corp.: *MT2131 Terrestrial Tuner Preliminary Data Sheet* – 2006
- Neil Pickford, ed.: *Laboratory Report 98/04* - Communications Lab, 1998 (Fig. 5.17)
- Normas ABNT: NBR15601:2008 e NBR15608-1:2008
- Sawtek Corp.: *856598 SAW Filter Data Sheet* – 2003 (Fig. 9.2a)
- SET / ABERT: *Testes em Sistemas de Televisão Digital - Relatório Final* , 2000 (Figs. Capítulo 7)
- T. Kuroda, M. Takada, S. Nakahara, K. Tsuchida - *NHK Laboratories Note No. 448* - NHK, 1999
- Toshiba: *TC90A87XBG Product Specification* – 2004 (Fig. 9.5)
- Worldbond Piezo-electric Corp.: *WBX3058D Data Sheet* (Fig. 9.2b)
- (Demais figuras: ilustrações do Autor)