

Sistemas de Modulação para Transmissão de Televisão Digital de Alta Definição

Sandro Adriano Fasolo, Yuzo Iano, Luiz Rômulo Mendes, José Geraldo Chiquito

Universidade Estadual de Campinas - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Comunicações - DECOM-FEEC-UNICAMP

Resumo. O objetivo deste artigo é descrever as técnicas de modulação para a transmissão de televisão digital que estão sendo propostas pelos países desenvolvidos, a fim de substituir os atuais sistemas de televisão analógica. Inicialmente, apresentamos um resumo histórico sobre a televisão analógica para podermos entender o seu grande sucesso e o que podemos esperar da televisão digital. Confrontamos a transmissão digital e a analógica, discutindo as vantagens e as desvantagens de cada sistema. Após, abordaremos os principais padrões de televisão digital em desenvolvimento: o sistema americano da Grande Aliança, padronizado pelo Advanced Television System Committee (ATSC), e o sistema europeu conhecido por Digital Video Broadcasting (DVB). Os sub-sistemas americano e europeu de transmissão adotam técnicas completamente diferentes de modulação. Enquanto a Grande Aliança usa a modulação 8-VSB (Vestigial Side Band com 8 níveis), o sistema DVB utiliza a modulação OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex). O uso de soluções tão diferentes cria uma concorrência natural entre os dois sistemas, e até mesmo estimula uma comparação de suas qualidades e deficiências.

I. INTRODUÇÃO

Neste momento, os Estados Unidos da América estão realizando testes de transmissão e recepção do sistema de televisão digital por eles desenvolvido, enquanto outros países discutem a melhor opção entre os sistemas de televisão digital disponíveis. A finalidade é substituir o sistema de televisão analógica convencional, que foi sob todos os aspectos e sem sombra de dúvida, um enorme sucesso, com influência decisiva sobre a cultura, a economia e a política do século XX.

O sistema NTSC (National Television System Committee) monocromático foi estabelecido nos EUA em 1941, mas as transmissões efetivamente só foram iniciadas após o final da 2ª Guerra Mundial. Sob um ponto de vista técnico, a televisão analógica representou um aproveitamento extremamente inteligente e criativo de várias descobertas e invenções recentes da época, como o tubo de raios catódicos, o iconoscópio de V.K. Zworykin, a modulação SSB (Single Side Band) e VSB (Vestigial Side Band), a modulação em frequência, etc.

Quando as transmissões de televisão foram iniciadas, ainda não havia sido inventado o transistor,

mas os receptores de televisão podiam ser construídos com não mais que 20 válvulas. A introdução da televisão em cores nos EUA, em 1954, exigiu uma adaptação do sistema de televisão em preto e branco, de forma a garantir uma dupla compatibilidade, permitindo a convivência de: a) transmissão em cores com os antigos receptores preto e branco; b) transmissão em preto e branco com os novos receptores em cores. Na época, os receptores em cores podiam ser construídos com apenas 30 válvulas. Essa compatibilidade não será possível de obter-se atualmente, face ao desenvolvimento de um sistema com concepção totalmente diferente do atual sistema de televisão analógica.

Foi fantástica a longevidade técnica da televisão analógica (nos vários sistemas CCIR: A, B, C, D, E, F, G, H, I, K, K1, L, L1, M e N, e nos padrões em cores NTSC, PAL (Phase Alternation (by) Line) e SECAM (Sequentiel (couleur/crominance) à Mémoire), pois durante sua existência nos últimos 50 anos, o mundo conheceu avanços tecnológicos gigantescos, como as invenções do transistor e do circuito integrado, a eletrônica digital e os computadores, a modulação e a transmissão digital, a transmissão em microondas e via satélite, a fibra ótica, a gravação magnética de vídeo, a codificação e compressão de imagens, etc. Essas novas tecnologias abriram a possibilidade de uma revolução técnica da televisão, porém, ao contrário do que aconteceu por exemplo com a indústria de computação, a indústria de televisão (em sentido amplo: emissoras de radiodifusão, fabricantes de equipamentos e órgãos de regulamentação) adotou uma atitude técnica bastante conservadora, principalmente em relação à manutenção dos padrões de transmissão. Por isso, um receptor de televisão construído há 50 anos pode receber perfeitamente os sinais transmitidos hoje!

Pretende-se discutir aqui algumas razões técnicas que explicam a longevidade extraordinária da televisão analógica, com o objetivo de saber quais as características que devem ser mantidas para que a televisão digital consiga repetir o mesmo sucesso.

Uma das chaves do sucesso da televisão convencional foi a extraordinária robustez incorporada ao sinal transmitido, principalmente no que se refere aos pulsos de sincronismo e ao sinal de áudio. Como se sabe, na televisão analógica os pulsos de sincronismo são transmitidos junto com o sinal de vídeo e representam um enorme overhead de potência e ocupação temporal. O sinal de vídeo propriamente dito ocupa a escala de amplitude de 10% (nível de branco) a 75% (nível de preto), enquanto o pulso de

sincronismo vai de 75% a 100%. Se não existissem os pulsos de sincronismo, a potência de pico do transmissor seria reduzida de um fator de $0,75^2=0,5625$, ou seja, seria reduzida para pouco mais do que a metade.

No padrão M, os pedestais dos pulsos de sincronismo horizontal têm uma duração de 10,8 μ s, o que representa aproximadamente 17% do período de uma linha de varredura (63,5 μ s). O intervalo de retraço vertical consome, por campo, um período igual a 20 linhas, o que corresponde a uma perda de $(40/525)=7,6\%$. Somando as perdas do retraço horizontal com as do retraço vertical, tem-se uma perda total da ordem de 22%. As perdas temporais representadas pelos pulsos de sincronismo representam dispêndio de potência e de faixa de frequência (se não houvesse pulsos de sincronismo e intervalos de retraço, o sinal de vídeo poderia ser expandido temporalmente, reduzindo a sua largura espectral).

Apesar da queda geral da eficiência de transmissão, a utilização de pulsos de sincronismo em grande amplitude garante: a) sincronização do receptor mesmo em condições difíceis de recepção (sinal muito fraco, antena interna, interferência, fantasma, etc) - O sincronismo pode ser mantido para relações sinal-ruído de praticamente 0 db, quando até o reconhecimento do conteúdo da imagem torna-se difícil ; b) simplificação dos circuitos de sincronismo e de varredura do receptor; c) aquisição muito rápida de sincronismo, o que permite que o usuário varra os vários canais em busca de programas de maior interesse.

A frequência de varredura vertical (número de campos por segundo) foi escolhida para ser igual à frequência da rede de energia, daí o uso de 60 Hz nos EUA e de 50 Hz na Europa. Garante-se assim que qualquer interferência sobre a imagem causada pela rede de energia - tal como ondulações no sinal da fonte de alimentação, campo magnético de transformadores - produza um padrão de interferência estacionário e, portanto, de baixa visibilidade.

Ainda com o mesmo objetivo de uma elevada robustez do sinal de televisão, quase todos os países adotaram a transmissão do som via FM (Frequency Modulation). (As exceções são os sistemas L e L1, que utilizam AM (Amplitude Modulation)). O uso de FM garante que a recepção de som seja perfeita, mesmo que a imagem esteja muito degradada por ruído ou interferência. Sabe-se que é mais tolerável uma imagem ruim acompanhada de áudio de boa qualidade do que uma imagem de boa qualidade acompanhada de áudio ruim.

O uso de modulação em frequência, em vez de modulação em amplitude, implica em uma pequena penalização devido à expansão do espectro em frequência, mas que é pouco significativa já que a banda ocupada por um canal de televisão depende basicamente da largura em frequência do sinal de vídeo.

A utilização de FM para o som e AM para o vídeo permite que os receptores utilizem-se de uma técnica

conhecida como conversão interportadoras, onde se faz um batimento entre a FI (Frequência Intermediária) de vídeo de 45,75 MHz e a FI de som de 41,25 MHz, gerando uma FI “interportadoras” de 4,5 MHz modulada simultaneamente em amplitude e frequência. A modulação em amplitude é suprimida por um limitador de amplitude e a modulação em frequência é detetada por um demodulador de som. A FI interportadoras de 4,5 MHz é muito menos sensível a possíveis desvios de frequência do oscilador local, pois um desvio de frequência deste oscilador irá deslocar do mesmo valor a FI de vídeo e a FI de som, fazendo com que a diferença continue sempre em 4,5 MHz.

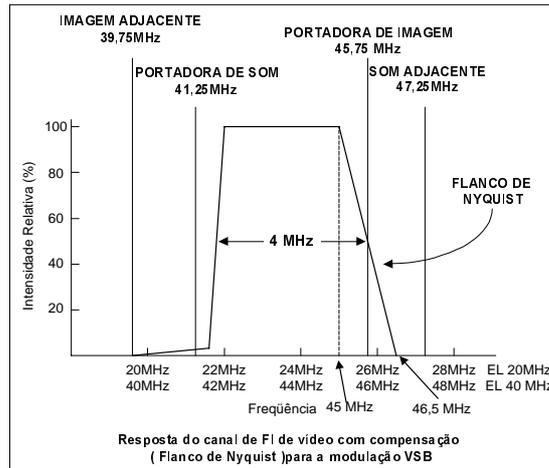


Figura 1. Flanco de Nyquist do receptor.

A modulação de vídeo é feita em AM para ter eficiência espectral, já que o sinal de vídeo no padrão M tem uma largura de banda de 4,2 MHz. A modulação em amplitude também garante uma característica de degradação suave da imagem com a piora das condições de recepção. O uso de AM com banda lateral dupla exigiria no padrão M uma banda de $2 \times 4,2 \text{ MHz} = 8,4 \text{ MHz}$ para a transmissão da imagem. O uso de SSB permitiria reduzir a banda de transmissão para o valor da banda do vídeo em banda básica, isto é 4,2 MHz, porém, devido às dificuldades de implementação deste tipo de modulação, adotou-se a modulação AM/VSB, que combina as vantagens de simplicidade do AM e a eficiência espectral do SSB.

O receptor de televisão utiliza um simples detetor de envoltória já que o nível da portadora AM/VSB transmitida é suficientemente alta para não se fazer necessária a detecção síncrona. A transmissão das componentes de vídeo de até 750 kHz em banda lateral dupla exige do receptor alguma forma de compensação para não haver distorção espectral do sinal de vídeo demodulado. Esta compensação é feita de uma forma extremamente simples e eficiente, através da criação de um “flanco de Nyquist” na resposta de FI do receptor, que atua como corte suave da resposta, conforme mostra a Figura 1. Torna-se desnecessária uma possível equalização de fase do canal de FI de vídeo, ao mesmo tempo em que se mantém a eficiência para rejeitar o canal adjacente inferior. A simetria da resposta em frequência em

torno da FI de vídeo compensa a assimetria do espectro do sinal vestigial transmitido.

A escolha das frequências dos canais de televisão foi fruto da preocupação com a integridade dos sinais frente às interferências. São utilizadas 3 faixas básicas: canais baixos de VHF (Very High Frequency)(2 a 6), canais altos de VHF (7 a 13) e canais de UHF (Ultra High Frequency)(14 a 83).

Nos EUA, o comitê Federal de Comunicações (FCC-Federal Communication Committee) estabeleceu que emissoras transmitindo num mesmo canal de UHF devem manter uma distância mínima de 155 milhas para evitar interferência mútua.

Devido às dificuldades de se controlar com filtros simples a interferência entre canais adjacentes, adotou-se a estratégia da utilização alternada de canais para a transmissão numa mesma localidade.

A grande robustez introduzida no sinal de televisão tem como contrapartida uma baixa eficiência energética e espectral. É verdade que houve um certo esforço em aumentar a eficiência espectral através da modulação VSB (Vestigial Side Band), porém, o espectro de um sinal de televisão convencional mostra que a potência se distribui de forma muito desigual, estando concentrada basicamente nas frequências correspondentes às portadoras de vídeo, som e sub-portadora de cor, conforme mostra a Figura 2.

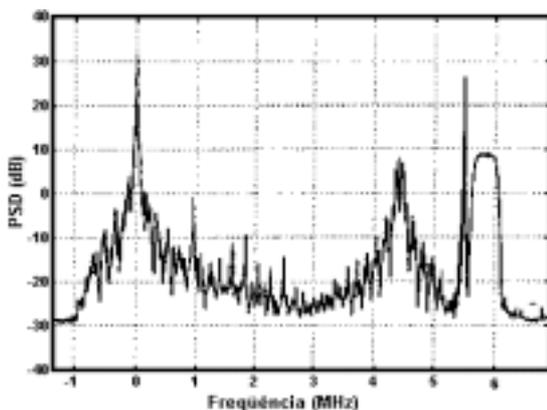


Figura 2. Espectro de um sinal de televisão analógica.

Para que a televisão digital alcance sucesso, é necessário que represente um avanço significativo (e bastante visível) da qualidade geral da imagem e do som. Os americanos acreditam que o sistema de HDTV digital que pretendem implantar irá empolgar o público. A pergunta mais comum feita por americanos comuns que viram as imagens de alta definição produzidas no Advanced Test Center, era: "Quando poderei comprar?" Já os europeus tendiam a perguntar: "Quanto custará?". Os EUA parecem interessados em uma televisão digital de alta resolução, cuja transmissão possa ser acomodada num canal de 6 MHz, enquanto os europeus estão mais motivados para uma televisão digital de resolução standard que utilize uma fração do canal de 8 MHz. Enquanto os americanos querem qualidade de imagem, os europeus preferem quantidade de programas.

A experiência do Japão com o sistema MUSE (MUltiple sub-Nyquist Sampling Encoding) de

televisão (analógica) de alta definição demonstrou que a qualidade, sozinha, não é garantia para o sucesso. Ao contrário, há muitos casos de sistemas de baixa qualidade que fizeram enorme sucesso junto ao público, enquanto que sistemas de melhor qualidade foram preteridos. Um exemplo é o sistema de gravação magnética de vídeo VHS (Video Home System) de qualidade inferior ao padrão de broadcasting (Beta) (240 linhas versus 330 linhas de Resolução, respectivamente) que se tornou um padrão na distribuição de fitas para alugar, enquanto que o sistema S-VHS (Super-VHS), de qualidade superior (400 linhas) teve uma penetração muito mais restrita, ficando limitado ao uso profissional e semi-profissional.

Qualquer que seja a forma que a televisão digital venha a ter - o desempenho frente a ruído, interferência, fantasma, etc, não poder ser inferior ao da televisão analógica, sob pena de frustrar as expectativas do público. Uma característica particularmente difícil de se incorporar aos sistemas digitais é a degradação suave do desempenho frente a situações não ideais, característica que é típica dos sistemas analógicos. Os sistemas digitais tendem a se comportar da forma "tudo-ou-nada", isto é, para perturbações moderadas o desempenho é perfeito, porém se a perturbação ultrapassar um certo limiar, a informação degrada-se rapidamente, ou até se perde completamente.

Considere-se o caso de um receptor que está na borda da região de cobertura de uma emissora. Na transmissão analógica, o receptor trabalha com uma baixa relação sinal-ruído e a imagem na tela apresenta "chuveiro" e tem uma baixa qualidade geral. Na transmissão digital, a relação sinal-ruído é baixa, porém, como está acima de um certo limiar e a imagem na tela é perfeita, o que demonstra aparentemente a superioridade da transmissão digital. Porém, nas condições reais, a relação sinal-ruído não é constante, variando dia a dia, de acordo com as condições de propagação; se o receptor for móvel, a relação sinal-ruído pode variar em grande escala e em grande velocidade. A variação da relação sinal-ruído na transmissão analógica fará com que a qualidade da imagem recebida flutue entre pobre, medíocre e razoável. No caso da transmissão digital, se a imagem recebida nas bordas da região de cobertura for recebida de forma intermitente, então o sinal irá flutuar entre as condições de nenhuma imagem, imagem congelada ou de imagem perfeita. Isto tem um efeito subjetivo devastador, porque pode haver intervalos, mais ou menos longos, em que o telespectador perde o contacto com a informação. Certamente é muito mais aceitável uma imagem de qualidade medíocre do que uma com relação sinal-ruído de 30 dB (imagem perfeita), mas que desaparece ou fica congelada 2 segundos a cada minuto. Por ironia, o comportamento tudo-ou-nada da transmissão digital não se altera com o aumento da potência de transmissão: por maior que seja a potência irradiada, sempre haverá uma franja onde os efeitos de recepção intermitente irão ocorrer. Com um nível de potência adequado, o melhor que se consegue é

deslocar esta "zona proibida" para além das regiões densamente habitadas.

Infelizmente, o efeito tudo ou nada da transmissão digital pode ocorrer até mesmo para receptores próximos da antena de transmissão se, por exemplo, os efeitos de multipercursos (fantasmas) não forem adequadamente tratados. Os problemas causados por multipercursos são de difícil tratamento, especialmente quando os ecos forem dinâmicos, isto é, variáveis com o tempo. Multipercursos dinâmico pode destruir até mesmo recepção com alta relação sinal-ruído.

Uma característica importante da televisão analógica é a rapidez da "aquisição" da imagem e do som. Ao mudar de canal quase não se percebe atraso no aparecimento da nova imagem e do som, porque os circuitos de demodulação e de sincronização se readaptam quase instantaneamente (para padrões humanos). Esta mesma agilidade deve possuir um receptor de televisão digital. Nos receptores de televisão digital há uma série de PLL's (Phase Locked Loop)(s) para aquisição de portadoras, relógios (clocks) de símbolos, sincronismo de quadro; equalizadores de canal; decodificadores; desembaralhadores; etc, que devem entrar em regime para que a imagem e o som apareçam na tela. É fundamental que o tempo total de aquisição não ultrapasse alguns décimos de segundo.

II. TELEVISÃO DIGITAL

No início da implementação da televisão analógica, o espectro de frequências estava quase que totalmente livre, principalmente em frequências acima de 50 MHz, onde se instalou os canais das emissoras de televisão. Com este panorama, a escolha da largura do canal, bandas de guardas podiam ser feitas de uma maneira generosa. Atualmente, a situação é completamente diferente. O espectro está totalmente ocupado por diversos tipos de serviços de comunicação. A transmissão digital oferece a possibilidade de codificação e correção de erros. Por outro lado, a transmissão digital é menos eficiente do que a forma analógica no que concerne à utilização da banda de frequência. Por exemplo, um sinal NTSC/PAL digitalizado produz aproximadamente 100 MB/s, enquanto que um sinal HDTV exige uma taxa inicial de aproximadamente 1Gb/s. A acomodação de um canal de HDTV numa banda de apenas 6 MHz exige técnicas eficientes de compressão de imagem (fator de 55 vezes com codificação MPG-2) e técnicas de modulação de RF (radiofrequência) multiníveis relativamente complexas (8 VSB ou 16 QAM). A proposta da Grande Aliança é um compromisso entre desempenho e facilidade de implementação. É fundamental que o sistema de HDTV presente, além da alta resolução de imagem e fidelidade do áudio, uma grande imunidade contra ruídos e interferências.

III. EFICIÊNCIA ESPECTRAL

A motivação para o uso de AM é a necessidade de uma alta eficiência espectral, já que é preciso

transmitir da ordem de 20 MBit/s por um canal de 6 MHz a 8 MHz. O sistema de televisão de alta definição (HDTV) proposto pela Grande Aliança optou por utilizar uma faixa de 6 MHz, mantendo a largura de banda utilizada na televisão convencional. O sistema europeu foi projetado para utilizar um canal de 8 MHz, sendo que é possível adaptar este sistema para um canal de 6 MHz. Com isso não teremos redução no número de canais disponíveis para a televisão aberta, tanto em VHF como em UHF. O sistema de transmissão da Grande Aliança utiliza a modulação AM-VSB (Amplitude Modulation - Vestigial Side Band) para a televisão digital terrestre e via cabo. O sistema europeu utiliza múltiplas portadoras também moduladas em amplitude (QPSK, 16QAM e 64QAM) (Quadrature Phase Shift Keying , Quadrature Amplitude Modulation).

A eficiência espectral, ϵ_{QAM} , da modulação QAM com $n \times n$ níveis é dada pela seguinte equação

$$\epsilon_{QAM} = 2 \log n(\text{bit} / \text{s} / \text{Hz}) \quad (1)$$

onde:

ϵ_{QAM} é a eficiência espectral, em bit/Hz.

n é o número de níveis em uma dimensão.

A eficiência espectral, ϵ_{VSB} , da modulação VSB com n níveis é dada pela seguinte equação

$$\epsilon_{VSB} = 2 \log n(\text{bit} / \text{s} / \text{Hz}) \quad (2)$$

onde:

ϵ_{VSB} é a eficiência espectral, em bit/Hz.

n é o número de níveis.

A modulação AM-VSB é uma espécie de AM-SSB (Amplitude Modulation - Single Side Band) modificado para uso com sinais moduladores cujo espectro se estende até DC (direct current - frequência zero). Isso é desejável, uma vez que o sinal de televisão contém alto conteúdo espectral em torno da frequência zero. De uma certa forma, a modulação VSB consegue combinar a capacidade da modulação AM-DSB de operar até DC com a eficiência espectral da modulação AM-SSB. O sucesso na aplicação de VSB na televisão analógica e a simplicidade inerente de uma modulação unidimensional explicam, em parte, a sua escolha para padrão da televisão digital da Grande Aliança. A Tabela 1 mostra a eficiência espectral para alguns casos de modulação VSB e QAM. O valor R_s é a taxa de bits por segundo e W é a largura de banda em Hz.

Esquema de Modulação		R_s/W
2VSB	4 QAM(=QPSK)	2
4VSB	16 QAM	4
	32 QAM	5,2
8VSB	64 QAM	6
16VSB	256 QAM	8
32VSB	1024 QAM	10

Tabela 1 - Eficiência espectral para as modulações VSB e QAM

A eficiência espectral das modulações n^2 QAM e n VSB é a mesma.

Devido à necessidade de se estabelecer uma banda de guarda entre os canais de comunicação, um canal de 6 MHz de largura de banda tem uma banda útil de apenas 5 a 5,5 MHz, a transmissão de 20 Mbit/s exigiria uma eficiência de pelo menos 4 bit/s/Hz. Da Tabela 1, os tipos de modulação que fornecem tal valor é a modulação 16 QAM e a modulação 4 VSB. Aumentando o número de níveis, diminuímos a sensibilidade a ruídos, interferência entre símbolos.

IV. POTÊNCIA DE PICO VERSUS POTÊNCIA MÉDIA

Uma das características indesejáveis dos métodos de modulação utilizados pelos sistemas de televisão digital é a relação desfavorável entre a potência de pico e a potência média do sinal irradiado. Como os transmissores são limitados pela potência de pico, uma alta relação (potência de pico)/(potência média) implica numa baixa potência média, e portanto uma baixa relação sinal-ruído.

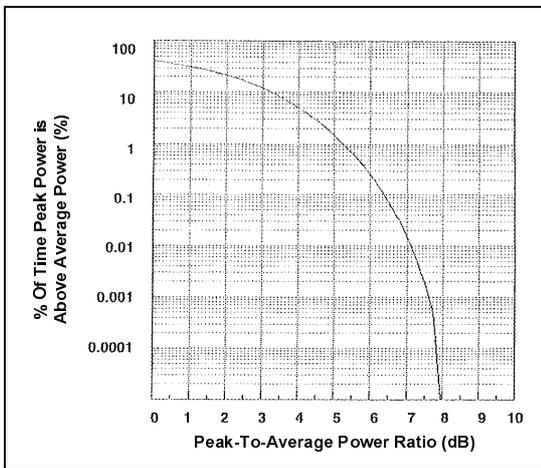


Figura 3. Distribuição da relação potência de pico/potência média para um sinal 8 VSB

O sistema da Grande Aliança utiliza a modulação 8 VSB, com um roll-off de 11,5%, produzindo um sinal com uma característica de potência conforme mostra a Figura 3. Pode-se ver que o sinal pode atingir picos de até 8 dB (6,3 vezes) acima do nível da potência média. Porém, em 99,9% do tempo, a potência está abaixo de 7 dB (5 vezes). Estudos mostram que esse valor para o sistema europeu DVB é cerca de 2,5 dB maior que o ATSC (para 99,99% do tempo). O sistema DVB requer um transmissor com potência superior ao do ATSC de 2,5 dB ou 1,8 vezes.

V. INTERFERÊNCIA ENTRE TRANSMISSÕES DE TV ANALÓGICA E DIGITAL

Ao contrário do que houve com a introdução da televisão em cores - os receptores monocromáticos permaneceram operando - os receptores analógicos não poderão tratar os sinais do novo sistema de televisão. Existirá um período de transição onde a convivência da transmissão analógica com a transmissão digital de televisão deverá ser administrada. Há uma grande preocupação em

estabelecer os parâmetros da televisão digital de modo que os níveis de interferência mútua sejam aceitáveis. Devido à escassez espectral, os canais de TV digital deverão ocupar bandas idênticas às bandas dos canais de TV analógica, isto é, 6 MHz nos EUA, Canadá, Brasil, e 8 MHz na Europa.

Os transmissores de TV digital ocuparão os chamados canais "tabu", que são deixados vagos em cada localidade. Nesse esquema, a possível interferência entre transmissores próximos se dá somente quando operam em canais adjacentes. A susceptibilidade à interferência entre canais adjacentes depende de uma série de fatores como: distância entre os transmissores, potências relativas, posição do receptor, direcionalidade da antena de recepção e, destacadamente, a seletividade do filtro de recepção.

O tipo de interferência mais difícil de combater - pois não depende da seletividade do filtro do receptor - é a interferência de transmissões no mesmo canal. Para controlar a chamada interferência co-canal, foi estabelecida uma distância mínima entre os transmissores que operam no mesmo canal. Nos EUA, essa distância é de 155 milhas, garantindo para cada emissora um raio de cobertura de 57 milhas. Esse cuidado permite um nível de desempenho considerado satisfatório.

A intenção de se introduzir o serviço de Televisão Digital levou o FCC a considerar um possível relaxamento da norma de distância mínima de 155 milhas. Chegou-se à conclusão de que, se a distância mínima fosse reduzida para 100 milhas, todas as estações de televisão atuais poderiam receber um segundo canal para transmitir televisão digital. Se a distância mínima fosse reduzida para 112 milhas, apenas 0,17% não poderiam receber um canal adicional. (The Digital Spectrum-Compatible HDTV Transmission System- p.208 Digital Video).

A introdução da Televisão digital leva ao estudo de 3 tipos novos de interferência co-canal:

- a) TV digital sobre TV digital
- b) TV digital sobre TV analógica
- c) TV analógica sobre TV digital

O caso **a** tem importância menor se comparado com os casos **b** e **c**, pois o sinal digital transmitido possui uma característica semelhante ao ruído branco. Assim, basta termos entre 15 e 20 dB de diferença entre o sinal desejado e o sinal indesejável para termos uma recepção perfeita (10 db no sistema 8 VSB e 14,6 dB no sistema OFDM). A interferência da televisão digital sobre a analógica é controlada utilizando-se um nível de potência da transmissão digital significativamente abaixo do nível de potência da transmissão analógica. Isso é necessário (e possível) porque a relação (S/N) (Signal/Noise) mínima da televisão analógica é bem maior que a correspondente da televisão digital.

A televisão analógica exige algo em torno de 40 dB de relação (S/N) para se obter uma imagem de qualidade apenas razoável, enquanto a televisão digital promete uma imagem perfeita com uma relação (S/N) de apenas 15 a 20 dB. Isto significa que a televisão digital pode trabalhar com menor potência média,

gerando menos interferência sobre um sinal analógico no mesmo canal.

Chegou-se à conclusão de que um transmissor de televisão digital a 100 milhas produziria um nível de interferência igual ao produzido por um transmissor analógico a 155 milhas ($D/U = 28$ dB) se a potência irradiada pelo transmissor estivesse 12 dB abaixo da potência do transmissor analógico. (The Digital Spectrum-Compatible HDTV Transmission System- p.208 Digital Video).

A interferência que um transmissor digital produz sobre um sinal analógico é de um tipo relativamente benigno, porém, é preciso considerar esse fato com alguma cautela. Há uma tendência a se pensar que o sinal digital aparece para o receptor analógico como se fosse um ruído gaussiano. Isso, porém, nem sempre é verdade, principalmente no caso do sistema 8 VSB: sinais digitais também possuem transientes que geram picos de potência relativamente elevada, que podem afetar canais adjacentes como se fossem ruído impulsivo (Spectrum, abril de 1995, p 49).

A interferência de uma transmissão analógica sobre um sinal digital (caso c) é mais difícil de se controlar porque o sinal da televisão analógica produz um espectro interferente com potência altamente concentrada nas raias das portadoras de imagem, cor e som (CTB - composite triple beat). Esse tipo de interferência é especialmente danosa para a modulação OFDM, que é muito sensível às interferências senoidais.

Uma forma eficaz de se combater interferências do tipo senoidal sobre um sinal OFDM é não transmitir as portadoras de frequência em torno das raias das interferências, criando os assim chamados "buracos" espectrais. Testes mostraram, porém, que são necessários buracos espectrais de largura igual a 400 , 200 e 100 kHz, respectivamente, em torno das portadoras de luminância, cor e som, para uma proteção efetiva. A perda de 700 KHz numa banda de 6 ou 8 MHz é muito grande e esse fato pode tornar a técnica de pouco uso prático. Esse tipo de recurso não está previsto no padrão DVB-T.

O sistema da Grande Aliança prevê o uso pelo receptor de um filtro pente com um atraso igual a 12 vezes o período de símbolos, que atenua fortemente as frequências das portadoras de imagem, cor e áudio de um sinal NTSC (seriam igualmente eficazes para transmissão PAL-M). O filtro anti-NTSC acaba transformando o sinal original de 8 níveis num sinal com 15 níveis, levando a uma perda de aproximadamente 3 dB na imunidade contra ruído branco. O filtro anti-NTSC poder ser eliminado dos receptores fabricados após o período de transição.

VI. O SISTEMA 8 VSB

A seguir descreve-se o sistema 8-VSB.

VI.1. RELAÇÕES MATEMÁTICAS BÁSICAS

A entrada do sub-sistema de transmissão são os dados montados pelo sub-sistema de transporte numa

taxa de 19.392658... Mbit/s. Esses dados consistem em pacotes de 188 bytes MPEG-compatíveis (incluindo um byte de sincronismo e 187 bytes de dados que representarão uma taxa total de dados de 19.28... Mbit/s). Os pacotes de 188 bytes, juntos com os bits introduzidos para correção de erros (Forward Error Correction - FEC), serão convertidos em segmentos de 832 símbolos com 8 níveis possíveis. Esses símbolos ocorrerão a uma taxa de

$$S_r = \frac{4,5MHz}{286} \times 684 = 10,762...MHz \quad (3)$$

$$S_r = f_h \times 684 = 10,762...MHz \quad (4)$$

$$f_h = \frac{4,5MHz}{286} = 15,734...kHz \quad (5)$$

O termo f_h representa a frequência de varredura horizontal da TV no padrão NTSC e PAL-M.

A aleatorização dos dados e o processo FEC não são aplicados ao byte de sincronismo no pacote de transporte, que é representado na transmissão pelo Dado de Sincronismo de Segmento.

A Figura 4 mostra como os segmentos são organizados para a transmissão. A cada conjunto de 312 segmentos de dados é acrescentado um segmento de sincronismo de campo que contém uma seqüência de treinamento do equalizador do receptor. Essa seqüência de treinamento é composta por símbolos binários (níveis ± 5).

Os primeiros 4 símbolos de cada segmento são transmitidos em forma binária (níveis ± 5) e são utilizados como sinais de sincronismo de segmento. Esses 4 símbolos correspondem ao primeiro byte do pacote MPEG-compatível de 188 bytes enviado pelo sub-sistema de transporte.

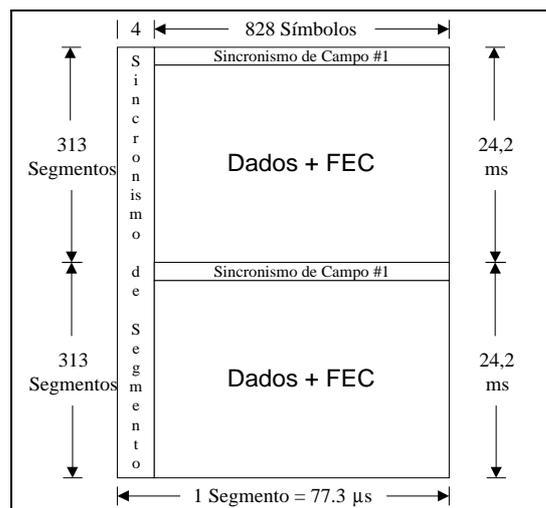


Figura 4. Quadro de dados VSB

A Tabela 2 apresenta os parâmetros utilizados para transmissão VSB nos dois modos: radiodifusão terrestre e cabo de alta taxa de dados.

Na saída do codificador Reed-Solomon, teremos um pacote com 207 bytes efetivos (187 do pacote MPEG-compatível mais 20 bytes adicionais devido ao

codificador). Este pacote representa 1656 bits efetivos (207 bytes * 8 bits/byte). O codificador em treliça irá associar 1 símbolo de 8 níveis a cada 2 bits de forma que cada pacote de 207 bytes dará resultado a 828 símbolos (1656 bits/ 2bits). Estes 828 símbolos, mais os 4 símbolos binários de sincronismo, comporão um segmento de 832 símbolos.

A frequência em que ocorrem os segmentos é dada por :

$$f_{seg} = \frac{S_r}{832} = 12.935,38...segmentos / s \quad (6)$$

A frequência em que ocorrem os quadros é dada por

$$f_{quadro} = \frac{f_{seg}}{626} = 20,663...quadros / s \quad (7)$$

A taxa efetiva de bits gerada pelo sub-sistema de transporte será dada por:

$$taxa \cdot efetiva \cdot de \cdot bit = S_r \cdot \frac{312}{313} \cdot \frac{188}{208} \cdot 2 = 19,3926...Mbit / s \quad (8)$$

312/313 → a cada 312 segmentos de dados acrescenta-se um segmento de sincronismo de campo.

188/208 → 20 bytes acrescido a cada pacote de 188 bytes.

2 → Codificador em treliça; aqui cada 2 bits resulta em 1 símbolo de 8 níveis.

O cálculo para o modo cabo com alta taxa de dados é idêntico, exceto que o sistema 16 VSB carrega 4 bits de informação por símbolo. Assim, a taxa efetiva de bits para o 16 VSB é igual a:

$$taxa \cdot efetiva \cdot de \cdot bits \ (16VSB) = taxa \cdot efetiva \cdot de \cdot bits \ (8VSB) \times 2 = 19,3926... \times 2 = 38,785...Mbit / s. \quad (9)$$

Os símbolos com 8 níveis combinados com os Dados de Sincronismo de Segmento e os Dados de Sincronismo de Campo serão utilizados para modular uma portadora simples com portadora suprimida. Antes da transmissão, a parte da banda lateral inferior deverá ser removida. A característica global (transmissor+receptor) é do tipo co-seno levantado, em ambas as extremidades da banda. A resposta é dividida igualmente entre o transmissor e o receptor, de modo que o transmissor possua uma resposta do tipo raiz quadrada de um co-seno levantado. Como o processo de modulação suprime a frequência da portadora, um tom piloto com potência apropriada é somado ao sinal, 310 kHz a partir do limite inferior do espectro.)

VI.2. MODULAÇÃO VSB

Os níveis nominais de entrada no modulador VSB são dados por -7, -5, -3, -1, +1, +3, +5 e +7, enquanto que os níveis de sincronismo de segmento e o sincronismo de campo são dados por -5 e +5. Um valor de 1,25 deve ser adicionado a cada nível nominal com o objetivo de se criar um tom piloto de pequena amplitude. Antes da adição do nível DC de

1,25 para geração do tom piloto, o sinal enviado ao modulador VSB será dado por :

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_n p(t - nT) \quad (10)$$

onde:

a_n representa nível nominal (-7,-5,...,+5,+7) do pulso $p(t)$.

$$T = \frac{1}{S_r} = \frac{1}{10,762...MHz} = 92,917...ns$$

A potência média de $x(t)$ será dada por $\langle x(t)^2 \rangle > P/T$, onde P é a energia de $p(t)$. O acréscimo do tom piloto transforma $x(t)$ em:

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} (a_n + 1,25) p(t - nT) \quad (11)$$

Sabendo-se que a_n possui média igual a zero, $x(t)$ terá agora uma potência média igual a $\langle x(t)^2 + 1,25^2 \rangle > P/T$, ou seja, a potência média aumentará por um fator de

$$\frac{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2) / 4 + (1,25^2)}{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2) / 4} = 1,0744... \quad (12)$$

o que corresponde a um aumento de apenas 0,31...dB na potência transmitida. A relação entre a potência do tom piloto e a potência média anterior de $x(t)$ será dada por:

$$\frac{1,25^2}{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2) / 4} = 0,074404... = -11,28...dB \quad (13)$$

O tom piloto será utilizado pelo receptor para a recuperação da portadora. A amplitude do tom piloto é suficientemente baixa para não produzir interferência significativa sobre um sinal NTSC ou HDTV operando no mesmo canal.

Parâmetro	Modo Terrestre	Modo Cabo de alta taxa de dados
Largura de Banda do Canal	6 MHz	6 MHz
Excesso de Largura de Banda	11.5%	11.5%
Taxa de símbolos	10.76 Msymbols/s	10.76Msymbols/s
Bits por símbolos	3	4
TCM	2/3 taxa	Não usada
Reed-Solomon FEC	t = 10 (207,187)	t = 10 (207,187)
Comprimento de Segmento	832 símbolos	832 símbolos
Sincronismo de Segmento	4 símbolos por segmento	4 símbolos por segmento
Sincronismo de Quadro	1 por 313 segmentos	1 por 313 segmentos
Taxa de dados	19,28 Mbit/s	38,57 Mbit/s
Rejeição co-canal NTSC	filtro de rejeição NTSC no receptor	Não usado
Contribuição de Potência do Piloto	0.3 dB	0.3 dB
N threshold	14.9 dB	28.3 dB

Tabela 2. Parâmetros do modo de transmissão VSB.

VI.3. ANÁLISE DO PROCESSO DE MODULAÇÃO

Considere que a seqüência dos símbolos digitais que saem do codificador em treliça seja dada por :

$$S = \{a_n\}, \text{ onde } a_n = \{\pm 7, \pm 5, \pm 3, \pm 1\}$$

A modulação VSB consiste em se transformar cada termo da seqüência em pulsos de RF, chamados de $h(t)$. Devido à simetria do espectro, os pulsos $h(t)$ podem ser considerados como o resultado da modulação de uma portadora numa freqüência $(f_0 + S_r/4)$ por pulsos em banda básica, denominados $p(t)$. A escolha da freqüência da portadora como $(f_0 + S_r/4)$ garante um espectro simétrico, conforme mostra a Figura 5.

No domínio do tempo, o pulso $h(t)$ será dado por:

$$h(t) = p(t) \cdot \cos[2\pi(f_0 + S_r/4)t] \quad (14)$$

onde:

f_0 freqüência da portadora de RF.

$$\Delta f = S_r/4 = 2,690... \text{MHz}$$

$p(t)$ pulso do tipo coseno levantado dado por:

$$p(t) = \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \quad (15)$$

onde :

$$\alpha \text{ roll-off} = 0,31\text{MHz}/2,690\text{MHz} = 0,115...$$

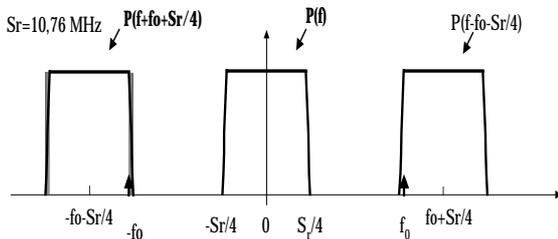


Figura 5. Espectros de $p(t)$ e $h(t)$.

Substituindo $p(t)$ na equação para $h(t)$, e usando a fórmula trigonométrica do cosseno de uma soma $\cos(a+b) = \cos(a)\cos(b) - \text{sen}(a)\text{sen}(b)$, ficamos com

$$h(t) = \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \times \cos[2\pi(f_0 + S_r/4)t] \quad (16)$$

$$h(t) = \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \times \cos(2\pi\Delta ft) \times \cos(2\pi f_0 t) - \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \times \text{sen}(2\pi\Delta ft) \times \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (17)$$

$$h(t) = \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft) \times \cos(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \times \cos(2\pi f_0 t) - \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft) \times \text{sen}(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \times \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (18)$$

$$h(t) = \frac{\text{sen}(4\pi\Delta ft)}{4\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \times \cos(2\pi f_0 t) - \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)^2}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \times \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (19)$$

Pode-se escrever $h(t)$ como:

$$h(t) = h_I(t) \times \cos(2\pi f_0 t) - h_Q(t) \times \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (20)$$

onde $h_I(t)$ representa a componente em fase e onde $h_Q(t)$ representa a componente em quadratura do sinal VSB, isto é :

$$h_I(t) = \frac{\text{sen}(4\pi\Delta ft)}{4\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \quad (21)$$

$$h_Q(t) = \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)^2}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \quad (22)$$

Estes sinais, $h_I(t)$ e $h_Q(t)$, são apresentados na Figura 6. As componentes em fase e quadratura modulam respectivamente portadoras defasadas de 90°, gerando bandas laterais que se cancelam, completa ou parcialmente, de modo a gerar o espectro VSB mostrado na Figura 5.

A Figura 7 apresenta o diagrama de olho do sinal 8VSB no padrão de televisão digital da Grande Aliança.

VII. MODULAÇÃO COFDM

O padrão de transmissão terrestre de televisão digital de alta definição adotado pelos países europeus (DVB-T - “Digital Video Broadcasting - Terrestrial”) utiliza uma técnica de modulação conhecida como OFDM (“Orthogonal Frequency Division Modulation”). Quando existe codificação de canal antecedendo o processo de modulação (como é o caso do padrão DVB-T), esta modulação é chamada de COFDM (“Coded Orthogonal Frequency Division Modulation”). A codificação de canal é realizada para diminuir os erros introduzidos pelas imperfeições do canal de transmissão. No Sistema DVB-T a codificação de canal envolve codificação de Reed-Solomon e de Treliça.

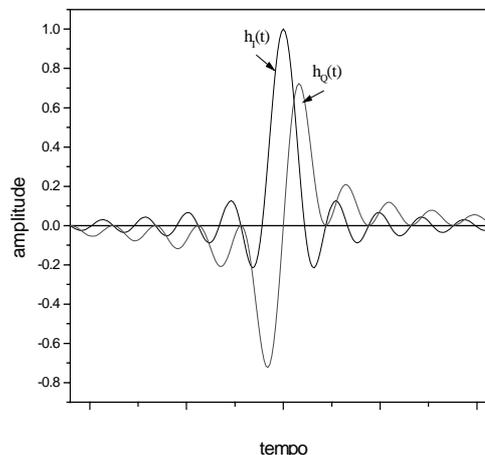


Figura 6. Sinal VSB: $h_I(t)$, em fase; e $h_Q(t)$, em quadratura.

OFDM é uma técnica de modulação que utiliza divisão em frequência para transmitir blocos de dados. Cada símbolo do sinal é constituído por um conjunto de portadoras, cada uma transportando informações independentes. No sistema DVB-T [12], os dados de entrada do modulador são números complexos representando pontos de uma constelação. A constelação utilizada pode ser QPSK, 16-QAM ou 64-QAM.

O Padrão DVB-T define o mapeamento dos bits a serem transmitidos em pontos de uma constelação de forma a se permitir, se assim desejado, transmissão hierárquica de informação em dois níveis de prioridade. Isso possibilita a utilização de técnicas de escalonamento de dados definidas no Padrão MPEG-2[13]. Essa possibilidade não é admitida no padrão de HDTV americano.

Além dos dados complexos (pontos da constelação), também são transmitidas portadoras-piloto e portadoras de parâmetros de sinalização (portadoras TPS - “Transmission Parameter Signaling”). As portadoras-piloto podem ser utilizadas para sincronização de quadro, de frequência e de tempo, estimação de canal e ainda para acompanhar o ruído de fase introduzido pelo canal. As portadoras TPS são utilizadas para se transmitir parâmetros do sistema (por exemplo, tamanho do intervalo de guarda, constelação utilizada, etc.).

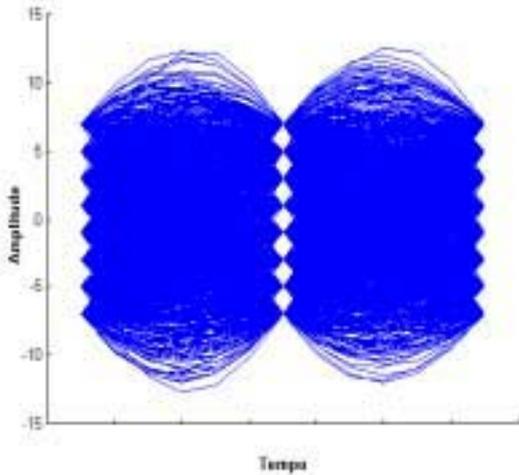


Figura 7. Diagrama de olho

O sinal transmitido é organizado em quadros de duração T_F com 68 símbolos de modulação OFDM que podem ser implementados no modos 2k e 8k. Cada símbolo é constituído por um conjunto de K portadoras, chamadas de células, sendo que $K = 1705$ no modo 2k e $K = 6817$ no modo 8k. Cada símbolo tem duração T_S , sendo que esse intervalo é dividido em duas partes: uma parte útil de duração T_U e um intervalo de guarda de duração Δ . O intervalo de guarda tem como objetivo reduzir a interferência intersimbólica e consiste de uma repetição cíclica de uma parte final do sinal útil (T_U) inserida no início do símbolo.

O sinal transmitido é definido pela seguinte expressão :

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \cdot \Psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (23)$$

onde

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j 2 \pi \frac{k'}{T_U} (t - \Delta - l \cdot T_S - 68m \cdot T_S)} & (l + 68m) \cdot T_S \leq t \leq (l + 68m) \cdot T_S, \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (24)$$

Os parâmetros utilizados nas Equações (23) e (24) são apresentados na Tabela 3.

k	Número da portadora
l	Número do símbolo COFDM
m	Número do quadro transmitido
K	Número de portadoras transmitidas
T_S	Duração de um símbolo COFDM
T_U	Inverso do espaçamento entre portadoras
Δ	Duração do intervalo de guarda
f_c	Frequência central do sinal em RF
k'	Índice da portadora relativo a frequência central: $K' = k - (K_{\max} + K_{\min})/2$
$c_{m,l,k}$	Dado complexo (ponto da constelação) transmitido pela portadora k do símbolo $(l-1)$ do quadro m

Tabela 3. Parâmetros do sinal OFDM

O Padrão DVB-T[12] define os valores numéricos destes parâmetros para os modos 2k e 8k. Esses valores são apresentados na Tabela 4.

VII.1. GERAÇÃO DO SINAL COFDM

No Anexo D do Padrão ETS 300 744 [12] sugere-se que seja utilizada a Transformada Discreta de Fourier (DFT - Discrete Fourier Transform) como ferramenta para se implementar o sistema de modulação COFDM. Entretanto, neste padrão não é especificada a maneira como se deve realizar esta implementação, ainda que sejam apresentados alguns aspectos práticos. A seguir será apresentada uma maneira de se realizar esta implementação.

Para se gerar o sinal COFDM utilizando-se a DFT inversa, será realizado um desenvolvimento matemático para o primeiro símbolo COFDM do primeiro quadro. Dessa forma, utilizando $m=0$ e $l=0$ na Equação 1, e considerando-se $\Delta=0$, tem-se

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t} \cdot \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{0,0,k} \cdot \Psi_{0,0,k}(t) \right\} \quad (25)$$

onde

$$\Psi_{0,0,k}(t) = \begin{cases} e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{k'}{T_U} \cdot t} & 0 \leq t \leq T_S, \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (26)$$

Considerando o sinal $S_b(t)$ como o equivalente em banda base de $S(t)$, fazendo $c_{0,0,k}=c_k$ e substituindo a Equação (26) na Equação (25), obtém-se

$$S_b(t) = \begin{cases} \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_k \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot \frac{k'}{T_U} \cdot t} & 0 \leq t \leq T_S, \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (27)$$

Como $K_{min}=0$ e $k' = k - (K_{max} + K_{min})/2$, tem-se

$$S_b(t) = \begin{cases} e^{-j\pi \frac{K_{max}}{T_U} t} \cdot \sum_{k=0}^{K_{max}} c_k \cdot e^{j 2\pi \cdot \frac{k}{T_U} t} & 0 \leq t \leq T_S, \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (28)$$

A expressão acima é semelhante à equação da Transformada Discreta de Fourier Inversa (DFT⁻¹), a saber,

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi \cdot k \cdot n}{N}} \quad (29)$$

Essa semelhança sugere a utilização da DFT inversa (DFT⁻¹) para síntese do sinal COFDM, pois a utilização de um oscilador para cada portadora torna a implementação desse sistema excessivamente complexa e cara. Além disso, a DFT⁻¹ pode ser calculada por meio de algoritmos rápidos. Se o número de subportadoras (K) fosse pequeno, poderia ser viável a utilização de um banco de filtros digitais onde cada filtro implementaria um oscilador. Entretanto para um número de portadoras grande ($K > 32$), como é o caso do sistema de modulação do Padrão DVB-T, a utilização da DFT é mais eficiente.

Parâmetros	modo 8k	modo 2k
Número de portadoras K	6817	1705
K_{min}	0	0
K_{max}	6816	1704
T_U	896 μ s	224 μ s
Espaçamento entre portadoras $1/T_U$	1116 Hz	4464 Hz
Espaçamento entra as portadoras K_{min} e K_{max} (nota 2)	7,61 MHz	7,61 MHz
NOTA 1: Os valores em itálico são valores aproximados		
NOTA 2: 6,66 MHz no caso de canais de lagura de faixa de 7 MHz		

Tabela 4. Valores numéricos para os parâmetros OFDM

A utilização da Transformada de Fourier para modulação e demodulação de sistemas de múltiplas portadoras foi proposto pela primeira vez por Weinstein e Ebert em [11]. Nesse trabalho, Weinstein e Ebert apresentam um sistema de transmissão com multiplexação em frequência semelhante ao COFDM, onde se utiliza a DFT ao invés da DFT⁻¹ para se construir o sinal a ser transmitido. Nesse sistema, cada símbolo é constituído de N portadoras que transportam N dados complexos. O sinal a ser transmitido é obtido através de uma filtragem passa baixas de N impulsos, cujas amplitudes são dadas pela DFT dos dados complexos de entrada. Entretanto, como foi demonstrado em [4], o número N de amostras não é suficiente para construir o sinal desejado através de um filtro passa baixas ideal.

Segundo o teorema da amostragem de Nyquist, um sinal contínuo limitado em frequência pode ser perfeitamente recuperado a partir de suas amostras se a taxa de amostragem for pelo menos duas vezes a maior frequência desse sinal. Caso esse princípio não seja observado, ocorrerá distorção do sinal devido a superposições de componentes do espectro do sinal. Essa distorção é conhecida como "aliasing", e caso ocorra "aliasing" o sinal não poderá ser reconstruído perfeitamente. Portanto, de acordo com o Teorema de Nyquist, N amostras não são suficientes para sintetizar o sinal a ser transmitido, pois com N amostras a taxa de amostragem é menor que duas vezes a maior frequência do sinal a ser sintetizado¹.

Voltando para a análise do sinal $S_b(t)$ e considerando esse sinal no intervalo $[0, T_S]$, verifica-se que esse sinal tem seu espectro limitado pela frequência máxima de $f_M = K_{max}/T_U$. Dado que K é o número de portadoras ($K = K_{max} - K_{min} + 1 = K_{max} + 1$), um número de K amostras não será suficiente para se obter o sinal $S_b(t)$ pois, de acordo com o teorema de Nyquist, a frequência da amostragem, f_A , deve ser: $f_A \geq 2f_M = 2K_{max}/T_U$. Se forem utilizadas $2K$ amostras a frequência de amostragem será de: $f_A = 2K/T_U = 2(K_{max} + 1)/T_U$. Neste caso, a frequência de amostragem é suficiente para a sintetização do sinal a partir dessas amostras.

Tomando-se $2K$ amostras do sinal $S_b(t)$ uniformemente espaçadas no intervalo $[0, T_U)$ (portanto, com período de amostragem de $T_U/2K$), tem-se:

$$\underline{S}_b(n) = S_b\left(\frac{n \cdot T_U}{2K}\right) = e^{-j\pi \frac{K_{max}}{T_U} \cdot \frac{n \cdot T_U}{2K}} \cdot \sum_{k=0}^{K_{max}} c_k \cdot e^{j 2\pi \cdot \frac{k}{T_U} \cdot \frac{n \cdot T_U}{2K}} \quad (30)$$

onde $n \in [0, 2K-1]$

Como $K_{max} = K-1$, tem-se

$$\underline{S}_b(n) = e^{-j \cdot \pi \cdot n \cdot \frac{K-1}{2K}} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} c_k \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi \cdot k \cdot n}{K} \cdot \frac{1}{2}} \quad (31)$$

O somatório da Equação (31) é semelhante ao somatório da Equação (29), que é a equação da transformada discreta inversa de Fourier. A diferença é um fator de meio que aparece no expoente do somatório da Equação (31). Para tornar esses dois somatórios equivalentes, de forma a possibilitar o uso da DFT⁻¹ no cálculo do sinal $S_b(t)$, deve-se realizar manipulações algébricas na Equação (31). Dessa forma, a Equação 9 passa a ser representada por duas equações, uma válida para os índices n pares, e outro para os índices n ímpares. Fazendo

$$n' = n/2 \Rightarrow n = 2n' \quad \text{para } n \text{ par,}$$

$$\text{onde } n' \in [0, K-1], \text{ e}$$

$$n'' = (n-1)/2 \Rightarrow n = 2n'' + 1 \quad \text{para } n \text{ ímpar}$$

$$\text{onde } n'' \in [0, K-1]$$

e substituindo na Equação (31), tem-se

¹ É importante observar que em seu artigo [11], Weinstein não especifica como deve ser implementada a filtragem passa baixas sugerida.

$$\underline{S}_b(n) = e^{-j\pi n \frac{K-1}{2K}} \cdot \begin{cases} \underline{S}'_b(n) & \text{para } n \text{ par,} \\ \underline{S}''_b(n) & \text{para } n \text{ ímpar.} \end{cases}$$

$$\underline{S}'_b(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k \cdot e^{j \frac{2\pi k \cdot 2n'}{K}} \quad \text{onde } n' = n/2,$$

$$\underline{S}''_b(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k \cdot e^{j \frac{2\pi k \cdot (2n''+1)}{K}} \quad \text{onde } n'' = (n-1)/2. \tag{32}$$

Dessas equações obtém-se:

$$\underline{S}_b(n) = \left(e^{-j\pi \frac{K-1}{2K}} \right)^n \cdot \begin{cases} \underline{S}'_b(n) & \text{para } n \text{ par,} \\ \underline{S}''_b(n) & \text{para } n \text{ ímpar.} \end{cases}$$

$$\underline{S}'_b(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k \cdot e^{j \frac{2\pi k \cdot n'}{K}} \quad \text{onde } n' = n/2, \tag{33}$$

$$\underline{S}''_b(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k \cdot e^{j \frac{\pi k}{K}} \cdot e^{j \frac{2\pi k \cdot n''}{K}} \quad \text{onde } n'' = (n-1)/2.$$

Fazendo $c''_k = c_k \cdot e^{j \frac{\pi k}{K}}$ tem-se

$$\underline{S}_b(n) = \left(e^{-j\pi \frac{K-1}{2K}} \right)^n \cdot \begin{cases} \underline{S}'_b(n) & \text{para } n \text{ par,} \\ \underline{S}''_b(n) & \text{para } n \text{ ímpar.} \end{cases}$$

$$\underline{S}'_b(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k \cdot e^{j \frac{2\pi k \cdot n'}{K}} \quad \text{onde } n' = n/2, \tag{34}$$

$$\underline{S}''_b(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c''_k \cdot e^{j \frac{2\pi k \cdot n''}{K}} \quad \text{onde } n'' = (n-1)/2.$$

Observa-se que as equações de $\underline{S}'_b(n)$ e $\underline{S}''_b(n)$ correspondem ao cálculo da transformada discreta inversa de Fourier dos vetores c_k e c''_k , respectivamente. As DFT⁻¹s podem ser implementadas através de algoritmos rápidos conhecidos como FFT (Fast Fourier Transform). Desta forma, é possível obter-se o vetor de amostras $\underline{S}_b(n)$ de maneira eficiente. Como $\underline{S}_b(n)$ é composto por amostras de $S_b(n)$ atendendo ao critério de Nyquist, o sinal $S_b(n)$ pode ser construído através de uma filtragem passa baixas de um trem de impulsos cujas amplitudes são dadas por $\underline{S}_b(n)$. A frequência de corte desse filtro deve ser de $F_{PB} = K/T_U$.

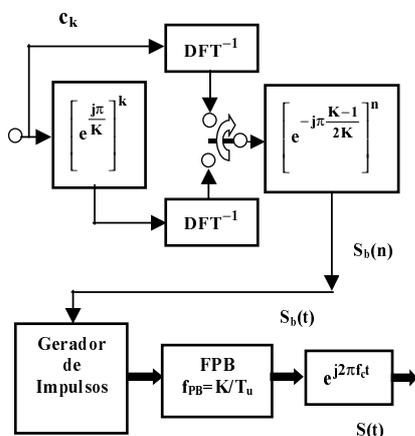


Figura 8. Geração de um sinal OFDM a partir das amostras c_k utilizando a DFT⁻¹

O diagrama de blocos da Figura 8 ilustra como o sinal $S(t)$ pode ser gerado a partir dos dados complexos c_k .

A chave alterna posições nas saídas das DFT⁻¹s da seguinte maneira: para n par, a posição da chave é a mostrada no diagrama, e para n ímpar a chave se conecta à saída da DFT⁻¹ inferior. O gerador de impulsos apresentado no diagrama da Figura 8 gera impulsos espaçados em intervalos de $T_U/2K$ segundos e com amplitudes dadas por $\underline{S}_b(n)$.

No diagrama apresentado, o filtro passa baixas é contínuo. Entretanto, pode-se opcionalmente utilizar um filtro discreto. Nesse caso, o gerador de impulsos é substituído por um interpolador que insere zeros entre as amostras de $\underline{S}_b(n)$. Deve-se também inserir um conversor D/A (digital analógico) na saída do filtro digital para se converter as amostras no sinal contínuo $S(t)$.

No processo de filtragem discreta (supondo um filtro ideal), os zeros inseridos pelo interpolador são substituídos por amostras do sinal $S(t)$. O número total de amostras de $S(t)$ obtidos dessa forma deve ser tal que mantenha em níveis reduzidos a distorção intrínseca do processo de conversão D/A. Quanto maior for o número de amostras, menor será essa distorção. Por outro lado, a escolha de um número excessivamente grande aumentará desnecessariamente a complexidade do modulador.

VII.2. CARACTERÍSTICAS DO ESPECTRO DE POTÊNCIA DO SINAL

O símbolo OFDM é constituído por um conjunto de K portadoras ortogonais uniformemente espaçadas. Se o tempo de duração de um símbolo fosse infinito (o que não teria sentido prático), o espectro do sinal seria um trem de impulsos pois o sinal é composto de um somatório de exponenciais. Como a duração de um símbolo é finita então o espectro de cada portadora é dado por uma função sinc ao quadrado. Dessa forma, a densidade de potência espectral $P_k(f)$ de cada portadora f_k , é definida pela seguinte expressão:

$$P_k(f) = \left[\frac{\text{sen}[\pi \cdot (f - f_k) \cdot T_S]}{\pi \cdot (f - f_k) \cdot T_S} \right]^2 \tag{35}$$

onde

$$f_k = f_c + \frac{k - (K_{\max} + K_{\min})/2}{T_U}; (K_{\min} \leq k \leq K_{\max}) \tag{36}$$

O gráfico da Figura 9 apresenta a potência espectral, $P_k(f)$, de uma portadora. A amplitude e a fase de cada portadora poderão variar dependendo do valor c_k a ela associado.

A densidade espectral de potência do sinal OFDM é a soma das densidades espectrais de potência de todas as portadoras moduladas. A Figura 10 apresenta o espectro teórico do sinal OFDM para um intervalo de guarda $\Delta=1/4$. Comparando o espectro apresentado na Figura 9 com o espectro do sinal de televisão analógica apresentado na Figura 2, pode-se observar que no caso do sistema DVB-T o espectro é melhor aproveitado.

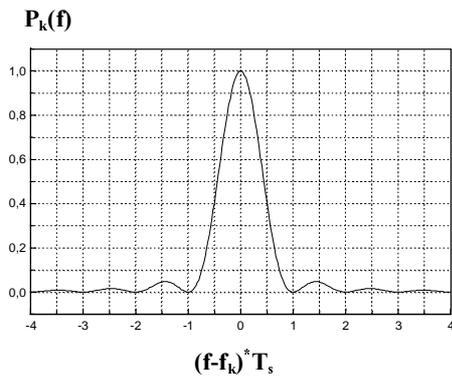


Figura 9. Espectro de potência da portadora k

Isso ocorre porque o espectro do sinal OFDM é aproximadamente plano dentro da faixa espectral útil, ao contrário do espectro do sinal de televisão analógica que apresenta regiões de maior concentração de potência (relativas às portadoras de vídeo, som e sub-portadora de cor).

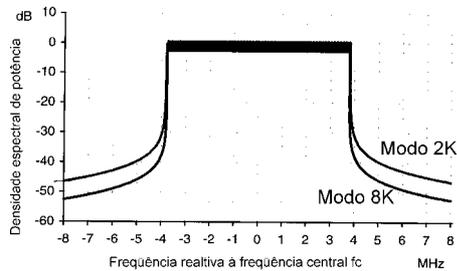


Figura 10. Espectro teórico do sinal OFDM para um intervalo de guarda $\Delta=1/4$

VII.3. CARGA ÚTIL TRANSMITIDA

Como já foi apresentado, o sistema americano estabelece uma única taxa de bits referente à carga útil (vídeo, áudio e dados multiplexados) de aproximadamente 19.39 Mbits/s. O sistema europeu, ao contrário, possibilita a utilização de diferentes taxas de bits referentes à carga útil. Essas taxas dependem da modulação, taxa de código e intervalo de guarda utilizados. A Tabela 5 apresenta essas possíveis taxas para o sistema DVB-T de 8 MHz de largura de banda.

Modulação	Taxa de códigos	Intervalo de guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4	14,93	16,59	17,56	18,1
	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,93	16,59	17,56	18,1
	2/3	19,91	22,12	23,42	24,13
	3/4	22,39	24,88	26,35	27,14
	5/6	24,88	27,66	29,27	30,16
	7/8	26,13	29,03	30,74	31,67

Obs: Estes valores são válidos para transmissão não hierárquica.

Tabela 5. Taxa de bits referente à carga útil para o sistema DVB-T de 8 MHz

No Brasil a faixa utilizada para transmissão de TV analógica é de 6 MHz, enquanto que a faixa utilizada pelo padrão DVB-T é de 8 MHz. Por isso, se o sistema de televisão digital de alta definição adotado no Brasil for o europeu, será necessário adaptar o padrão europeu para transmissão em uma faixa de 6 MHz, pois os dois sistemas (analógico e digital) deverão conviver por pelo menos uma década. Nesse caso, as taxas de bits de dados úteis serão menores. Essas taxas são apresentadas na Tabela 6.

Para que o sistema europeu tenha uma qualidade de reprodução de vídeo e áudio não inferior à do sistema americano, a taxa de bits úteis deve igual ou maior do que 19,39 Mbits/s. Esses valores estão destacados nas Tabelas 5 e 6 que indicam as possíveis combinações de parâmetros que poderiam ser utilizadas. Observa-se que a combinação, para o sistema adaptado com faixa de 6 MHz, que resulta em uma taxa mais próxima do sistema americano é aquela que utiliza modulação 64-QAM com taxa de código de 3/4 e intervalo de guarda de 1/16.

Modulação	Taxa de códigos	Intervalo de guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	3,74	4,15	4,39	4,52
	2/3	4,98	5,53	5,86	6,03
	3/4	5,6	6,22	6,58	6,79
	5/6	6,22	6,99	7,32	7,54
	7/8	6,53	7,26	7,69	7,92
16-QAM	1/2	7,46	8,3	8,78	9,05
	2/3	9,95	11,06	11,71	12,07
	3/4	11,2	12,44	13,17	13,58
	5/6	12,44	13,82	14,64	15,08
	7/8	13,07	14,51	15,37	15,83
64-QAM	1/2	11,2	12,44	13,17	13,58
	2/3	14,93	16,59	17,57	18,1
	3/4	16,79	18,66	19,76	20,36
	5/6	18,66	20,75	21,95	22,62
	7/8	19,6	21,77	23,06	23,75

Tabela 6. Taxa de bits de dados referente à carga útil em Mbits/s para um sistema DVT-T adaptado para faixa de 6MHz

VIII. CONCLUSÃO

Apresentou-se neste trabalho os dois sistemas de modulação propostos para transmissão do sinal de televisão de alta definição. A comparação de desempenho entre os dois métodos deve ser feita através de testes experimentais.

IX. AGRADECIMENTOS

Os autores deste artigo gostariam de agradecer o apoio e o suporte fornecido pelos seguintes órgãos de fomento à pesquisa: **FAPESP** – Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo; **CNPq** – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico; **CAPES** – Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior; **CPqD** – Fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações; **FAEP**- Fundo de Apoio ao Ensino e à Pesquisa da **UNICAMP**.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] SABLATASH, Mike, "Transmission of All-Digital Advanced Television State of the Art and Future Directions", IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 40, nº3, junho de 1994.
- [2] Wu, Yiyan e Caron, Bernard - Digital Television Terrestrial Broadcasting. IEEE Communications Magazine, maio de 1994.
- [3] CHIQUITO, José Geraldo - Parte de RF do Sistema HDTV. Publicação da FEEC 08/96-DECOM – FEEC – UNICAMP, 1997.
- [4] CHIQUITO, José Geraldo e FASOLO, Sandro Adriano – Transmissão de Dados por Multiplexagem em Frequência (OFDM). Publicação da FEEC 07/97- DECOM – FEEC – UNICAMP, 1997.
- [5] CHIQUITO, José Geraldo e FASOLO, Sandro Adriano – Camada de Transmissão e Modulação de Televisão Digital de Alta Definição – Padrões de Televisão Digital de Alta Definição do Sistema Americano (Grande Aliança) e do Sistema Europeu (DVB). Publicação da FEEC 014/97-DECOM – FEEC – UNICAMP, 1997.
- [6] ITU-T International Telecommunication Union - Recommendation J.83: Digital Multi-Programme Systems for Television Sound and Data Services for Cable Distribution. outubro, 1995.
- [7] ZOU, Willian Y. e WU, Yiyan. - COFDM: an Overview. IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 41, nº1, março de 1995.
- [8] WU, Yiyan e CARON, Bernard. - Digital Television Terrestrial Broadcasting. IEEE Communications Magazine, maio de 1994.
- [9] ATSC Standard A/53. Digital Television Standard. 1995.
- [10] ATSC Standard A/54. Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard. 1995.
- [11] WEINSTEIN, S. B. e EBERT, P.M. - Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. IEEE Transactions on Communications Technology, vol. COM-19, nº 15, outubro de 1971.
- [12] European Telecommunication Standard ETS 300 744,
- [13] "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital Terrestrial television (DVB-T)", ETSI, março de 1997.
- [14] ITU-T Recommendation H.262, ISO/IEC 13182-2, "Information Technology - Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio Information: Video," agosto, 1995.

Sandro Adriano Fasolo nasceu em Santo Ângelo-RS em 2 de fevereiro de 1968. Licenciado em Física em 1989 pela PUC-RS e formado em Engenharia Elétrica pela UFSM-RS em 1993. Em 1996 obteve o título de mestre em Eletrônica e Comunicações pela UNICAMP. Atualmente, é aluno de doutorado do DECOM/FEEC/UNICAMP. Sua área de interesse abrange simulações de sistemas de comunicação, mais precisamente filtragem adaptativa aplicada à transmissão de televisão de alta definição.

Yuzo Iano recebeu os títulos de Engenheiro Eletrônico, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica através da UNICAMP (Universidade Estadual de Campinas). Atualmente é Professor Adjunto do Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP (DECOM/FEEC/UNICAMP). É o responsável pelo Laboratório de Comunicações Visuais do DECOM. Seus interesses estão voltados para processamento digital de sinais de áudio e vídeo. Trabalha com pesquisas em televisão e em especial com a HDTV desde 1986.

Luiz Rômulo Mendes recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista com ênfase em Eletrônica pela Universidade Federal de Uberlândia, e Mestre em Engenharia Elétrica e Telecomunicações pela UNICAMP (Universidade Estadual de Campinas). Atualmente é estudante de Doutorado do Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP (DECOM/FEEC/UNICAMP). Seus interesses estão voltados para as áreas de processamento digital de sinais de áudio e vídeo e redes de alta velocidade.

José Geraldo Chiquito recebeu o título de Engenheiro Eletrônico pelo ITA (Instituto Tecnológico da Aeronáutica) em 1974. Recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica através da UNICAMP (Universidade Estadual de Campinas) em 1983. Atualmente é o responsável pelo Laboratório de Processamento de Sinais do DECOM/FEEC/UNICAMP. Seus interesses estão voltados para Transmissão e Modulação Digitais, Processamento de Sinais, Instrumentação Eletrônica e televisão de alta definição.

e-mail: sandro@decom.fee.unicamp.br;
yuzo@decom.fee.unicamp.br;
romulo@decom.fee.unicamp.br;
chiquito@decom.fee.unicamp.br