

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

RICARDO ANDREONI TRAVERSO

**TRANSMISSÃO DE TV DIGITAL
UTILIZANDO GAPFILLER**

Porto Alegre

2016

RICARDO ANDREONI TRAVERSO

**TRANSMISSÃO DE TV DIGITAL
UTILIZANDO GAPFILLER**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado como requisito parcial para a
obtenção do grau de Bacharel em Engenharia
Elétrica na Universidade Federal do Rio
Grande do Sul

Orientador: Prof. Eng. Luiz Sperotto Teixeira

Porto Alegre

2016

RICARDO ANDREONI TRAVERSO

**TRANSMISSÃO DE TV DIGITAL
UTILIZANDO GAPFILLER**

Este Trabalho de Conclusão foi analisado e julgado adequado para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora designada pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

Prof. Eng. Luiz Sperotto Teixeira

Prof. Dr. Ály Flores Ferreira Filho

Aprovado em: ___/___/___

BANCA EXAMINADORA

Prof. Eng. Luiz Sperotto Teixeira – UFRGS _____

Prof. Dr. Altamiro Amadeu Susin – UFRGS _____

Eng. Aquiles Macedo Dias – RBS TV _____

Aos meus pais, Fabrizio e Rosa, pelo incentivo ao estudo, pelo apoio nas horas mais difíceis e pelo amor incondicional.

AGRADECIMENTOS

À minha família, pais e irmãs, pessoas que me deram todo o amor e o suporte necessário para que eu pudesse vencer as etapas de minha vida acadêmica.

Ao professor Eng. Luiz Sperotto Teixeira, que me guiou durante o desenvolvimento deste trabalho e que me deu a liberdade de criação intelectual para a preparação do mesmo.

Ao CNPq, por me proporcionar uma das melhores experiências da minha vida, o intercâmbio acadêmico na Universidade de Sydney, através do Programa Ciências sem Fronteiras.

A todos meus grandes amigos do curso de Engenharia Elétrica, com os quais compartilhei os mais diversos momentos de felicidade, estudos, lamentações, vitórias e derrotas. Em especial aos meus grandes irmãos Gabriel Flores, Felipe Marques, Lucas Orsatto, Matheus Schiaffino e Augusto Carollo.

A todos meus grandes amigos e colegas de trabalho da RBS TV, pela força e pelo incentivo que me deram, compartilhando seus conhecimentos e experiências. Em especial, gostaria de agradecer aos Engenheiros Aquiles Dias, Emerson Costa, Luan Ono e Volmer Martins pela oportunidade oferecida e por acreditarem no meu potencial.

Aos meus amigos da vida, Beto, Gordo, Felice e Lucas, pelos momentos de descontração, risadas, festas e viagens compartilhadas.

A todas as pessoas que não foram mencionados aqui, mas que de alguma maneira contribuíram e fizeram parte desta caminhada.

RESUMO

Este projeto apresenta uma proposta de revisão das principais características da transmissão de TV Digital, no padrão ISDB-TB, as quais permitem a operação de uma estação *Gapfiller*, visando o aumento de cobertura de uma rede SFN. A utilização deste método minimiza os problemas gerados pela interferência de sinais advindos de múltiplas fontes e configura-se em uma rede mais segura e controlável, utilizando-se da característica aditiva de multipercurso do sinal digital para aumentar e fortalecer a área de cobertura dos canais. Neste trabalho, é feita uma análise de um caso real de aumento de cobertura na região de Florianópolis/SC. Para isto, são feitas simulações no *software* PROGIRA *plan* 5.3, utilizando o método de propagação CRC-*Predict*, e são exibidos os resultados de medidas de campo na região. Ainda, é feita uma comparação entre as simulações e as medidas, comprovando o modelo empregado.

Palavras chave: Gapfiller, Rede de Frequência Única, TV Digital, Intervalo de Guarda, Radiodifusão.

ABSTRACT

This project presents a proposal for the revision of the main characteristics of Digital TV transmissions, on ISDB-TB standards, which allow the Gapfiller operation in order to increase a SFN network coverage. The use of this method minimizes the problems generated by the interference of signals from multiple sources and it's configured in a network more secure and controllable, using the additive characteristic of multipath digital signal to increase and strengthen the channels' coverage area. In this work, it's analyzed a real case of increased coverage in Florianópolis/SC. This way, simulations are made using PROGIRA plan 5.3 software, applying CRC-Predict propagation method, and the results of field measurements are exhibited. Moreover, a comparison is made between the simulations and the measures, verifying the model used.

Keywords: Gapfiller, Single Frequency Network, Digital TV, Guard Interval, Broadcasting.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	11
1.1 EXPOSIÇÃO DO ASSUNTO	11
1.2 OBJETIVOS	12
1.3 ESTRUTURA DE TRABALHO	12
2. A TECNOLOGIA DA TV DIGITAL	14
2.1 CANALIZAÇÃO	14
2.2 A MODULAÇÃO	16
2.2.1 MODULAÇÕES POR AMPLITUDE, FASE E FREQUÊNCIA	16
2.2.2 CARACTERÍSTICAS DA MODULAÇÃO COFDM	21
2.3 INTERVALO DE GUARDA	27
2.4 A FORMAÇÃO DO SINAL DIGITAL	29
2.4.1 MULTIPLEX E REMUX	29
2.4.2 DIVISÃO POR CAMADAS	31
2.4.3 CÓDIGO CONVOLUCIONAL	32
2.4.4 MAPEAMENTO DE BIT ANTES DA MODULAÇÃO	33
2.4.5 ENTRELAÇAMENTO NO TEMPO	34
2.4.6 ENTRELAÇAMENTO NA FREQUÊNCIA	34
2.4.7 QUADRO OFDM	35
2.5 MEDIDAS DE ERRO, MER, BER E C/N	36
2.6 RELAÇÕES DE PROTEÇÃO	38
2.7 CONDIÇÕES DE RECEPÇÃO PADRÃO	40
2.7.1 RECEPÇÃO COM ANTENA EXTERNA	40
2.7.2 RECEPÇÃO COM ANTENA INTERNA	41
2.8 ANTENAS	41
3. O GAPFILLER	43
3.1 A REDE DE FREQUÊNCIA ÚNICA (SFN)	43
3.2 JANELA FFT	48
4. SIMULAÇÕES E RESULTADOS	53
4.1 SIMULAÇÃO DE UM GAPFILLER	53
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	62
5. CONCLUSÃO	71
5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	72
6. BIBLIOGRAFIA	73

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Exemplo de pulso num filtro de Nyquist	17
Figura 2: Comportamento de diferentes filtros	18
Figura 3: Constelação QPSK	19
Figura 4: Constelações de 64-QAM e 16-QAM	20
Figura 5: Comparação do espectro de FDM e OFDM	21
Figura 6: Subdivisões da banda do canal na modulação de multiportadora	22
Figura 7: Espectro OFDM	23
Figura 8: Diagrama de blocos do transmissor e receptor OFDM	26
Figura 9: Período total de símbolo	27
Figura 10: Efeitos de ecos nos símbolos	28
Figura 11: Diagrama de blocos do sistema ISDB-TB	29
Figura 12: Divisão da banda do sinal digital	31
Figura 13: Mapeamento I/Q para 64-QAM	33
Figura 14: Embaralhamento na Frequência	35
Figura 15: Transmissor hipotético com osciladores discretos	35
Figura 16: Modelo radiodifusão atual	44
Figura 17: Rede SFN sincronizada	46
Figura 18: Funcionamento do Gapfiller	47
Figura 19: Atraso dos sinais visto pelo receptor	49
Figura 20: Sincronização do receptor	50
Figura 21: Alocação da janela FFT a partir do sinal mais forte	51
Figura 22: Alocação da janela FFT a partir do centro de gravidade	52
Figura 23: Diagrama horizontal da antena da Geradora de Florianópolis/SC	54
Figura 24: Painéis de dipolos da Geradora de Florianópolis/SC	55
Figura 25: Diagrama horizontal da antena de Canasvieiras	55
Figura 26: Antena Slot 2 Fendas de Canasvieiras	56
Figura 27: Área de cobertura da rede SFN de Florianópolis/SC	57
Figura 28: Área de sombra pretendida para o Gapfiller	58
Figura 29: Sinal bloqueado pelo morro	59
Figura 30: Diagrama horizontal da estação reforçadora de Ingleses	60
Figura 31: Antena de recepção de Ingleses	60
Figura 32: Área de cobertura do gapfiller de Ingleses	61
Figura 33: Área de cobertura do sistema completo	62
Figura 34: Pontos de medidas no norte de Florianópolis/SC	63
Figura 35: Analisador de espectro Anritsu MS 2721B	63
Figura 36: Resposta ao impulso dos sinais em P5	65
Figura 37: Delay Profile experimental em P5	66
Figura 38: Resposta ao impulso dos sinais em P9	66
Figura 39: Delay Profile experimental em P9	67
Figura 40: Resposta ao impulso dos sinais em P13	67
Figura 41: Delay Profile experimental em P13	68
Figura 42: Resposta ao impulso dos sinais em P15	68

Figura 43: Delay Profile experimental em P15	69
Figura 44: Resposta ao impulso dos sinais em P17.....	69
Figura 45: Delay Profile experimental em P17	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Modos do segmento OFDM	33
Tabela 2: Classificação das Estações em Função de suas Características Máximas para a Faixa de VHF	38
Tabela 3: Classificação das Estações em Função de suas Características Máximas para a Faixa de UHF	39
Tabela 4: Intensidade de Campo do Contorno Protegido	39
Tabela 5: Distância máxima para Modo 3	46
Tabela 6: Medidas do canal 33 em Florianópolis/SC	64

1. INTRODUÇÃO

A história da radiodifusão Brasileira, que desemboca na escolha do padrão de TV digital e o uso de tal tecnologia, inicia-se nos anos 20 com as primeiras emissoras de rádio do Rio de Janeiro e São Paulo. Em seguida, o interesse pelo Governo Vargas pelo rádio e o surgimento dos primeiros grandes conglomerados de mídia.

No mundo, a segunda guerra mundial demanda alto desenvolvimento das radiocomunicações, e é neste período que ocorrem as primeiras experiências com TV na Inglaterra e na Alemanha. A década de 70 é marcada pela aplicação comercial do transistor, o surgimento da TV em cores, o vídeo-tape, as rotas de micro-ondas, os primeiros usos de satélite para transmissão ao vivo de jogos de futebol dentre outros. No final dessa década há um exponencial crescimento do número de emissoras ligadas principalmente à Rede Globo, que se torna praticamente a monopolizadora da radiodifusão no Brasil.

A necessidade de melhor aproveitar o espectro radielétrico para atender todas essas demandas com canais abertos encontra solução no sistema de multiprogramação da TV Digital proposta em 2000 e instalada na primeira década do século XXI. A decisão pelo padrão pauta-se no fato de que a televisão digital brasileira, quanto às emissoras comerciais, deva dar preferência à alta definição (HD).

1.1 EXPOSIÇÃO DO ASSUNTO

A TV aberta constitui-se em um sistema de radiodifusão, Broadcasting, no qual um único transmissor emite sinais audiovisuais que serão recebidos por vários receptores. A canalização das emissoras permitiu que a faixa de frequências, disponíveis para a transmissão, fosse dividida entre as geradoras de TV sem que as mesmas interferissem uma sobre as outras. Devido aos problemas de interferência existentes no sistema analógico, que existiam em receptores provenientes da transmissão das várias emissoras de TV ou de multipercurso de seus sinais, foi elaborada a rede atual de transmissão e retransmissão de canais.

As características do sinal analógico, bem como as dificuldades de se construir filtros simples, fez com que se adotasse a rede MFN para sistemas de TV. Esta rede tinha por objetivo, para um mesmo receptor, impedir problemas devido à

sinais recebidos da mesma emissora através de uma RTV ou de outra emissora, ou seja, a faixa de frequência, referente à um canal, em qualquer área deveria ser coberta apenas por um único sinal.

As emissoras de TV, com o objetivo de expandir suas áreas de cobertura, utilizaram-se da retransmissão por MFN, implantando RTVs ao longo dos territórios de interesse. Essa elaborada multiplicação de sinais fez com que existisse uma enorme gama de frequências atuando em semelhantes áreas de cobertura.

No ano de 2006, quando foi estabelecida a implantação da TV Digital no Brasil, utilizou-se o mesmo sistema já existente para a implantação do novo modelo. A incorporação do novo sinal não significou o desligamento do sinal anterior, previsto para ocorrer de 2015 até 2018, segundo a ANATEL. Esse fato levou a uma nova gama de frequências e sinais sendo gerados sobre um mesmo território.

Os problemas encontrados para a transmissão analógica de sinais, em uma mesma frequência, podem ser contornados quando se fala sobre sinais digitais. Devido às características binárias e à forma como o sinal, que será transmitido é montado, o que antes era encarado como problema tornou-se uma solução devido às características aditivas do novo sinal, possibilitando a operação em uma mesma frequência (canal).

1.2 OBJETIVOS

Este projeto tem como objetivo discutir a implantação de uma rede SFN utilizando *gapfiller*, como forma de aumentar a cobertura de TV Digital. Apresentar as vantagens de uma rede SFN na utilização do espectro de frequências sobre o modelo atualmente empregado em território nacional (MFN). Simular a cobertura de uma estação reforçadora de sinal em uma rede SFN real através de um *software* e comparar com os resultados de medidas de campo, a fim de comprovar o modelo de propagação utilizado.

1.3 ESTRUTURA DE TRABALHO

Este trabalho foi dividido em cinco capítulos, que seguem: Introdução, A Tecnologia da TV Digital, O *Gapfiller*, Simulações e Resultados, Conclusão.

No primeiro capítulo, introduziu-se a história da TV brasileira, atentando-se ao atual modelo de transmissão e retransmissão do sistema brasileiro apontando os motivos pela escolha do mesmo e os problemas encontrados nesse processo.

O segundo capítulo apresenta uma revisão bibliográfica da transmissão do sinal digital, explicando as características principais que possibilitam a operação de uma rede SFN.

O terceiro capítulo descreve os aspectos de uma rede SFN e do *Gapfiller*, detalhando as formas de operação, os instrumentos necessários e algumas soluções para problemas de realimentação das antenas.

O quarto capítulo apresenta os estudos realizados para a implementação de um *Gapfiller* na região de Florianópolis/SC, bem como os resultados obtidos das medidas de campo realizadas.

O quinto capítulo expõe as conclusões obtidas através deste projeto e a indicação para trabalhos futuros nessa área de estudo.

2. A TECNOLOGIA DA TV DIGITAL

2.1 CANALIZAÇÃO

A troca de informações, atualmente, é composta por diversos serviços de comunicações, os quais utilizam diferentes tecnologias para transmitir seus dados. Independentemente se o serviço é composto por áudio, vídeo ou ambos, todos necessitam de transmissores e receptores em seu sistema. A canalização é responsável pela divisão do espectro de frequências destinado a esses serviços, delimitando a faixa de operação para uma estação de televisão, de rádio, um serviço de telefonia, etc.

O espectro eletromagnético está subdividido desde as baixas até as altas frequências. As que interessam aos sistemas de comunicação são as faixas de *Medium Frequency* (MF), *Very High Frequency* (VHF), *Ultra High Frequency* (UHF) e *Super High Frequency* (SHF). As emissoras AM operam na faixa de ondas médias ou MF, já as emissoras de FM e parte dos canais de TV operam na faixa VHF. A faixa UHF comporta o restante das emissoras de TV e os serviços de telefonia, enquanto a faixa de SHF é ocupada pelos sistemas de *uplink* (subida) e *downlink* (descida) de satélite e operação de rádio digital. Dentre tantos serviços de telecomunicação diferentes, com características de operação e necessidade de bandas de frequências compatíveis para seus funcionamentos, é exigida uma gama de moduladores e demoduladores que operem de acordo com as diversidades de cada sistema.

Os modelos de canalização utilizados no mundo nunca foram unificados, cada um segue as percepções e análises dos responsáveis técnicos de cada região, entretanto todos utilizam a mesma faixa de VHF e UHF para operar seus sinais de TV. No Brasil, o órgão responsável pela legislação e outorga dos canais televisivos é a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL). Esse órgão é que define todas as características de operação do Serviço de Radiodifusão de Sons e Imagens e de Retransmissão de TV e TVD, como a largura de banda, o número de canais disponíveis, etc. O sistema opera em *Broadcasting*, ou seja, o sinal é gerado por uma única fonte (emissora) e é recebido por uma gama enorme de receptores (telespectadores).

As emissoras de TV sempre buscam cobrir a maior área povoada possível com seu sinal, a fim de atingir o maior número de telespectadores, aumentando sua cobertura efetiva. Deste modo, foram criadas as Retransmissoras de TV (RTV) para cobrir locais aonde o seu sinal não chega. É importante salientar que uma RTV não produz conteúdo algum, apenas retransmite o sinal proveniente da geradora.

Historicamente, devido às características de modulação da transmissão analógica, essas estações operam em uma rede de multifrequências (MFN), onde um mesmo sinal é transmitido e retransmitido em diferentes canais. O modelo de rede MFN atendia o mercado nacional desde o começo das transmissões até o início da implantação do sistema digital e a concessão de parte dos canais UHF para as empresas de telecomunicações utilizarem na quarta geração de telefonia (4G), na faixa de 700 MHz. A disputa por canais vagos para a operação de TV digital tornou-se intensa em grandes centros populacionais, onde diversas emissoras já utilizam canais para o sistema analógico, diminuindo as opções para a digitalização. As características de modulação do sistema digital ajudaram na solução deste problema, permitindo a operação em *Single Frequency Network* (SFN).

No Brasil, existem 12 canais em VHF (2 ao 13) e 54 canais em UHF (14 ao 68), porém a faixa do canal 52 ao 68 será destinada aos serviços de telecomunicação de 4G, logo após a digitalização (ANATEL Resolução nº625, 2013). Com a diminuição de canais destinados ao serviço de radiodifusão de sons e imagens, surgiu a necessidade da operação em SFN. Contudo, a instalação de estações de redes SFN sincronizadas tem custos elevados quando comparados aos de uma estação reforçadora de sinal (*gapfiller*), devido à necessidade de equipamentos dedicados para sua sincronização.

2.2 A MODULAÇÃO

2.2.1 MODULAÇÕES POR AMPLITUDE, FASE E FREQUÊNCIA

A modulação de sinais digitais ocorre de diversas maneiras com técnicas distintas, onde a informação é inserida numa portadora de sinais. As mais comuns são as chamadas *Shift Keying*, que são divididas em *Amplitude Shift Keying* (ASK), *Frequency Shift Keying* (FSK) e *Phase Shift Keying* (PSK). A maioria dos sistemas atuais utiliza uma mistura das modulações ASK e PSK, na qual os dados são transmitidos nas componentes de fase e de quadratura da portadora. Essa combinação entre as possíveis fases e amplitudes gera uma gama de modulações em multiníveis, as quais serão tratadas nesse capítulo, com foco nas utilizadas no Sistema Brasileiro de Televisão Digital Terrestre (SBTVD-TB).

Numa transmissão convencional, os símbolos são enviados em sequência através de uma única portadora, que ocupa toda faixa de frequências disponível. A técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM) consiste na transmissão paralela de dados em diversas subportadoras moduladas em PSK ou Modulação de Amplitude em Quadratura (QAM), possibilitando a diminuição das taxas de transmissão por subportadoras. A redução na taxa de transmissão e o correspondente aumento na duração dos símbolos transmitidos implicam numa diminuição da sensibilidade à seletividade em frequência (dispersão no tempo) causada por multipercurso (Pinto & Albuquerque, 2002).

Um sinal digital consiste em uma série de pulsos com valores lógicos binários, zeros e uns. Cada um desses pulsos elétricos tem duração finita de T segundos. Utilizando a análise de Fourier, pode ser demonstrado que um sinal digital ideal, que possui duração finita de T segundos, terá espectro infinito no domínio de frequências. O contrário também acontece, um pulso com espectro finito de frequências terá representação infinita no tempo, causando interferências entre os pulsos consecutivos, impossibilitando a modulação. Como resultado, é necessário um limite de banda para pulsos no domínio do tempo, um filtro.

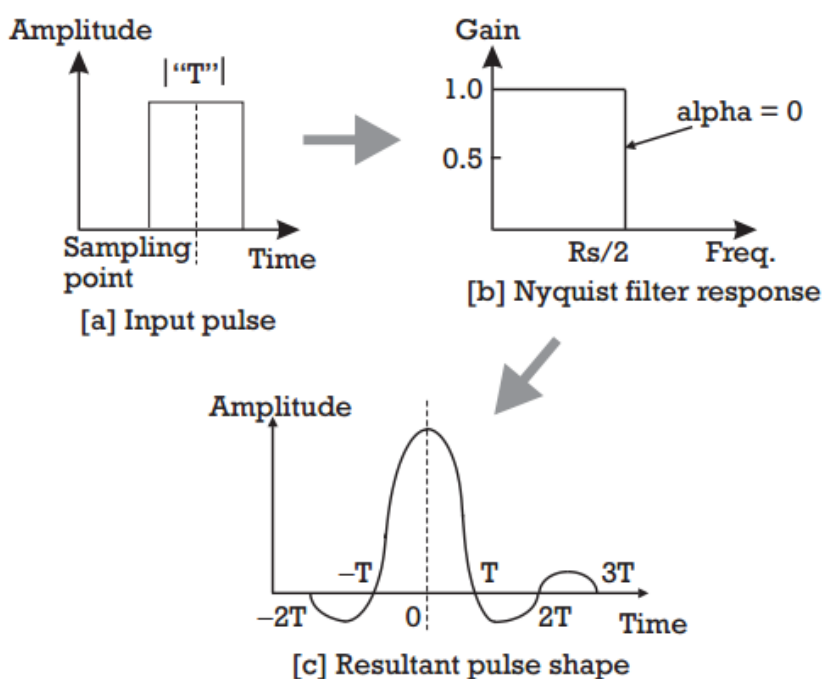
O filtro de Nyquist permite que um pulso tenha limitada largura de banda antes da modulação. Esses filtros têm como característica uma resposta retangular e atraso

de grupo nulo. A largura de banda de um pulso após o filtro é definida pela Equação (1).

$$B_W = \left(\frac{R_s}{2}\right)(1 + \alpha) \quad (1)$$

Em (1), R_s representa a taxa do pulso e α é o fator do filtro, onde $0 < \alpha < 1$. Quando o fator do filtro é igual à zero, tem-se o filtro de Nyquist, onde a largura de banda é exatamente a metade da taxa de símbolos do sinal. A Figura 1 mostra um pulso finito [a], aplicado a um filtro de Nyquist [b] e a forma de onda resultante [c].

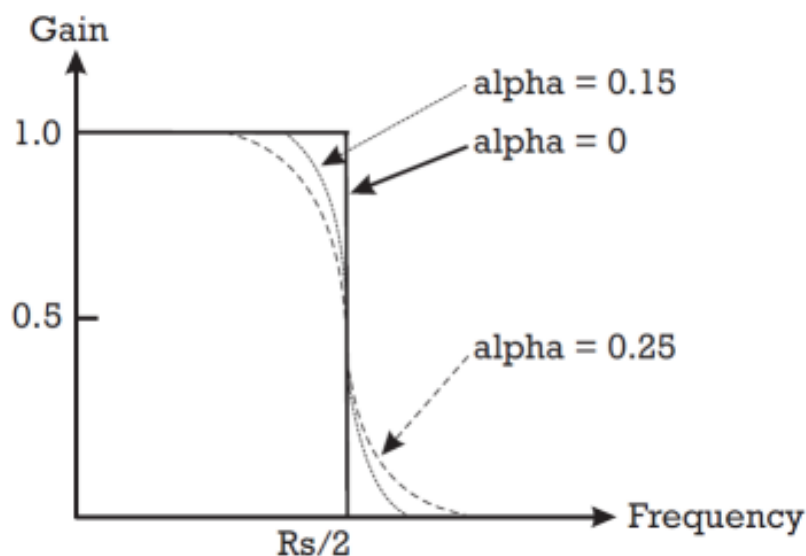
Figura 1: Exemplo de pulso num filtro de Nyquist



Fonte: O'Leary, 2000

O filtro apresentado acima é idealizado e, portanto, impossível de ser praticado. Normalmente, o valor de α dos filtros reais utilizados está entre 0,1 e 0,4 e apresenta menor amplitude fora do período do pulso principal T , tendo uma resposta melhor que a de Nyquist. A Figura 2 apresenta o comportamento de tais filtros para diferentes valores de α .

Figura 2: Comportamento de diferentes filtros



Fonte: O'Leary, 2000

Em sistemas que utilizam apenas um bit para cada pulso, a taxa de bits é igual à taxa de símbolos. Entretanto, através da codificação da informação, é possível que mais de um bit seja alocado por pulso. O canal de comunicação ideal tem velocidade máxima igual ao dobro da largura de banda, segundo Nyquist. A capacidade de informação no canal, em Hertz, é definida pela fórmula de Hartley, conforme a Equação (2), onde B_w representa a largura de banda do canal e n o número de níveis de codificação.

$$C = 2(B_w) \log_2 n \quad (2)$$

A modulação dos sinais de TV digital é feita em fase e amplitude, sendo uma combinação entre as modulações ASK e PSK. A modulação ASK consiste na alteração da amplitude da onda portadora em função do sinal a ser transmitido. A amplitude translada entre dois valores, usualmente ligado e desligado, representando o sinal binário "1" e "0". Esta técnica é semelhante à modulação AM para sinal analógico e, como tal, também possui perda de potência relativa da onda portadora.

A modulação PSK é um processo no qual a fase da onda portadora é alterada em função do sinal digital transmitido. Quando ocorre uma transição no nível lógico do sinal digital, há uma mudança de 180 graus na fase da portadora com relação ao ângulo anterior.

A fim de aumentar a eficiência espectral do processo de modulação, a combinação de modulações PSK e ASK em diferentes níveis é utilizada formando a modulação QAM. A transmissão dos dados em fase com componentes de quadratura permite que se tenham amplitudes diferentes para as fases possíveis, enviando mais de uma informação por símbolo.

Para formar o sinal QAM, uma portadora recebe um nível de amplitude Q e, em seguida, a portadora é defasada de noventa graus e recebe outro nível de amplitude I , determinado pela informação. A soma dos dois sinais é dada pela Equação (3). O resultado desse processo pode ser plotado no plano $Q \times I$, gerando constelações de pontos que representam os valores possíveis para o sistema.

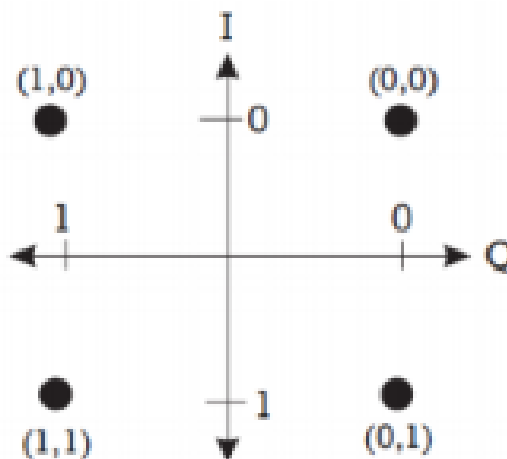
$$QAM_{signal} = Q\cos(\omega t) + I\sin(\omega t) \quad (3)$$

As modulações do tipo 2^n QAM são modulações usuais, que, dependendo do número de estados permitidos, o número de bits que cada símbolo poderá transmitir varia. A Equação (4) descreve a relação do número de bits com o número de símbolos e o número de bytes, onde m é bits, n símbolos e k bytes.

$$8k = m n \quad (4)$$

Utilizando-se apenas dois níveis de amplitude em cada eixo, como na modulação *Quaternary Phase Shift Keying* (QPSK) mostrada na Figura 3, são formados quatro estados possíveis, transmitindo dois bits de informação para cada símbolo.

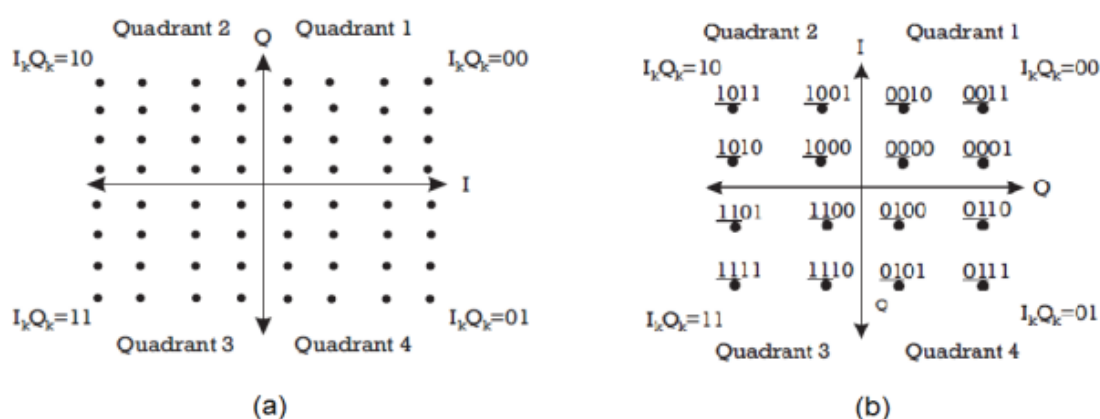
Figura 3: Constelação QPSK



O aumento do número de bits por símbolo e o correspondente aumento de pontos das constelações geram sinais com maior qualidade, porém mais suscetíveis a ruídos e interferências. O maior número de pontos e a mesma energia da constelação produzem menores distâncias entre os pontos, sendo mais difícil a distinção de cada ponto. Isso resulta em um maior *Bit Error Rate* (BER), que é a taxa de erro de bits, e menor *Modulation Error Ratio* (MER), comparado a menores modulações QAM. Nesse sentido, deve haver um balanço entre a obtenção de maiores taxas de transmissão e níveis de BER e MER aceitáveis para os sistemas de transmissão.

No Brasil, as modulações mais utilizadas para *broadcasting* são 16-QAM e 64-QAM, onde é possível transmitir quatro e seis bits por símbolo respectivamente. Na TV a cabo, usualmente encontram-se sinais modulados em 64-QAM e 256-QAM, pelo fato de não haver interferências de multipercurso nem a necessidade de grandes potências para sua transmissão. A Figura 4 mostra as constelações de sinais 64-QAM [a] e 16-QAM [b].

Figura 4: Constelações de 64-QAM e 16-QAM



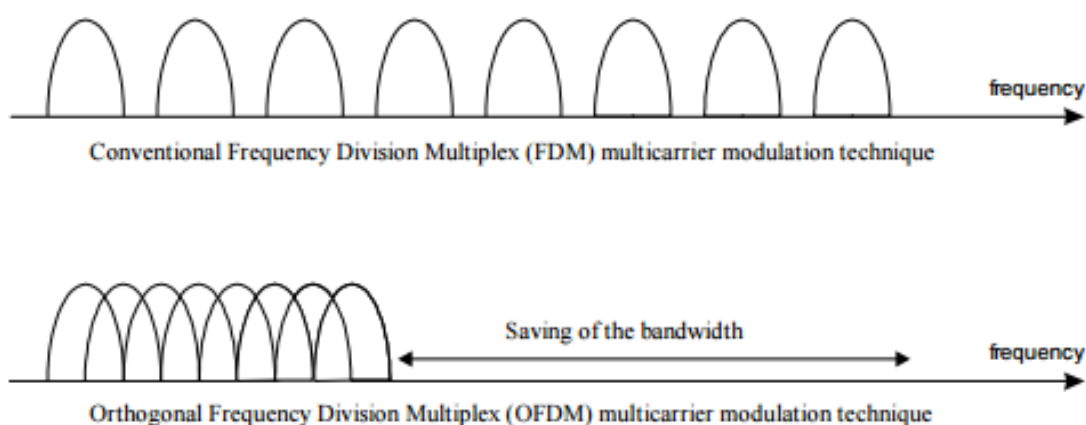
Fonte: Adaptado de O'Leary, 2000

O distanciamento dos bits formadores dos quadrantes é importante para evitar erros de transmissão, por isso em certos casos prefere-se a modulação 16QAM devido a sua segurança e robustez. Países como o Japão e Coréia do Sul estudam a transmissão de UHD TV, a tecnologia de definição em 4K e 8K, em modulações de 256-QAM até 4096-QAM, onde se utiliza polarização dupla das antenas, para dividir a informação transmitida (ITU-R WP6A, 2015).

2.2.2 CARACTERÍSTICAS DA MODULAÇÃO COFDM

O conceito de transmissão de dados em paralelo pela multiplexação por divisão de frequências (FDM) foi publicado na década de 1960 (Chang, 1966). O avanço das tecnologias de modulação de *Single-Carrier Modulation* (SCM) para *Multi-Carrier Modulation* (MCM) permitiu o aumento no número de portadoras. A modulação chamada de *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) divide um único sinal digital em diversas subportadoras com frequências ortogonais, não havendo interferências entre cada uma delas. Com as características e inovações do modelo de MCM, houve um grande avanço em relação à técnica de SCM, diminuindo problemas provenientes de multipercurso, ruídos a impulso, entre outros. OFDM é uma versão otimizada das transmissões MCM, uma vez que nem todos padrões de multiportadora são ortogonais entre si. A Figura 5 compara o uso da banda de frequências para sinais FDM e OFDM.

Figura 5: Comparação do espectro de FDM e OFDM



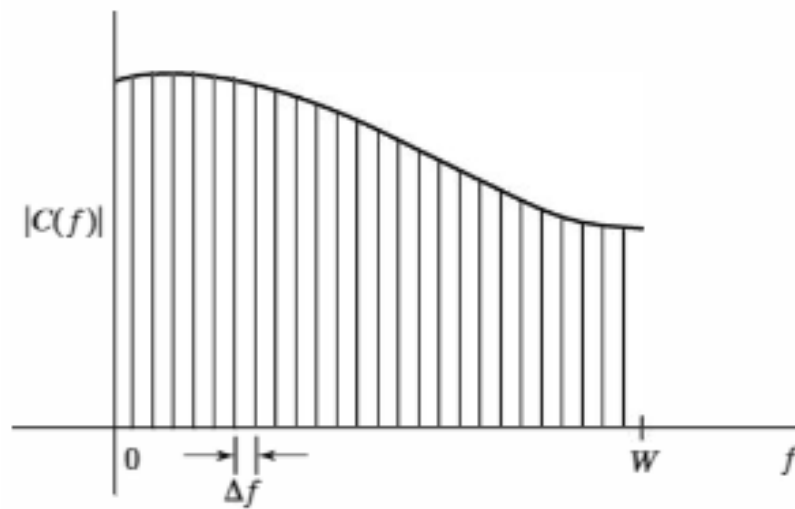
Fonte: (Edfors, Sandell, Beek, Landström, & Sjöberg, 1996)

A parte “ortogonal” de OFDM indica que há uma relação matemática precisa entre as frequências das portadoras do sistema. Num sistema normal FDM, as diversas portadoras são espaçadas umas das outras suficientemente para que seja possível a recepção dos sinais com o uso de filtros e demoduladores convencionais. Em tais filtros, é necessária a inserção de bandas de guarda entre as portadoras, como na Figura 5, causando a diminuição da eficiência do espectro. Entretanto, é possível alocar as portadoras em intervalos muito próximos num sinal OFDM, não

havendo interferência entre portadoras adjacentes. Para fazer isso, as portadoras devem ser matematicamente ortogonais entre si.

Na modulação de multiportadora, a largura de banda disponível do canal é subdividida em um número igual de bandas de subcanais, como ilustrado na Figura 6.

Figura 6: Subdivisões da banda do canal na modulação de multiportadora



Fonte: Adaptado de (Edfors, Sandell, Beek, Landström, & Sjöberg, 1996)

Então, cria-se $K = W/\Delta f$ subcanais, onde W é a largura de banda total do canal e Δf é a frequência de separação entre subportadoras adjacentes. Símbolos de informação diferentes são transmitidos simultaneamente e sincronizados nos K subcanais. Portanto, os dados são transmitidos por uma FDM.

Para cada subcanal, associa-se uma portadora de sinal

$$x_k(t) = \text{sen}2\pi f_k t, \quad k = 0, 1, \dots, K - 1 \quad (5)$$

onde f_k é a frequência média do k -ésimo subcanal. Se as outras portadoras estiverem em frequências que, no domínio do tempo, têm um número inteiro de períodos do símbolo (τ), então o processo de integração resulta em zero contribuições das outras portadoras. Portanto, as portadoras são linearmente independentes (ortogonais) se o espaçamento entre elas for um múltiplo de $1/T$ (Edfors, Sandell, Beek, Landström, & Sjöberg, 1996). Seleciona-se a taxa de símbolo $1/T$, em cada um dos subcanais, igual à frequência de separação Δf entre subportadoras adjacentes. Consequentemente,

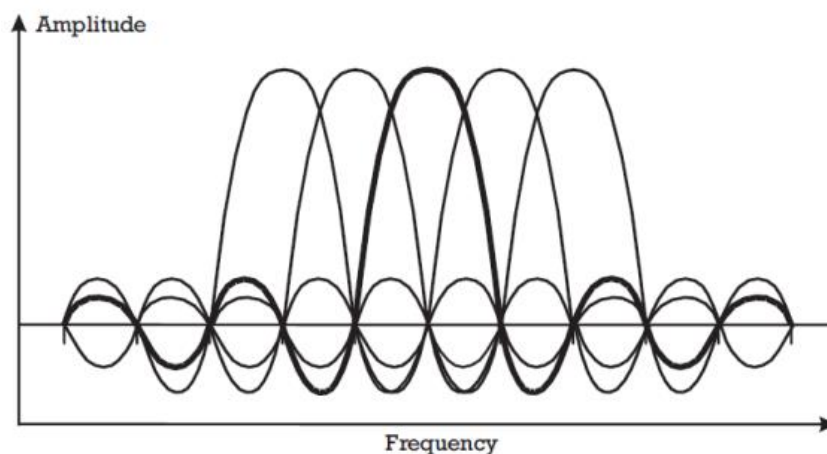
as subportadoras são ortogonais durante a duração do símbolo T , independente da fase relativa entre quaisquer duas subportadoras – isto é

$$\int_0^T \text{sen}(2\pi f_k t + \phi_k) \text{sen}(2\pi f_j t + \phi_j) dt = 0 \quad (6)$$

onde $f_k - f_j = n/T$, $n = 1, 2, \dots$, para ϕ_k e ϕ_j arbitrários. Com essa restrição, tem-se a multiplexação de frequências divididas ortogonais, (YATES & GOODMAN, 2005).

Um sistema OFDM pode ser projetado para evitar o efeito da interferência entre símbolos, que é normalmente encontrado em um sistema de portadora única. Se T_s é o intervalo entre símbolos num sistema de portadora única, o intervalo entre símbolos num sistema OFDM, tendo K subcanais, é $T = K T_s$. Selecionando K suficientemente grande, o intervalo entre símbolos T no sistema OFDM pode ser feito muito maior que a dispersão de tempo do canal. Portanto, a interferência entre símbolos num sistema OFDM pode ser arbitrariamente pequena pela adequada seleção de K . Nesse caso, a largura de banda de cada subcanal é suficientemente pequena e parece ter frequência de resposta fixa $C(f_k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, K - 1$, (YATES & GOODMAN, 2005). A Figura 7 mostra que nas frequências centrais de cada subcanal não há interferências de outros subcanais.

Figura 7: Espectro OFDM



Fonte: O'Leary, 2000.

O modulador e o demodulador em um sistema OFDM são implementados pelo uso de bancos de filtros sintonizados em paralelo baseados na Transformada de Fourier Discreta (DFT). Para demonstrar tal implementação, será considerado um

modulador OFDM que gera K subportadoras independentes, onde cada subportadora é modulada por símbolos selecionados de uma constelação de sinal QAM. Indica-se os valores complexos do sinal correspondente aos símbolos de informação nos K subcanais por X_k , $k = 0, 1, \dots, K - 1$. Portanto, esses símbolos de informação $\{X_k\}$ representam os valores da DFT de um sinal de multiportadora OFDM $x(t)$, onde a modulação em cada portadora é QAM. Porque $x(t)$ deve ser um sinal de valor real, seus N pontos DFT $\{X_k\}$ devem satisfazer a propriedade de simetria $X_{N-k} = X_k^*$, (YATES e GOODMAN, 2005). Pela informação dos símbolos K $\{X_k\}$, cria-se $N = 2K$ símbolos definindo

$$\begin{aligned} X_{N-k} &= X_k^*, \quad k = 1, 2, \dots, K - 1 \\ X'_0 &= \text{Real}(X_0) \\ X'_K &= \text{Im}(X_0) \end{aligned} \quad (7)$$

Observa-se que o símbolo de informação X_0 é dividido em duas partes, ambas reais. É conveniente indicar a nova sequência de símbolos como $\{X'_k, k = 0, 1, \dots, N - 1\}$. Então a inversa DFT (IDFT) dos N pontos de $\{X'_k\}$ retorna a sequência de valores reais

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X'_k e^{j2\pi n \frac{k}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (8)$$

onde $\frac{1}{\sqrt{N}}$ é simplesmente um fator de escala. A sequência $\{x_n, 0 \leq n \leq N - 1\}$ corresponde às amostras de sinal da multiportadora OFDM $x(t)$, consistindo em $K = N/2$ subportadoras, as quais podem ser expressadas como:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X'_k e^{j2\pi \frac{kt}{T}}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (9)$$

onde T é a duração do sinal (intervalo do sinal) e $x_n = x(nT/N)$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$. Nota-se que o sinal de informação X_0 , que é representado por X'_0 e X'_K como em (7), corresponde à componente DC ($f_0 = 0$) em (9). É conveniente fazer $X_0 = 0$, para que o sinal de multiportadora OFDM dado por (9) não tenha componente DC. Então, fazendo uso das condições simétricas dadas por (7), o sinal em (9) é expresso como:

$$x(t) = \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{K-1} |X_k| \cos\left(\frac{2\pi kt}{T} + \theta_k\right), \quad 0 \leq t \leq T \quad (10)$$

onde os símbolos de informação $X_k = |X_k| e^{j\theta_k}$, $k = 1, 2, \dots, K - 1$.

Os símbolos de informação $\{X_k, 1 \leq k \leq N - 1\}$ são recuperados das amostras de $x(t)$, pela DFT dada por:

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (11)$$

onde $t = nT/N$, $0 \leq n \leq N - 1$.

Como observado acima, o modulador em um sistema OFDM pode ser implementado ao calcular-se a IDFT, dada em (8). O demodulador que recupera os símbolos de informação $\{X_k\}$ das amostras de sinal recebidas é implementado pelo cálculo da DFT, dada em (11). O detector é descrito abaixo. Quando o número de subportadoras é grande, por exemplo, $K > 30$, o modulador e o demodulador no sistema OFDM são implementados de maneira eficiente com o uso do algoritmo da transformada rápida de Fourier (FFT) para computar a DFT e a IDFT.

Se o número de subportadoras é suficientemente grande tal que os efeitos de dispersão temporal dos subcanais sejam desprezíveis, então o sinal transmitido por cada subcanal é simplesmente atenuado e a fase é deslocada de uma grandeza correspondente às características da resposta em frequência de cada subcanal. Além disso, o sinal recebido é corrompido por ruído aditivo. Então, os símbolos recebidos nas saídas do demodulador OFDM podem ser expressos por:

$$\hat{X}_k = C_k X'_k + \eta_k \quad (12)$$

onde $C_k = C(f_k)$ é a resposta em frequência (magnitude e fase) do k -ésimo subcanal e η_k é o ruído aditivo corrompendo o k -ésimo símbolo. O detetor que segue o demodulador OFDM deve eliminar o efeito das características da resposta em frequência do canal dividindo cada símbolo recebido \hat{X}_k por C_k . Tipicamente, o objetivo é atingido na prática medindo as características da resposta em frequência de cada subcanal e usando estas medidas (estimativas de C_k) para eliminar os efeitos da

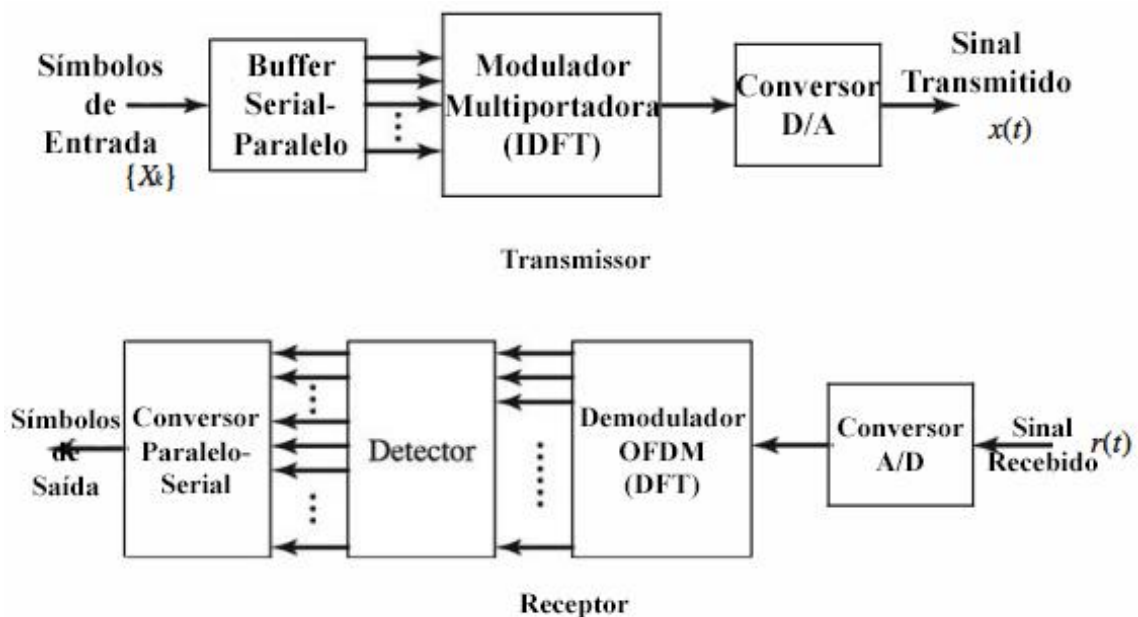
magnitude e da fase do subcanal dos símbolos recebidos. Então, os símbolos recebidos compensados no detetor podem ser expressos como:

$$\hat{X}'_k = X'_k + \eta'_k, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (13)$$

Observando cada símbolo recebido, o detetor compara \hat{X}'_k com cada um dos pontos do sinal possivelmente transmitido na constelação QAM e seleciona o símbolo da constelação mais próximo em distância de \hat{X}'_k .

A Figura 8 ilustra os blocos básicos na implementação do transmissor e do receptor em um sistema OFDM. Como previamente indicado, o algoritmo da FFT é geralmente utilizado para implementar de maneira eficiente a DFT e a IDFT.

Figura 8: Diagrama de blocos do transmissor e receptor OFDM



Fonte: Criado pelo autor.

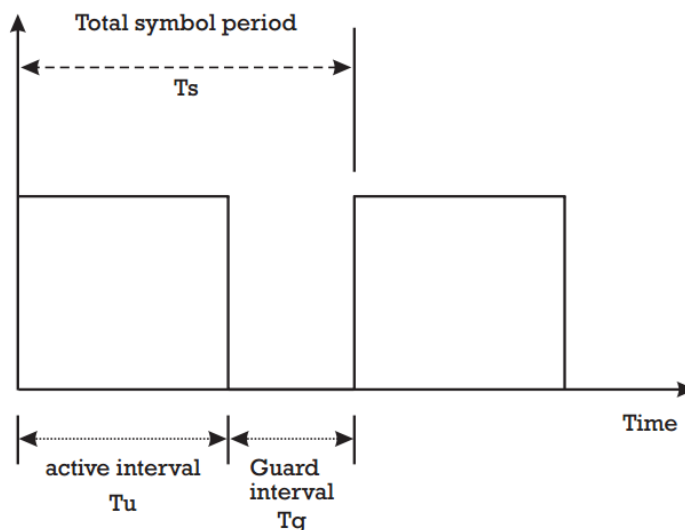
A distribuição dos dados em diversas portadoras significa que o desvanecimento seletivo pode fazer com que alguns bits sejam recebidos com erro. Utilizando um código para correção de erros, o qual adiciona bits ao transmissor, é possível corrigir muitos dos bits incorretos. A informação degradada transmitida por uma subportadora é corrigida pela informação de outra subportadora, que está relacionada a esta por código de correção de erro, transmitida em uma parte diferente da multiplexação das frequências, onde é esperado que não houvesse o mesmo desvanecimento. A transmissão em OFDM Codificada (COFDM) converte um canal

com desvanecimento seletivo de banda larga em uma série de subcanais com pequenas bandas sem desvanecimento seletivo, utilizando as transmissões MCM.

2.3 INTERVALO DE GUARDA

Uma parte importante dos sinais COFDM é a análise dos símbolos e suas divisões. Um símbolo é dividido em um período ativo de símbolo (T_u) e um intervalo de guarda (T_g ou Δ). Durante o período ativo, um estado de modulação é aplicado a uma ou mais subportadoras, enquanto que, no intervalo de guarda, nenhum dado é inserido nas subportadoras. O intervalo de guarda é usado para que a recepção em multipercurso seja possível, característica necessária para aplicação de redes SFN. Os sinais recebidos durante o intervalo de guarda não causam interferências, sinais atrasados são adicionados construtivamente ao sinal principal. O período total de símbolo (T_s) é a soma dos intervalos ativo e de guarda, como é mostrado na Figura 9.

Figura 9: Período total de símbolo



Fonte: O'Leary, 2000.

As durações do intervalo e da taxa do código interno são aumentadas conforme a capacidade do sistema. A Equação (14) descreve como é constituído o sinal transmitido em relação ao seu tempo de duração total (T_s), relacionando o tempo útil (T_u) e o intervalo de guarda (Δ).

$$T_s = T_u + \Delta \quad (14)$$

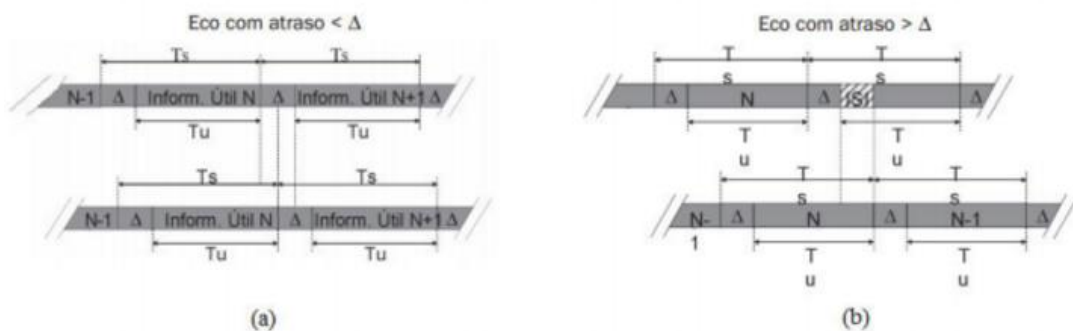
O intervalo de guarda no tempo (I_g) deve ser maior que o tempo de permanência dos ecos no canal. A equação (15) define a razão de guarda, que é a relação entre o intervalo de guarda e o tempo útil do símbolo.

$$k = \frac{\Delta}{T_u} \quad (15)$$

Pode-se simplesmente desligar as portadoras do leque OFDM, desligando temporariamente o transmissor, mas a descontinuidade (no tempo) gerada por essa interrupção causa espalhamento de sinais espúrios ao longo do espectro de frequências, interferindo em outras portadoras vizinhas. A esse fenômeno dá-se o nome de ISI (interferência intersimbólica) e ICI (interferência inter-portadoras). Esta interrupção abrupta entre um símbolo e outro pode levar a se perder a condição de ortogonalidade (na frequência) entre as portadoras.

A Figura 10 descreve dois casos típicos. Na parte (a) mostra o sinal com defasagem por efeitos de eco que é menor que o intervalo de guarda do primeiro sinal recebido, neste caso não há interferência entre os símbolos. No segundo caso (b) a recepção do sinal acontece após o intervalo de guarda do primeiro sinal, o que acarretará em interferência sobre o sinal original. As interferências entre os sinais acompanham os aumentos de atraso e estão diretamente relacionadas com a amplitude do sinal que será recebido após o eco.

Figura 10: Efeitos de ecos nos símbolos

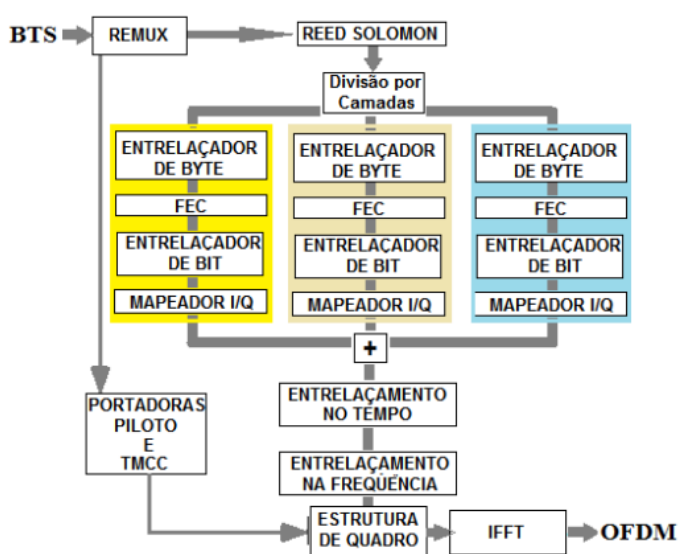


Fonte: (Universidade Presbiteriana Mackenzie, 2004)

2.4 A FORMAÇÃO DO SINAL DIGITAL

O sistema brasileiro de transmissão digital (SBTV-D) utiliza o padrão conhecido como ISDB-TB e a modulação BTS-OFDM. Este processo geral é específico dos sistemas ISDB-T (Japonês e Brasileiro) e é nele que ocorrem todos os processos específicos de transmissão. A sequência lógica utilizada tem como base o diagrama em blocos típicos do ISDB-T, cuja forma simplificada é mostrada na Figura 11.

Figura 11: Diagrama de blocos do sistema ISDB-TB



2.4.1 MULTIPLEX E REMUX

O *multiplex* realiza a multiplexação dos pacotes de vídeo, codificados no padrão MPEG-4, e áudio, codificados no padrão MPEG-2, oriundos de duas ou mais fontes de programas (para o caso da multiprogramação), adiciona os dados de controle e as tabelas de informação que caracterizam o sistema de radiodifusão terrestre.

O multiplex recebe o fluxo de dados de *Transport Stream* (TS), formado por pacotes chamados *Transport Stream Packet* (TSP) de 188 bytes cada, acrescido dos dados de tabelas de fonte. Na sua saída, entrega o fluxo *Broadcast Transport Stream* (BTS) formado pelos pacotes de 188 bytes de informação útil, acrescidos de 8 bytes contendo informações de controle *Transmission and Multiplexing Configuration Control* (TMCC) e 8 bytes de paridade do código pré-corretor, gerados através do algoritmo *Reed Salomon* (RS 188, 204), este último é um algoritmo de pré-correção

de erros, formado por um código de blocos lineares, que visa o aumento de robustez da transmissão (Rocha, C.A, 2012). Este corretor é denominado corretor externo.

Assim, o BTS é formado pelos dados oriundos dos vários TS (dos vários codificadores de fonte), acrescido dos bits de sincronismo, controle e configuração (responsáveis pela transmissão das tabelas) sendo que estes últimos, nas etapas posteriores, serão transmitidos através de portadoras específicas, as quais empregam esquemas de modulação mais robustos, dado ao fato das tabelas serem imprescindíveis ao funcionamento do sistema.

Dentre as tabelas acrescentadas pelo *mux*, a mais importante é a PAT (*Program Association Table*), a qual traz os PID's (*Program ID*) que identificam os pacotes de vídeo e áudio das várias programações de entrada. A PMT (*Program Map Table*) traz os PID's de cada programa, inseridos no codificador de fonte. O sistema suporta desde a PMT-1 até a PMT-8 (para oito programas de vídeo simultâneos). A PMT vem por dentro da PAT. Do mesmo modo, dentro da PAT vem a CAT (*Channel Association Table*), NIT (*Network Information Table*), TOT (*Time Offset Table*).

O sistema acomoda em torno de 20 tabelas distintas, as quais diferem de camada para camada hierárquica. As tabelas PSI (*Program System Information*) informam o número de portadoras e suas codificações, informa o arranjo de segmentos de frequência e camadas, dados esses necessários à configuração e ao funcionamento inicial do receptor. As PSI são transmitidas por portadoras especiais mais robustas, chamadas de portadoras piloto.

O *mux* também recebe pacotes de serviços externos, podendo receber em uma de suas entradas um implementador de funções, o qual gera tabelas auxiliares, EPG (*Electronic Program Guide*), *closed-captions*, além de gerar o carrossel de dados do GINGA, *middleware* brasileiro responsável pelos serviços de interatividade.

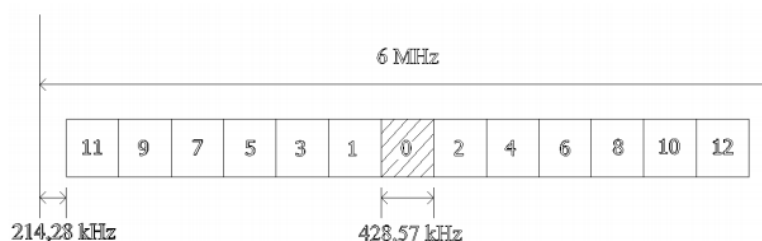
O *remux* assemelha-se ao *mux*, porém, com uma única entrada por onde pode receber ou um fluxo TS, ou um fluxo BTS oriundo de outro transmissor. Tanto o *mux* quanto o *remux* são etapas muito importantes no processo de transmissão, pois formam o pacote ISDB-TB e inserem informações indispensáveis ao processo de transmissão e recepção.

2.4.2 DIVISÃO POR CAMADAS

Para seguir a análise do funcionamento de um sistema de transmissão ISDB-TB, necessita-se entender a divisão do espectro do canal em segmentos (faixas) de frequências. Após isso, entender como se processam os esquemas de codificação e modulação por camadas.

Para garantir grande flexibilidade na configuração do esquema de transmissão do sistema ISDB-TB, o canal de TV de 6 MHz de largura foi dividido em 13 segmentos, cada um com largura aproximada de 0,429 MHz. Foram deixadas desocupadas as bordas inferior e superior do canal, formando um intervalo de proteção (em frequência) entre um canal e seu adjacente. Essa proteção de banda tem a largura de 214,28 kHz, como visto na Figura 12.

Figura 12: Divisão da banda do sinal digital



Fonte: Adaptado de O'Leary, 2000.

O sistema brasileiro conta com duas camadas de transmissão diferentes Camada A e Camada B, sendo que cada camada pode ser composta por um conjunto de 1 a até 13 segmentos. Cada camada pode contar com um esquema de pré-correção (FEC) diferente, que visa dar robustez ao sinal, como se pode ver adiante. Também, cada camada, independentemente do esquema de pré-correção, pode ter seu próprio esquema de modulação diferente (QPSK, DPSK, 16-QAM, 64-QAM). Dessa forma, cada camada se comporta como se fosse um transmissor independente, com esquemas de pré-correção e modulação, conseqüentemente com uma determinada taxa de dados e uma determinada robustez, adequados à sua aplicação.

No Brasil, transmite-se a camada A, empregando-se apenas o segmento central do canal (pois este está mais protegido contra interferências), com pré-correção FEC de $\frac{1}{2}$, modulação QPSK, enviando sinal LDTV (*Low Definition TV*) aos dispositivos portáteis e móveis (one-seg). A camada B emprega os demais 12

segmentos, é transmitida com um FEC de 3/4 e modulação 16-QAM ou 64-QAM (padrão HD), para os receptores fixos de alta definição.

2.4.3 CÓDIGO CONVOLUCIONAL

Atenta-se para esta importante etapa do processo de transmissão, a codificação de canal emprega um código pré-corretor convolucional, o qual é responsável pela grande robustez do tráfego de dados ao usuário, sendo responsável em grande parte pela própria estabilidade de recepção.

O código convolucional de codificação interna a cada camada, conhecido como FEC (*Forward Error Corrector*), utiliza basicamente máquinas de estado passado, para inserir bits de redundância, os quais dependem do estado passado e futuro dos bits a serem enviados. É gerado por um código mãe de razão 1/2, ou seja, para cada bit de entrada teremos dois bits de saída, sendo esta a configuração a mais robusta do código. As razões de codificação viáveis de serem aplicadas no sistema ISDB-TB, conhecidas como taxa de FEC, são: 1/2, 2/3, 3/4 (mais utilizada em HD), 5/6 e 7/8. Inversamente proporcional à robustez dada pela capacidade de recuperar erros inseridos pelos ruídos no canal, está a capacidade de transmissão de dados, assim, a razão FEC 1/2 possibilita maior correção, porém menor taxa transmitida, e a razão 7/8 possibilita menor capacidade de correção, porém, maior taxa de transmissão.

Um importante parâmetro de configuração do sistema ISDB-TB é o modo de divisão da banda do canal, o qual determina fundamentalmente a distância entre as portadoras OFDM dentro de todos os 13 segmentos, determinando o número de portadoras. Por consequência, a escolha do “modo” determina a duração média do símbolo a ser transmitido. Essa relação (distância em frequência versus tempo de símbolo) é tal que, a taxa de saída é sempre a mesma, mas, o modo 3 é mais resistente a multipercurso, pois o símbolo tem uma duração maior no tempo. Já o modo 1 tem espaçamento maior entre as portadoras, fato que torna esse modo mais robusto a efeitos *Doppler* para recepção em movimento. A Tabela 1 mostra valores para os três modos.

Tabela 1: Modos do segmento OFDM

Modos de segmentação	Modo 1 (2K)	Modo 2 (4K)	Modo 3 (8K)
Intervalo entre portadoras	4 kHz (3,968 kHz)	2 kHz (1,984 kHz)	1 kHz (0,992 kHz)
Número total de portadoras	1405	2809	5617
Duração do símbolo	252 μ s	504 μ s	1008 μ s

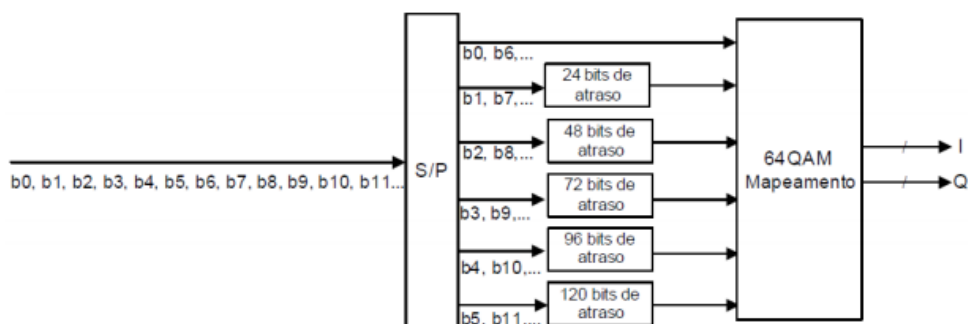
Fonte: Adaptado de ABNT NBR 15601:2007.

2.4.4 MAPEAMENTO DE BIT ANTES DA MODULAÇÃO

O processo de modulação propriamente dito tem início no entrelaçamento dos bits e subsequente mapeamento (dos bits) na constelação decorrente da modulação digital. O processo de entrelaçamento embaralha os bits, de acordo com uma regra pré-fixada para cada tipo de modulação, sendo que este processo insere atraso de bits em cada segmento, de acordo com o mapeamento correspondente ao esquema de modulação. Essa diferença é corrigida pela inserção de um atraso de correção, que tem como resultado fazer com que todos os bits tenham o mesmo atraso final.

O mapeamento para a modulação 64-QAM, por exemplo, é mostrado na Figura 13.

Figura 13: Mapeamento I/Q para 64-QAM



Fonte: Adaptado de (O'Leary, 2000).

No mapeamento do esquema 64-QAM, após a conversão serial/paralela, o primeiro ramo não recebe atraso de entrelaçamento, mas o segundo ramo é alvo de um entrelaçamento de bit com atraso de 24 bits, enquanto o terceiro, o quarto, o quinto e o sexto ramos possuem atrasos de 48, 72, 96 e 120 bits.

2.4.5 ENTRELAÇAMENTO NO TEMPO

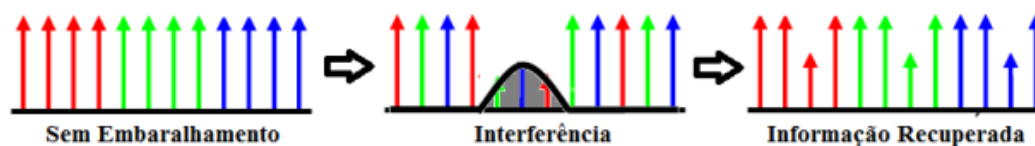
Após o processo de mapeamento, os dados de informação (símbolos I/Q) seguem para um processo de inserção aleatória de atrasos, o entrelaçamento no tempo (*time interleaving*), que tem por objetivo evitar que seja transmitida mais de uma sequência de dados no mesmo momento. Isso é feito para evitar que um ruído no canal, com uma determinada duração de tempo, interrompa uma sequência inteira de bits, impedindo a reconstrução do sinal na recepção. Ao se quebrar a sequência de bits no tempo, cria-se uma situação tal que, no caso de uma interrupção rápida temporal, os bits perdidos pertencerão a várias sequências originais diferentes, com isso, como o dano é pequeno (por sequência), os corretores de erro de canal (*Reed-Salomon*) e de fonte (família MPEG) do receptor conseguem recompor todas as sequências, sem perda da informação.

2.4.6 ENTRELAÇAMENTO NA FREQUÊNCIA

Este processo embaralha as informações (símbolos I/Q) que irão modular as portadoras de dados dentro de um mesmo segmento. Equivale, na prática, a trocar de lugar entre si as portadoras de dados, de forma constante. O *frequency interleaving* (entrelaçamento das frequências) tem como objetivo (semelhante ao *time interleaving*) prevenir que um fenômeno interferente, ocorrido em algum lugar do espectro de frequências, dentro do segmento, possa impedir a recepção de uma sequência inteira de bits, causando a perda irrecuperável de informação.

Basicamente são realizados processos de rotação e aleatorização de símbolos (I/Q), no intuito de eliminar a periodicidade do arranjo de portadoras. Estas operações tornam possíveis as prevenções contra erros em rajadas sobre portadoras específicas dentro de um segmento, que pode ocorrer se o período do arranjo de portadoras coincidir com os picos de desvanecimento seletivo ou com um sinal interferente. Assim, são utilizadas várias tabelas de aleatorização que informam a posição das portadoras antes e depois do processo. A Figura 14 exemplifica a recuperação de uma informação embaralhada e interferida.

Figura 14: Embaralhamento na Frequência



Fonte: Adaptado de Goetz, 2015.

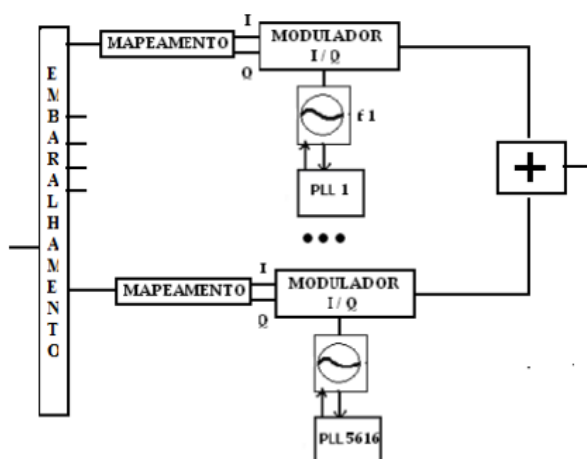
Por exemplo, se houver uma interferência causada por um sinal espúrio, oriundo de outro sistema de comunicação, que venha a interromper desde a portadora 27 até a portadora 63 do segmento 9, a aleatorização dos dados vai distribuir os erros de forma tal, sendo possível aos corretores de recuperá-los.

2.4.7 QUADRO OFDM

Neste momento, os símbolos na forma de informação I/Q, oriundos dos mapeadores, passando pelo *time interleaving* e pelo *frequency interleaving*, estão prontos para serem transformados em portadoras moduladas. Falta ainda a inserção das portadoras de controle, com isso, o leque de portadoras (quadro OFDM) está pronto para ser produzido.

Se um transmissor fosse construído empregando-se componentes eletrônicos discretos, seria necessário construir 5616 blocos, formados cada bloco por um oscilador, cuja frequência seja sincronizada por um PLL (*Phase Lock Loop*) para manter a ortogonalidade entre portadoras, seguido de um modulador I/Q. A Figura 15 dá uma ideia desta solução hipotética.

Figura 15: Transmissor hipotético com osciladores discretos



Fonte: Adaptado de Goetz, 2015

Percebe-se facilmente que um transmissor construído nessa forma se tornaria um equipamento monstruoso, inviável de ser produzido comercialmente. A solução para a transformação dos símbolos I/Q em 5617 portadoras está no emprego de processamento embarcado em circuito integrado dedicado, capaz de realizar a varredura e efetuar a Transformada Inversa de Fourier (na verdade a IFFT), obtendo-se assim as portadoras moduladas necessárias à formação do sinal de RF a ser transmitido.

2.5 MEDIDAS DE ERRO, MER, BER E C/N

Resumidamente, a medida de MER (*Modulation Error Ratio*) é a relação entre a posição que um bit recebido ocupa dentro de sua respectiva janela na constelação, relacionado à posição ideal (centro da janela) onde o bit deveria estar. Ou seja, é uma medida obtida logo após a demodulação I e Q, a nível de constelação.

A MER é igual à raiz quadrada da média da potência (RMS) do sinal em relação à potência do erro do vetor de referência. O vetor erro é definido como um vetor no plano IQ entre o ponto da constelação ideal e o ponto recebido pelo receptor, onde a distância Euclidiana entre estes dois é a amplitude deste vetor. A Equação (16) define a MER.

$$MER(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{SinalRMS}}{P_{ErroRMS}} \right) \quad (16)$$

Já a BER (*bit error rate*) é a taxa de erro representada pela razão entre um bit recebido errado e a quantidade de bits recebidos corretamente. É lida antes do corretor (Reed Solomon), para que seja possível recuperar plenamente a informação transmitida, caso o número de erros estiver situado acima da faixa mínima. Esta taxa indica, portanto, a robustez ou o *range* de reserva que o sinal possui.

Níveis indicados na literatura como ótimos para a MER na saída do transmissor (somente erros de transmissão) são níveis acima de 35 dB, sendo que são tolerados níveis de MER menores que 24dB no receptor (erro de transmissor + erros do canal + ruído do receptor). Níveis de MER piores que 24 dB indicam a existência de erros de bit (BER), a partir daí começa-se a perder robustez na recepção (ITU-R BT. 1735-2, 2015).

Valores de BER de um erro para cada 108 bits inteiros indicam um valor ótimo. Valores de BER de um erro para cada 102 bits inteiros indicam recepção instável com falhas no vídeo (Oliveira, 2008).

O ruído gaussiano branco aditivo (AWGN), causa espalhamentos aleatórios nos pontos dos diagramas de constelação referentes a posição ideal no centro da janela de bit. A relação sinal/ruído (C/N), na constelação, é determinada pela análise da função de distribuição gaussiana (normal) dentro da área da janela de bit. Assim, a relação sinal/ruído geralmente apresenta valores semelhantes à MER, sendo análoga a esta.

2.6 RELAÇÕES DE PROTEÇÃO

A Potência Efetiva de Radiação ou *Effective Radiated Power* (ERP) é uma medida padrão, cuja unidade no sistema internacional é Watt (W), é determinada a partir das perdas e do ganho do sistema de transmissão. O dimensionamento dela ocorre a partir da relação da potência de saída do transmissor (TPO), da atenuação da linha de transmissão (resistência elétrica e radiação RF, $Perdas_{LT}$), das perdas de inserção do conector RF ($Perdas_{RF}$) e do ganho da antena (G). Para a determinação da ERP não se leva em conta a altura média acima do terreno, o valor desta variável está diretamente voltado à caracterização do sistema irradiante. A equação (17) demonstra o cálculo da ERP a partir destas variáveis.

$$ERP = G \times TPO - Perdas_{RF} - Perdas_{LT} \quad (17)$$

As estações digitais são classificadas em Classe Especial, Classe A, Classe B e Classe C. Os valores que referenciam as estações consideram uma potência equivalente à uma situação hipotética padrão na qual todas as emisoras transmitiriam com suas antenas a 150 metros acima do nível médio do terreno. A potência de operação ou potência efetivamente irradiada para a situação real, onde a altura de transmissão é diferente da altura hipotética padrão (150 metros), passa por uma adequada correção (ABNT NBR 15601, 2007). Assim, emisoras que transmitem a alturas inferiores a 150 metros tem potências maiores que sua potência de referência, da mesma forma, alturas superiores à 150 metros demandam potências menores que a de referência.

A Tabela 2 indica os valores máximos de potência ERP para cada classe de estação, a altura de referência adotada (HNMT) e as respectivas distâncias máximas ao contorno protegido, para a faixa de VHF.

Tabela 2: Classificação das Estações em Função de suas Características Máximas para a Faixa de VHF

Classe	Máxima ERP	HNMT (m)	Distância Máxima ao Contorno Protegido (km)
Especial	16 kW (12 dBk)	150	65
A	1,6 kW (2 dBk)		48
B	0,16 kW (-8 dBk)		32
C	0,016 kW (-18 dBk)		20

A Tabela 3 indica os valores máximos de potência ERP em função da frequência do canal, para a faixa de UHF, correspondente a cada classe de estação, a altura de referência adotada (HNMT) e as respectivas distâncias máximas ao contorno protegido.

Tabela 3: Classificação das Estações em Função de suas Características Máximas para a Faixa de UHF

Classe	Canais	Máxima ERP	HNMT (m)	Distância Máxima ao Contorno Protegido (km)
Especial	14 a 25 26 a 46 47 a 51	70 kW (18,5 dBk) 80 kW (19 dBk) 100 kW (20 dBk)	150	57
A	14 a 51	8 kW (9 dBk)		42
B	14 a 51	0,8 kW (-1 dBk)		29
C	14 a 51	0,08 kW (-11 dBk)		18

Fonte: ABNT NBR 15601:2007

Tecnicamente, a gestão do espectro se baseia no controle das possíveis interferências que um canal possa causar em outro na mesma localidade ou em localidades distantes. O contorno protegido de uma estação garante legalmente que no interior de seu perímetro, nenhuma outra estação possa vir a causar interferência relevante ao serviço da estação em análise (ANATEL Resolução nº398, 2005).

A distância do sítio de transmissão até a borda do contorno protegido é determinada partindo-se da potência de transmissão da estação, sendo determinada pelo modelo de propagação recomendado pela convenção da ITU-R P.1546, o qual leva em consideração principalmente as condições de relevo da região de prestação do serviço de radiodifusão da estação em análise.

Seguindo a norma técnica vigente, as distâncias ao contorno protegido não podem ultrapassar os limites apontados pela Tabela 2 e Tabela 3 mostradas anteriormente. A Tabela 4 indica os valores de campo elétrico encontrados no perímetro interno aos contornos protegidos.

Tabela 4: Intensidade de Campo do Contorno Protegido

Faixa de Frequência	VHF	UHF
Campo em dBµV/m	43	51

Fonte: (ANATEL Resolução nº398, 2005)

Uma estação é considerada protegida se a soma dos sinais interferentes (no mesmo canal) não ultrapassem valores que garantam uma relação entre sinal da estação e sinal interferente de 19dB. Para o canal adjacente, o nível recebido na borda do contorno protegido deve ser inferior a um sinal 24dB abaixo do valor de campo elétrico do contorno protegido. Assim, a soma dos sinais interferentes (dentro do canal) não pode ultrapassar o nível 32dBuV/m na borda do contorno protegido (51dBuV/m) de uma estação de UHF. Estatisticamente, a interferência não pode ultrapassar 10% dos lugares em 50% do tempo (ANATEL Resolução nº398, 2005).

2.7 CONDIÇÕES DE RECEPÇÃO PADRÃO

As colaborações dos grupos de estudos que contaram com a participação da Universidade Mackenzie, CPqD (Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações) e ANATEL, produziram o documento Planejamento de Canais de TV Digital (CPqD e ANATEL, 2003), o qual prevê dois tipos de recepção hipotética, descritas adiante, e sobre essas características mínimas de recepção se construíram todas as previsões de cobertura dos canais para TV digital, tornando-se inclusive os padrões de referência para planejamento legal até os dias de hoje.

2.7.1 RECEPÇÃO COM ANTENA EXTERNA

É uma condição média, embasada em instalações típicas para recepção doméstica com antenas externas comerciais, análoga à situação mais trabalhosa e mais cara economicamente, empreendida por um cidadão comum para receber o sinal de TV digital e entregá-lo a um televisor comercial, ou seja, uma aproximação à condição real de recepção.

Para a recepção com antena externa se considerou o emprego de uma antena comercial de ganho de 6,5 dBd para VHF alto e outra de ganho de 10 dBd para UHF. Em ambos os casos, a antena está instalada a uma altura de 10 metros, a perda no cabo é de 1dB para VHF ou 4 dB para UHF. Os estudos apontam que deva existir condição de recepção típica E(70/90) para a instalação de antena externa apresentada acima, dentro da área geográfica delimitada pelo contorno protegido. O valor de intensidade de campo dentro da área delimitada pelo contorno protegido deve ser no mínimo 51dbuV/m (para o canal 14), para a condição E(70/90), ou seja, em 70% dos locais e 90% do tempo em UHF (ou 43dBuV/m para VHF alto).

2.7.2 RECEPÇÃO COM ANTENA INTERNA

É uma condição mínima de recepção de sinal com instalações típicas domésticas feitas de forma rápida e barata, empregando antena interna comercial. Os estudos estatísticos apontaram que esta situação corresponde, em média, ao emprego de uma antena de 0dBd (2,1dBi) de ganho, disposta no espaço intermediário do andar superior de um prédio (3,5 metros do solo), sem perdas de cabo. As paredes do andar superior devem ser de madeira ou material de baixa perda de penetração, contendo amplas janelas. O valor resultante é de 67dBuV/m para UHF ou 60dBuV/m em VHF alto, para a configuração de modulação 64 QAM e FEC $\frac{3}{4}$.

2.8 ANTENAS

Os sistemas irradiantes para televisão devem, como os demais acessórios, suportar a potência do transmissor e os possíveis picos de tensão que venham a ser desenvolvidos em suas partes e componentes. Podem ser diretivos ou omnidirecionais. Podendo ser compostos por uma antena única ou por um conjunto de antenas, alimentado pelo divisor de potência. Podem ser construídos em banda estreita (apenas um canal) ou banda larga (vários canais). Toda antena isolada ou em conjunto é construída e fornecida pelo fabricante com sua impedância normalizada para 50 ohms.

Pode-se definir a Eficiência de Radiação como o quanto da potência aplicada na entrada da antena está sendo radiada, o valor que será obtido será função direta das perdas que atuam sobre esta (Volakis, 2007). Em função desta medida e da diretividade define-se o ganho da antena, o qual leva em conta a eficiência e as propriedades direcionais do sistema. Com o dimensionamento da eficiência da antena é possível estipular a eficiência de toda a cadeia de transmissão, que é função da eficiência do transmissor, da linha de transmissão e da própria antena.

Duas outras características são importantes no estudo de uma antena, a impedância de entrada e a largura de faixa. A primeira é definida como a impedância nos terminais de entrada da antena quando esta é excitada, a segunda define o intervalo de frequência para o qual são garantidas as especificações da antena (Volakis, 2007).

Na caracterização de antenas é fundamental a compreensão da sua polarização. Pode-se definir esta como a orientação, na direção do lóbulo principal, do campo elétrico irradiado pela antena. Essa pode ser classificada em linear vertical, linear horizontal ou elíptica, sendo uma composição de mais de uma direção de campo elétrico.

Para a transmissão digital existem variados tipos de antenas que poderiam ser utilizadas, entre elas antenas lineares (*Yagi-Uda*, Log-Periódica, Painel de Dipolos, entre outras) e antenas de abertura (*slots*, parabólicas, entre outras). Na montagem de sistema de transmissão é possível se fazer arranjos de composição, empregando variado número de antenas e tipos, cada estudo ira indicar a sua necessidade.

3. O GAPFILLER

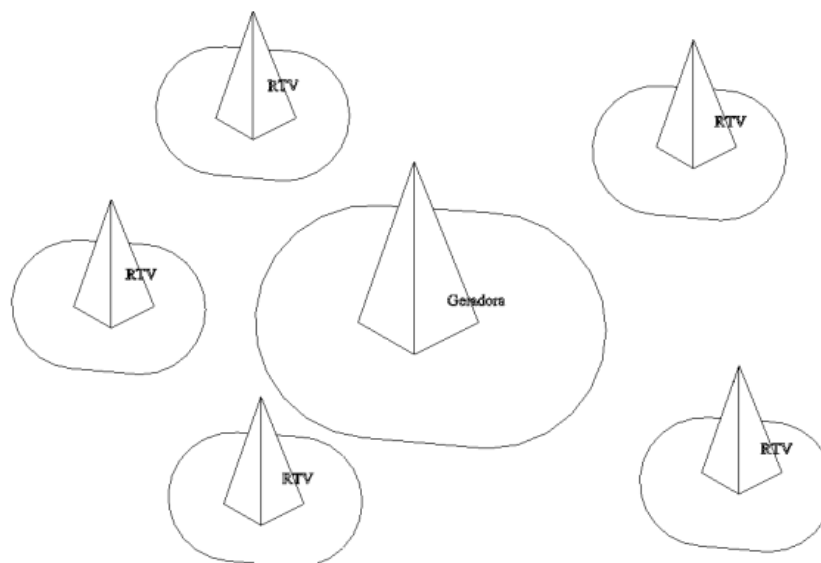
3.1 A REDE DE FREQUÊNCIA ÚNICA (SFN)

Uma rede de frequência única é formada basicamente por um conjunto de transmissores operando no mesmo canal simultaneamente. Diversas geradoras de TV vêm adotando este conceito para a radiofrequência, substituindo a ideia de cada um transmitindo para seus muitos por muitos transmitindo para muitos (May & Unger, 2007). Esse novo conceito só foi possível devido às características da modulação OFDM.

A rede SFN (Single Frequency Network) é conceituada como a uma rede que é composta por dois ou mais transmissores que operam na mesma frequência de operação, transmitindo a mesma programação no mesmo instante de tempo. Composta por pequenos retransmissores complementares entre si, o que proporciona uma flexibilidade em termos de área de cobertura, menor interferência no uso de canais adjacentes e maior confiabilidade (Mattson, 2005). Para a televisão, rede com larga faixa de frequências para os canais, o sistema traz consigo significativas vantagens, pois possibilita que o espectro eletromagnético de frequências seja utilizado com maior eficiência.

O conceito de radiodifusão atual, utilizado para TV analógica e TV digital, é mostrado na Figura 16. As RTV's cobrem uma determinada região populacional onde o sinal da geradora não consegue chegar.

Figura 16: Modelo radiodifusão atual



Fonte: Adaptado de (O'Leary, 2000).

No modelo apresentado na Figura 16 se as RTV's operarem com canais distintos do canal da geradora será formada uma rede MFN, que poderá ocupar até seis canais diferentes da banda de espectro. Adaptando o sistema para o conceito de rede SFN, ou seja, colocando todas as RTV's para operarem no mesmo canal da geradora, será composta uma rede SFN que utiliza apenas um canal da banda de espectro de frequências.

Além da eficiência espectral, o modelo SFN é vantajoso para as recepções móveis do sinal de *one-seg*, uma vez que o telespectador não precisa trocar de canal numa zona de transição de transmissores.

Nesse novo conceito de rede existem alguns pontos de grande relevância a serem colocados, o primeiro trata da interferência intersimbólica do sinal que é facilmente controlado com o ajuste do intervalo de guarda no caso da TV digital baseada em OFDM. O segundo ponto trata do sincronismo dos receptores, que se torna mais difícil devido a codificação OFDM. Com esses dois pontos ajustados, a área de cobertura será atendida de forma eficaz.

A alimentação de conteúdo nas estações de retransmissão pode ser:

- a) Através do envio de sinal BTS do multiplexador para o modulador através de uma rede sincronizada utilizando micro-ondas ou fibras. O *clock* escravo de 10MHz pode ser enviado junto com BTS ou captado do GPS em cada estação.

- b) Capturando o sinal *in loco* e efetuar a retransmissão. Neste caso requer um circuito para cancelamento de eco.

Ao utilizar uma rede SFN sincronizada, é necessário a utilização de equipamentos adicionais para o sistema de distribuição do BTS e geração de atraso entre os transmissores, tornando sua instalação mais cara comparada à instalação de uma rede SFN utilizando *gapfillers*. Entretanto, a rede sincronizada tem vantagem na operação dos transmissores, pois estes operam de forma independente. No caso de o transmissor principal falhar, os outros continuam recebendo a informação do BTS e mantêm a rede ligada. Já numa rede SFN com repetição do sinal, se o transmissor principal falhar, todos os *gapfillers* ficarão fora de operação.

O sinal de maior relevância para a análise matemática da rede é o sinal de eco, que se caracteriza por ser o sinal que chega em atraso a antena. Para esta modelagem o sistema SFN utiliza-se da convolução (\otimes) do sinal OFDM ($x(t)$) transmitido com a resposta ao impulso do canal ($h_i(t)$) e da adição do ruído AWGN ($n(t)$). As equações (18) e (19) descrevem a resposta ao impulso do canal e o sistema de convulsão descrito. Os ganhos de cada caminho do sinal, ($h_{1,l} \{l = 1, 2, 3, \dots, M\}$), são processos de espalhamento *Rayleigh*, são independentes e identicamente distribuídos (Malmgren G. , 1997).

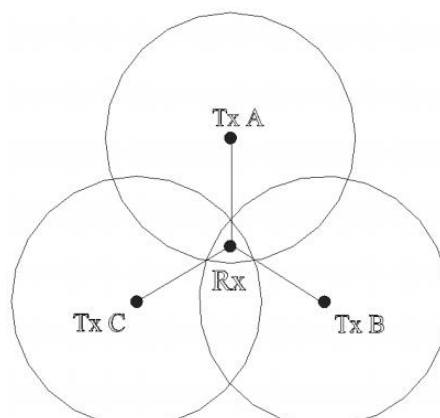
$$h_i(t) = \sum_{l=1}^M h_{1,l} \delta(t - \tau_{1,l}) \quad (18)$$

$$s(t) = h_i(t) \otimes x(t) + n(t) \quad (19)$$

A interferência intersimbólica que pode ser geralmente administrada através do intervalo de guarda do sinal e pela estimação do canal, é gerada por dois tipos de atrasos que deverão ser tratados na composição da rede SFN. Os atrasos devido às reflexões em obstáculos naturais (multipercurso) e os atrasos devido aos sinais transmitidos de outras emissoras.

Para uma primeira análise das características do sinal, faz-se uso de uma rede SFN de televisão digital, onde três sinais são combinados sendo que todos seus transmissores estão operando em um mesmo canal, conforme apresentado na Figura 17.

Figura 17: Rede SFN sincronizada



Fonte: Criado pelo Autor

Como cada transmissor está localizado em um lugar diferente do outro e encontra características diferenciadas de terreno para que o sinal chegue ao receptor, os sinais serão recebidos com dispersões temporais. Para a Figura 17 tem-se um sistema ideal em que os sinais chegam ao receptor com atraso nulo e amplitudes semelhantes. No dimensionamento desta rede SFN, deve-se garantir que os sinais provindos das três estações cheguem no receptor em qualquer ponto dentro do intervalo de guarda do sistema.

A tabela 11 descreve os dados específicos para o modo 3, que é o mais utilizado, relacionando o intervalo de guarda com as distâncias máximas entre as estações em uma rede sincronizada.

Tabela 5: Distância máxima para Modo 3

Intervalo de Guarda	Delay Admissível	Distância máxima
1/4	252 μ s	76 km
1/8	126 μ s	38 km
1/16	63 μ s	17 km
1/32	26 μ s	8 km

O funcionamento do *gapfiller*, visto na Figura 18, consiste em utilizar uma antena receptora para captar o sinal irradiado, demodular o sinal para possibilitar a análise do melhor nível recebido, filtrar as portadoras atenuadas, modular novamente o sinal e aplicar um estágio de potência para irradiar o sinal ao meio em uma área de sombra. Valores típicos fornecidos por fabricantes para este processamento do sinal

tempo. Por exemplo, apesar do pouco efeito da chuva na propagação de sinais de VHF e UHF, a parede seca de um edifício se apresenta de forma bastante diferente de quando está molhada no que diz respeito à reflexão dos sinais. Portanto, a chuva pode alterar o status de cancelamento de eco obtido. Quando se tem uma realimentação com valores positivos, em geral a MER degrada bastante, e por isso se faz necessária uma redução da potência de saída em alguns momentos ou situações.

Uma opção para aumentar a isolamento entre as antenas e melhorar a recepção do *gapfiller* é a utilizar a mudança na polarização das antenas. Em sistemas onde a estação principal irradia em polarização elíptica, a estação reforçadora transmite em polarização horizontal e a sua recepção se dá na polarização vertical, isolando o sinal de alimentação do sinal transmitido pelo *gapfiller*.

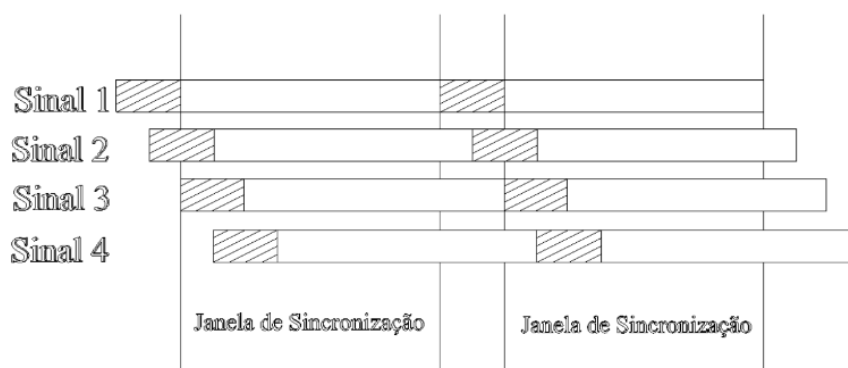
Outra solução muito empregada para diminuir a realimentação é o afastamento entre as antenas da estação reforçadora, ou até mesmo o posicionamento da antena de recepção atrás de estruturas metálicas ou edificações. Em casos onde a instalação é feita somente em uma torre, a antena de recepção é posicionada mais próxima ao topo da torre, onde há um nível melhor para a recepção de qualidade, e a antena de transmissão a uma altura menor, de modo a irradiar somente para baixo com a utilização de *tilt* no seu diagrama vertical.

Numa rede SFN composta por diversos transmissores, diferentes sinais podem chegar no local do *gapfiller* e, de certo modo, dificultar sua recepção. Neste caso, opta-se por antenas de recepção com diagramas bem diretivos, como o de uma antena parabólica.

3.2 JANELA FFT

Os sinais da Figura 19 são idênticos, todos são formados pelos mesmos símbolos, exatamente na mesma ordem. Nota-se que apenas o primeiro sinal chega dentro da janela de sincronização, os demais ou estão divididos entre duas janelas (segundo e terceiro sinais) ou tem parte do símbolo invadindo a próxima janela de sincronização. O problema neste caso é o quarto sinal, pois haverá perda de ortogonalidade, o mesmo não ocorre com os demais sinais.

Figura 19: Atraso dos sinais visto pelo receptor



Fonte: Adaptado de O'Leary, 2000

Para que um sinal que chegue ao receptor ajude a o sinal principal como um contribuinte positivo o mesmo deverá chegar ao receptor dentro do intervalo de guarda (Δ) que será determinado pelo primeiro sinal recebido. A potência útil é expressa a partir da divisão da potência total do sinal recebido entre a sua parte útil e a sua parte interferente.

Mesmo que o sinal chegue ao receptor fora do intervalo de guarda, terá uma parte que é pertencente ao símbolo OFDM principal e que irá colaborar com a sincronização da janela FFT. O restante do sinal que está fora do intervalo de guarda e não está associado ao símbolo principal do momento, irá ocasionar interferência intersimbólica (ISI) que pode ser modelada matematicamente como um ruído gaussiano descorrelacionado. A perda de ortogonalidade também pode ser gerada por essa interferência. Contudo, se o atraso deste for maior que o período total do símbolo, este será totalmente interferente.

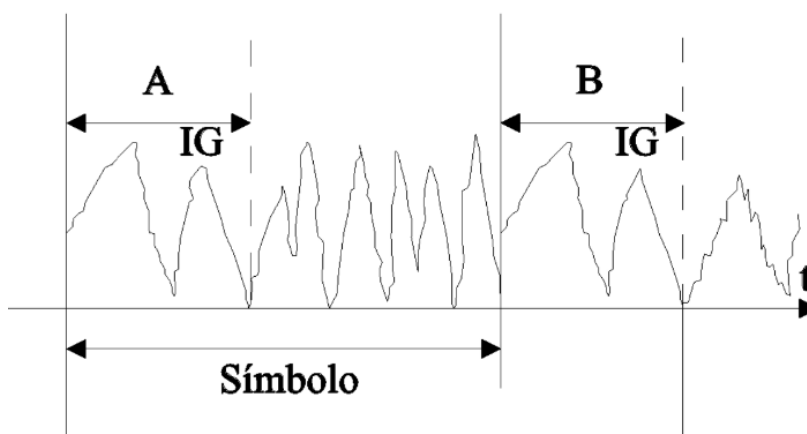
Um dos fatos de maior relevância na análise dos sistemas que utilizam rede SFN para transmissão são os receptores, é importante ter conhecimento sobre a forma como é feito o sincronismo do mesmo. As soluções empregadas nestes equipamentos não são padronizadas segundo a norma, esta apenas faz recomendações sobre a etapa.

Para que haja sincronização entre o sinal recebido e os receptores existem dois passos iniciais a serem seguidos. O primeiro é a sincronização do receptor com a taxa de bits por segundo que o sinal recebido opera, que é a velocidade em que a antena recebe o sinal, este é feito através das amostras tomadas periodicamente

correlacionadas a cada intervalo da parte útil do símbolo. No segundo passo a janela de amostragem da Transforma de Fourier é posicionada para demodular o sinal OFDM.

Para obter-se no receptor, a sincronização desejada, deve-se atentar a saída do correlator do mesmo quando o valor de saída do mesmo for unitário o sistema estará sincronizado. A sincronização, que levará o correlator a apresentar o valor unitário, significa que o receptor já consegue levar dois sinais e símbolos adjacentes idênticos, ou seja, existe repetição dos sinais recebidos.

Figura 20: Sincronização do receptor



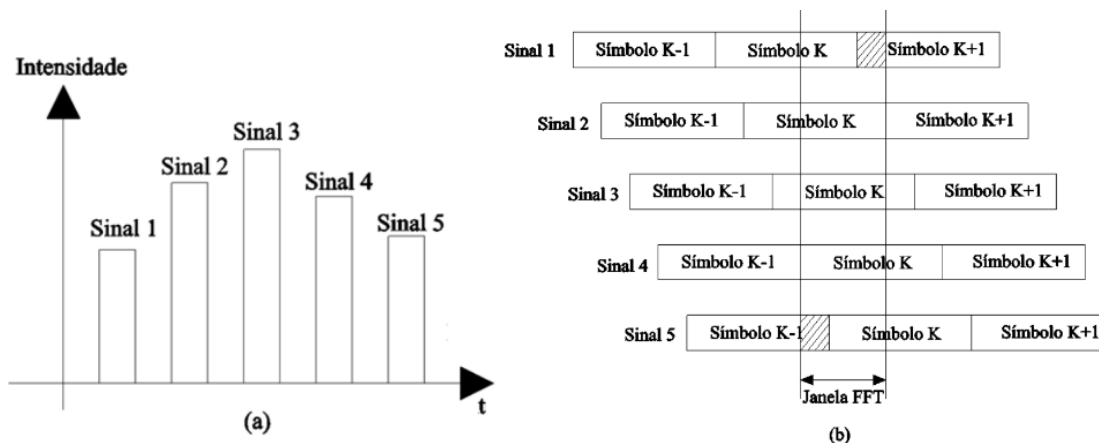
Fonte: Adaptado de O'Leary, 2000

A Figura 20 ilustra a situação relatada. Nela é possível verificar que os nos instantes A e B existe a repetição do símbolo, ou seja, existe sincronismo entre receptor e os sinais recebidos pelo sistema irradiante. A saída do correlator, neste caso descrito na Figura 20, será máxima durante o intervalo de guarda do mesmo sinal, pois é neste momento que há correlação. Contudo na sequência do intervalo ainda não existe correlação o que mostra que o sinal ainda necessita de ajustes finos para que a saída esteja sincronizada e o receptor possa achar a melhor posição para a janela FFT. A tarefa tem seu nível de dificuldade aumentado conforme cresce o número de sinais que chegam ao sistema irradiante.

Uma estratégia importante e que é apresentada pelos fabricantes como a mais natural a ser implementada, é a de sincronização a partir dos sinais mais fortes recebidos pela antena. A Figura 21 mostra na parte (a) os sinais recebidos pelo

receptor segundo suas intensidades, e na segunda parte (b) a alocação da janela FFT do sistema.

Figura 21: Alocação da janela FFT a partir do sinal mais forte



Fonte: Adaptado de O'Leary, 2000

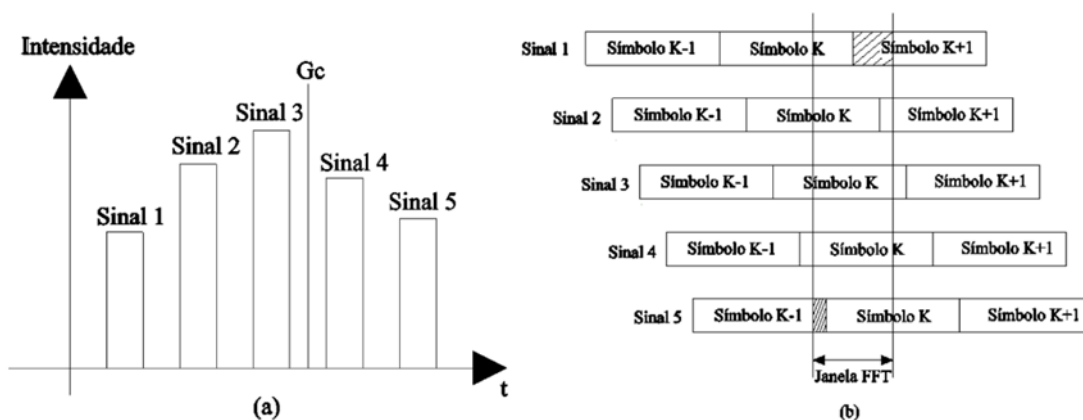
A sincronização mostrada na Figura 21 evidencia que a janela FFT é alocada de forma a que as interferências intersimbólicas da situação tenham sua influência diminuída. Fato importante é que a janela pode ainda variar a além do centro do Sinal 3, que neste caso é o de maior intensidade, com a finalidade de minimizar ainda mais os efeitos dos outros sinais que causam a interferência. Cabe ressaltar que existem variações no sinal devido aos efeitos de transmissão ou mesmo de variação do caminho do sinal, para esses casos seria ideal a aplicação de uma janela que operasse automaticamente e alterasse simultaneamente sua posição para a mais adequada. Essa também seria importante para redes de recepção móvel.

Existem outras duas formas interessantes de alocação da janela FFT. O primeiro método é conhecido como Estratégia do Centro de Gravidade e o segundo como Estratégia do Primeiro Acima do Limiar. O primeiro método calcula o centro de gravidade (G_c) onde será alocada a janela a partir da potência de cada sinal (P_n) e do instante de recepção (t_n). A equação (20) descreve o cálculo do centro de gravidade dos sinais.

$$G_c = \frac{\sum_n P_n t_n}{\sum_n P_n} \quad (20)$$

Levando em conta esse método, a Figura 22 apresenta o centro de gravidade dos sinais no tempo (a) e a alocação da janela FFT (b) de acordo com esse.

Figura 22: Alocação da janela FFT a partir do centro de gravidade



Fonte: Adaptado de O'Leary, 2000

Nota-se que neste método a janela FFT leva em conta a intensidade de todos os sinais que são recebidos pelo receptor, e assim a janela não se encontra centralizada no sinal 3, de maior intensidade, como anteriormente demonstrado na Figura 21. O centro de gravidade corresponde nesse método à alocação ideal, ou seja, onde a interferência é minimizada. Cabe lembrar que os sinais podem ainda sofrer variações em função da variação das características do caminho de transmissão ou da movimentação do receptor.

A Estratégia do Primeiro Acima do Limiar faz uso de uma limitação do receptor acerca da intensidade requerida pelo mesmo. O primeiro sinal que ultrapassar esse limite será utilizado como referência, sendo o final do símbolo do mesmo sinal o limite da janela FFT para os sinais propostos.

4. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Nesta parte é apresentado um caso de área de sombra, a solução para o aumento de cobertura do sinal digital e o resultado das medidas realizadas comparando com a simulação. Primeiramente, o sistema é simulado sem o *Gapfiller* e então é proposta a solução para aumento de cobertura através do reforçador de sinal. Logo após, verifica-se o funcionamento do sistema através de medidas obtidas em campo, comparando-as com os valores simulados.

As simulações de cobertura de sinal são geradas através do *software* PROGIRA® plan, versão 5.3, que é uma ferramenta utilizada para planejamento do uso de diferentes frequências e uso eficiente do espectro tanto para *broadcasting* quanto para *links* de micro-ondas. O programa utiliza uma base de dados geográficos que permitem simular diferentes sistemas irradiantes, seus valores de intensidade de campo, operando em MFN ou SFN em diversos padrões de transmissão, incluindo o ISDB-TB.

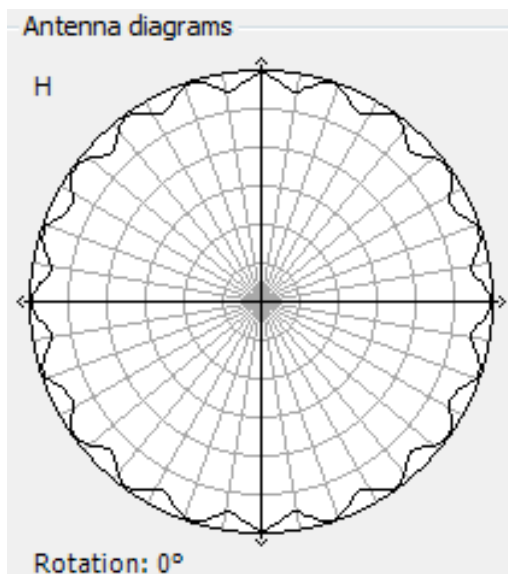
O modelo de propagação utilizado é o *CRC-Predict*, desenvolvido no Canadá pelo *Canadian Research Center* (CRC). Nele é calculada a perda em VHF e UHF ao longo de um caminho, baseando-se na teoria de *Fresnel-Kirchhoff*, na qual o principal cálculo é o da difração sobre o perfil do transmissor ao receptor. Além disso, considera uma atenuação adicional devido a reflexões no terreno, espalhamento troposférico, variabilidade das localidades e disponibilidade temporal, sendo necessário dispor do *clutter* da área de interesse. O *clutter* é um conjunto de polígonos com a classificação da região quanto a urbanização e a vegetação. A intensidade da urbanização e o tipo da vegetação estão associados a uma tabela de atenuação adicional devido às reflexões nestes meios (ITU-R BT.2137, 2008).

4.1 SIMULAÇÃO DE UM GAPFILLER

A simulação da estação reforçadora será feita na região de Florianópolis, no Estado de Santa Catarina. O sistema irradiante da geradora da RBS TV de Florianópolis está localizado em cima de um morro próximo do centro da capital, de maneira que o sinal da emissora cubra máximo de localidades da região.

O sistema usa o canal 33, com 4kW de potência de transmissor, operando em Modo 3, modulação 64-QAM, resultando em $1008\mu\text{s}$ de período efetivo de símbolo, com intervalo de guarda de $1/8$ ($126\mu\text{s}$) e FEC $3/4$. O diagrama da antena utilizada, apresentado na Figura 23, é omnidirecional, ou seja, irradia igualmente para todas direções.

Figura 23: Diagrama horizontal da antena da Geradora de Florianópolis/SC



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

Esta configuração foi obtida empilhando-se 4 níveis de painéis de dipolos direcionais, a fim de aumentar o ganho do sistema irradiante, utilizando 10 faces diferentes, totalizando 40 painéis no sistema, posicionados a uma altura de 79 metros na torre, como mostra Figura 24.

Figura 24: Painéis de dipolos da Geradora de Florianópolis/SC

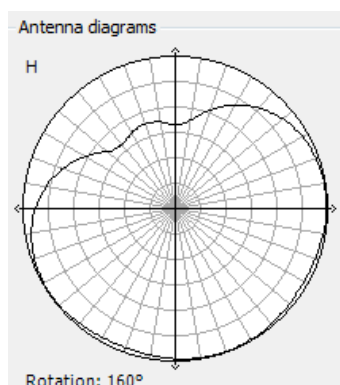


Catálogo de imagens da RBS Participações S.A.

Além da estação principal de Florianópolis, há uma retransmissora digital instalada na praia de Canasvieiras operando em SFN com a geradora. A distância entre os dois sistemas é de aproximadamente 18 km, ou seja, respeita a distância máxima para a que não haja interferências entre as estações, como visto na Tabela 5.

O sistema irradiante da retransmissora da RBS TV de Canasvieiras está localizado em cima de um morro próximo da beira da praia, de maneira que um diagrama omnidirecional não se faz necessário. Para este caso, foi utilizada uma antena com um diagrama horizontal do tipo cardioide, como o da na Figura 25.

Figura 25: Diagrama horizontal da antena de Canasvieiras



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

A antena é do tipo *Slot*, possui 2 fendas e está posicionada a 48 metros de altura, no topo da torre, como visto na Figura 26.

Figura 26: Antena Slot 2 Fendas de Canasvieiras

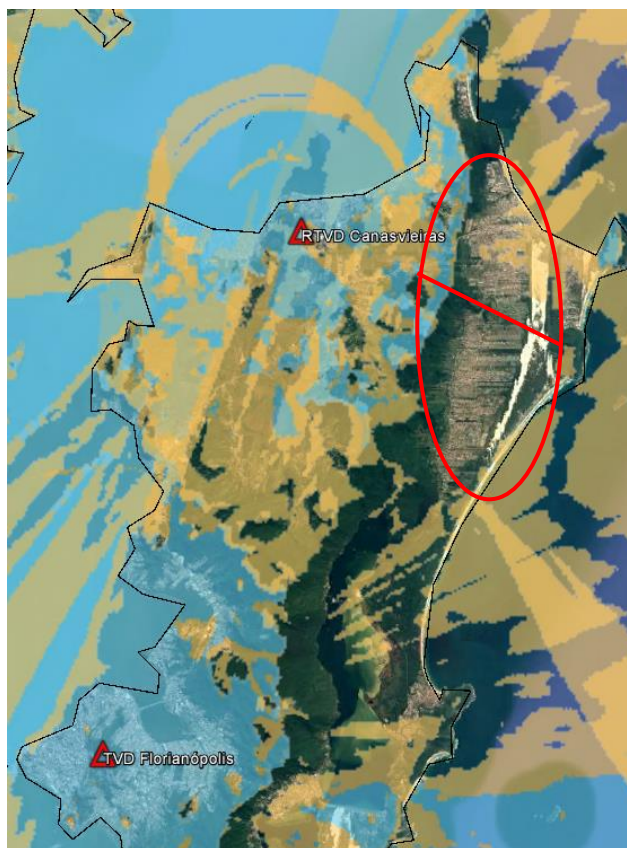


Fonte: Catálogo de imagens da RBS Participações S.A.

O sistema opera em uma rede SFN com a estação principal, portanto deve utilizar os mesmos parâmetros de transmissão. A retransmissora utiliza o canal 33, com 100W de potência de transmissor, operando em Modo 3, modulação 64-QAM, resultando em $1008\mu\text{s}$ de período efetivo de símbolo, com intervalo de guarda de $1/8$ ($126\mu\text{s}$) e FEC $3/4$.

Com as características descritas acima, a cobertura simulada para a rede SFN da geradora de Florianópolis e a retransmissora de Canasvieiras é satisfatória na região de interesse. Entretanto, devido à topografia do local, há uma área de sombra na região de Ingleses, como visto na Figura 27.

Figura 27: Área de cobertura da rede SFN de Florianópolis/SC



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

Legenda: Azul: intensidade de sinal maior que 67dBμV/m
Laranja: intensidade de sinal maior que 51dBμV/m

Na Figura 27, a divisão da elipse representa uma elevação na topografia do local, a qual provocará a mesma falta de sinal na parte inferior da elipse após a inserção do *gapfiller* de Ingleses, como será visto adiante. Para a solução deste problema, bastará replicar os conhecimentos de transmissão de TV Digital utilizando reforçador de sinal apresentados neste trabalho. A região de sombra, acima da divisão da elipse, pretendida para a cobertura do reforçador, pode ser visualizada na Figura 28.

Figura 28: Área de sombra pretendida para o *Gapfiller*



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

Legenda: Azul: intensidade de sinal maior que 67dB μ V/m
Laranja: intensidade de sinal maior que 51dB μ V/m

A área dentro do contorno vermelho, na Figura 28, sofre com deficiência do sinal devido ao grande morro que bloqueia as ondas eletromagnéticas provenientes das duas estações. Na Figura 29, é visualizado o bloqueio do sinal pelo morro e, mais ao fundo, a região de Ingleses sem cobertura digital.

Figura 29: Sinal bloqueado pelo morro



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

Legenda: Azul: intensidade de sinal maior que 67dB μ V/m
Laranja: intensidade de sinal maior que 51dB μ V/m

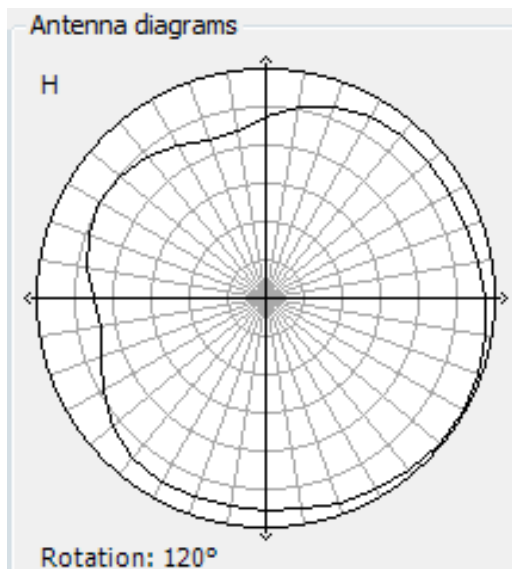
Para solucionar o problema apresentado, será instalada uma estação reforçadora de sinal na região de Ingleses, próximo ao ponto amarelo da Figura 29, de modo que exista nível de sinal suficiente para a recepção do sinal por parte do *Gapfiller* e seja possível cobrir algumas áreas de sombra perto da retransmissora de Canasvieiras.

A distância entre a estação de Ingleses e as estações de Florianópolis e Canasvieiras é de 19.8 km e 4.8 km, respectivamente. Calcula-se um *delay* de 66 μ s para o sinal de Florianópolis atingir a região de Ingleses e 16 μ s para o sinal proveniente de Canasvieiras. Somando-se o *delay* de processamento do *gapfiller* médio de 8 μ s, temos 74 μ s e 24 μ s, que estão dentro do intervalo de guarda de 126 μ s.

O sistema proposto para a estação reforçadora opera no mesmo canal 33, é composto por uma antena *Slot 2* fendas, similar à da Figura 26, com diagrama horizontal do tipo cardioide, orientada à 120°NV, como visto na Figura 30, posicionada a uma altura de 55 metros, para cobrir toda a área de sombra existente. O transmissor

empregado é de 60W de potência de operação, utilizando um *echo canceller* de até 15dB.

Figura 30: Diagrama horizontal da estação reforçadora de Ingleses



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

A antena de recepção foi posicionada em direção a retransmissora de Canasvieiras a uma altura de, aproximadamente, 7 metros. A fim de aumentar a isolamento entre as antenas de recepção e transmissão e evitar a realimentação, foi adicionada uma proteção metálica na recepção de Ingleses, como mostra a Figura 31.

Figura 31: Antena de recepção de Ingleses



Fonte: Catálogo de imagens da RBS Participações S.A.

A cobertura simulada para o sistema descrito acima se mostrou satisfatória na região de sombra, uma vez que cobriu praticamente toda a área. Pode-se ver, na Figura 32, que a cobertura simulada preenche toda a área da região de Ingleses e atinge boa parte da região de Canasvieiras.

Figura 32: Área de cobertura do *gapfiller* de Ingleses

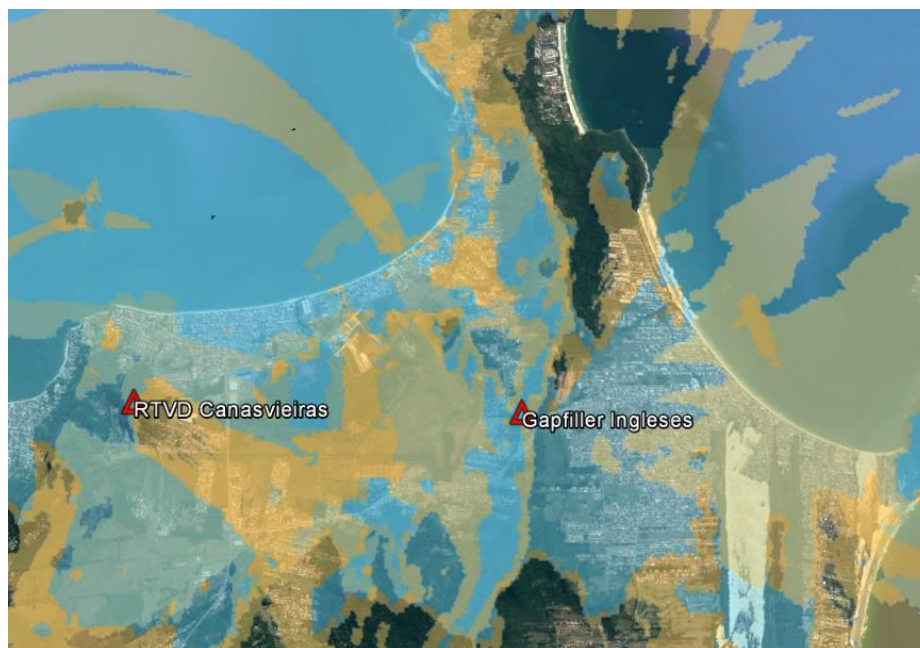


Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

Legenda: Azul: intensidade de sinal maior que 67dBμV/m
Laranja: intensidade de sinal maior que 51dBμV/m

A operação do sistema completo, com as três estações, pode ser vista na Figura 33, onde é mostrado a combinação das manchas de todas as estações na área do norte da ilha. Para analisar se há interferências no sistema proposto, será simulado a recepção em alguns pontos estratégicos comparando aos obtidos em campo, de maneira a verificar diferentes casos possíveis.

Figura 33: Área de cobertura do sistema completo



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

Legenda: Azul: intensidade de sinal maior que 67dB μ V/m
Laranja: intensidade de sinal maior que 51dB μ V/m

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O último passo do processo de instalação de uma emissora é o conjunto de medidas de campo, para aferir a cobertura real do sistema frente ao relevo e edificações. O conjunto de medidas desta seção visa analisar o sinal nas áreas populosas da região de interesse do sistema proposto e verificar se foram satisfeitas as condições de recepção. Para este conjunto de medidas, foram escolhidos pontos de amostragem em regiões de importância pelo relevo.

Os pontos escolhidos estão localizados ao longo de rua e avenidas no norte da ilha, evitando-se medir dentro de *canion streets* (paredões de prédios). Foram plotados e medidos 19 pontos (identificados como P1, P2, ..., P19), distribuídos no mapa local e mostrados na Figura 34.

Figura 34: Pontos de medidas no norte de Florianópolis/SC



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* Google Earth Pro.

As medidas foram realizadas com uma antena *Yagi*, canal 33, dipolo dobrado com refletor, fixado a um suporte acima da caminhonete, numa altura aproximada de 7 m do chão. Foi empregado um cabo coaxial de baixa perda com um divisor conectado a um analisador de espectro da Anritsu, modelo MS 2721B, e uma TV HD com conversor integrado, para verificar o sinal digital.

Figura 35: Analisador de espectro Anritsu MS 2721B



Fonte: Disponível em <https://www.anritsu.com/en-US/test-measurement/products/MS2721B>

O instrumento da Anritsu tem capacidade de decodificação do sinal, medindo a potência do sinal, a taxa de MER sobre a constelação decodificada, obtida antes da atuação dos corretores de erro do sistema (*Reed Salomon*). Além disso, o analisador de espectro possibilita a visualização de medidas imediatas, mostrando os impulsos dos sinais no domínio do tempo (*Delay Profile*). É realizada uma varredura no sentido transversal e no sentido longitudinal da reta imaginária entre o ponto de medida e o transmissor. Ao encontrar-se o ponto de maior intensidade de sinal do local, e verificar-se que a medida está estável por alguns segundos, anota-se o valor médio visualizado, anotando-o manualmente em uma planilha.

Na região do norte da ilha, foram sondados os pontos apresentados na Figura 34, e a Tabela 6 traz os dados dos pontos medidos, como as coordenadas geográficas e o nível de sinal, além da MER.

Tabela 6: Medidas do canal 33 em Florianópolis/SC

	Latitude	Longitude	Nível (dBm)	MER (dB)
P1	27°30'10"	48°30'52"	-53,7	37,4
P2	27°29'12"	48°31'13"	-65,7	34,0
P3	27°29'19"	48°29'34"	-65,0	35,0
P4	27°25'48"	48°28'34"	-66,4	22,9
P5	27°26'45"	48°29'11"	-53,1	38,0
P6	27°26'19"	48°30'21"	-52,3	37,6
P7	27°26'03"	48°31'10"	-68,0	20,7
P8	27°25'45"	48°27'11"	-35,5	38,4
P9	27°24'25"	48°25'28"	-56,5	25,8
P10	27°23'49"	48°25'38"	-67,7	21,6
P11	27°23'22"	48°25'15"	-75,0	17,0
P12	27°23'43"	48°25'59"	-46,5	19,0
P13	27°25'09"	48°24'13"	-62,9	24,0
P14	27°25'37"	48°24'00"	-48,4	25,0
P15	27°26'23"	48°23'16"	-64,5	23,0
P16	27°27'04"	48°22'57"	-54,6	25,0
P17	27°27'49"	48°22'51"	-70,0	21,0
P18	27°26'53"	48°22'42"	-67,0	23,6
P19	27°26'15"	48°24'19"	-35,0	25,6

Em todos pontos medidos, o sinal digital foi aberto pela TV instalada na caminhonete e teve potência superior a -75 dBm e MER superior a 17 dB. A MER mínima indicada pela ITU é de 24 dB, como foi dito na seção 2.5, entretanto tal valor

é apenas uma referência para que se tenha certeza de recepção de qualidade. Na prática, valores acima de 15 dB de MER possibilitam a abertura do sinal digital.

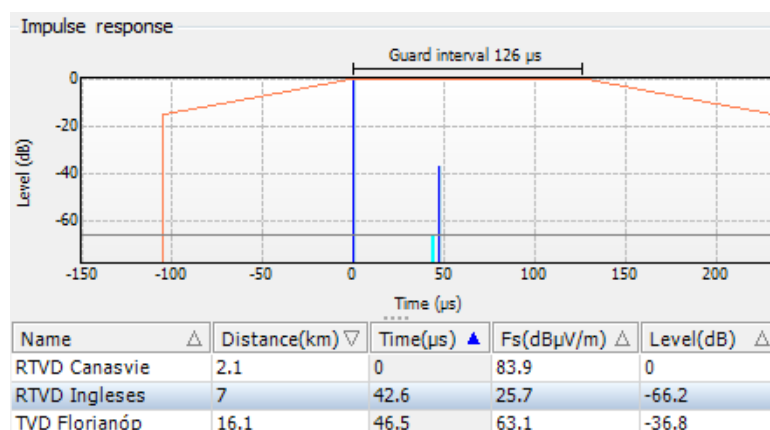
A fim de analisar os resultados das medições com a simulação prevista para os locais, serão apresentados alguns pontos com a resposta ao impulso dos sinais simulada com as distâncias (km), os atrasos (μs), a intensidade de campo “Fs” (dB $\mu\text{V}/\text{m}$) e o *level* (dB), que é a relação de intensidade entre os sinais.

Além disso, será apresentado o *Delay Profile* obtido com o analisador de espectro, com informações de atraso (μs), diferença de atraso entre a simulação e a medida “ Δt ”, o *level* e a diferença de *level* “ ΔL ” entre simulação e a medida. Em ambos gráficos, os sinais com maior intensidade têm seu nível plotado em 0 dB no tempo 0, e os outros são plotados com um *level* correspondente a diferença de intensidade.

- **Ponto 5: 27°26'45" S 48°29'11" W**

No ponto 5, tem-se o caso no qual o receptor somente deve receber os sinais de Florianópolis e de Canasvieiras, pois o *gapfiller* não tem cobertura prevista no local, como visto na Figura 32. Pode-se ver, na Figura 36, a recepção simulada em P5, na qual o sinal de Ingleses tem intensidade muito baixa (25,7 dB $\mu\text{V}/\text{m}$) e 66,2 dB menor do que o sinal de Canasvieiras, já o sinal de Florianópolis chega com 46,5 μs de atraso, ou seja, dentro do intervalo de guarda e relação de -36,8 dB.

Figura 36: Resposta ao impulso dos sinais em P5

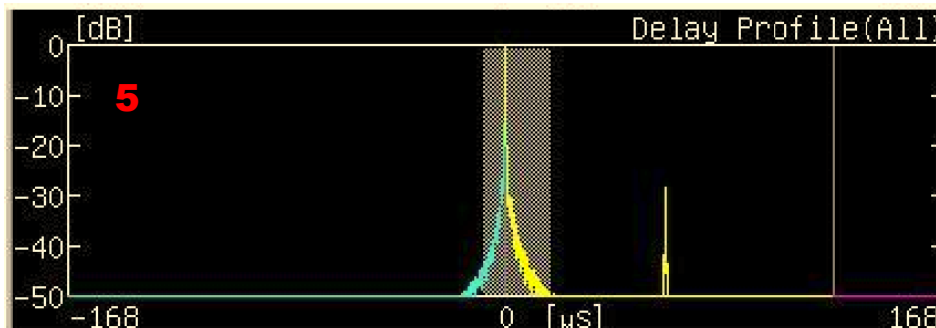


Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

A medida obtida em P5, comprova que o receptor não percebe o sinal de Ingleses. A Figura 37 mostra o sinal de Florianópolis com aproximadamente 48 μs de

atraso e relação de -30 dB comparado ao sinal de Canasvieiras. Estes valores estão próximos dos simulados para o local, com diferença de 1,5 μs e 6,8 dB.

Figura 37: Delay Profile experimental em P5



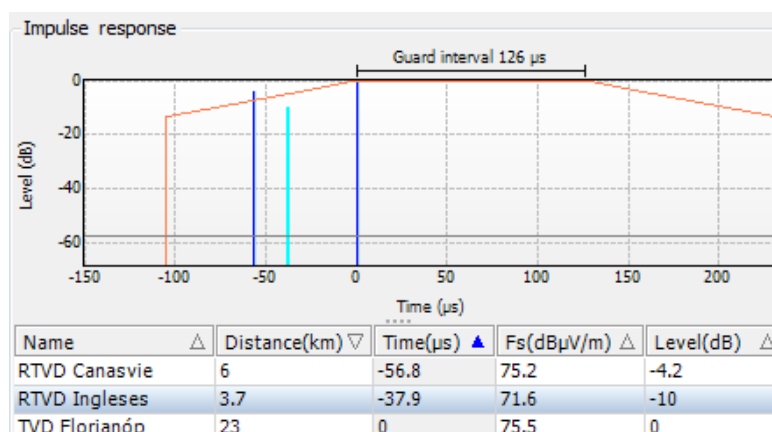
Fonte: Obtido com o analisador de espectro da Anritsu.

Delay Profile (μs)	Δt (μs)	Level (dB)	ΔL (dB)
48	1,5	-30	6,8

- **Ponto 9: 27°24'25" S 48°25'28" W**

A simulação da Figura 38 mostra a recepção de sinal das três estações em P9. Neste caso, o receptor sintoniza no sinal de Florianópolis, porém os sinais de Canasvieiras e Ingleses chegam primeiro no local.

Figura 38: Resposta ao impulso dos sinais em P9

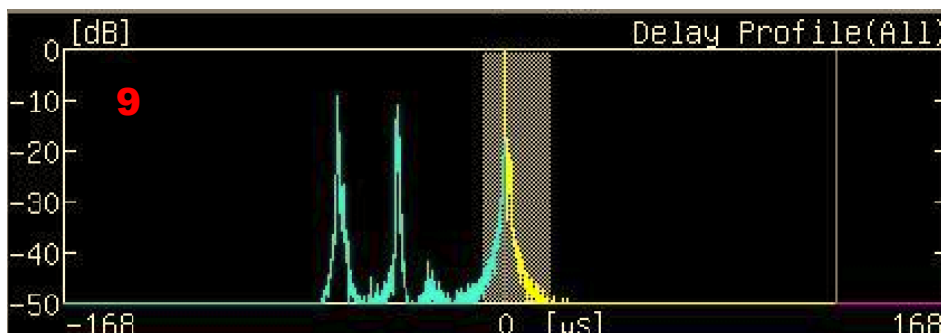


Fonte: Criado pelo autor utilizando o software PROGIRA 5.3.

A medida no local, vista na Figura 39, comprova que o sinal onde é alocado a janela FFT é o último a chegar no ponto, 58 μs após o primeiro, estando dentro do

intervalo de guarda. Novamente, a diferença entre os valores simulados e os medidos é pequena, da ordem de 1,2 μs e 5,8 dB para Canasvieiras e 1,1 μs e 1 dB para Ingleses.

Figura 39: *Delay Profile* experimental em P9



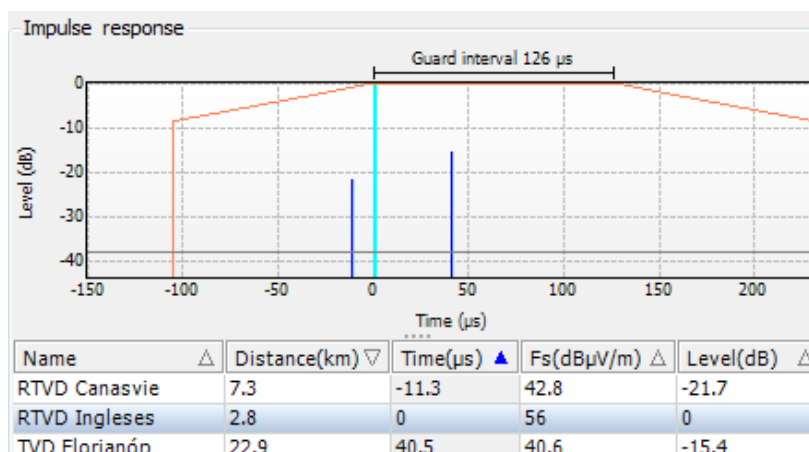
Fonte: Obtido com o analisador de espectro da Anritsu.

Delay Profile 1 (μs)	Δt_1 (μs)	Level (dB)	ΔL_1 (dB)
-58	1,2	-10	5,8
Delay Profile 2 (μs)	Δt_2 (μs)	Level 2 (dB)	ΔL_2 (dB)
-39	1,1	-9	1

- **Ponto 13: 27°25'09" S 48°24'13" W**

Neste ponto, a simulação prevê a sincronização com o sinal de Ingleses e o sinal de Canasvieiras chegando 11.3 μs antes. Mesmo que apareçam os sinais das duas outras estações na Figura 40, não seria possível a recepção no local sem o *gapfiller*, pois as intensidades deles estão abaixo dos 51 $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$, como visto na Figura 28.

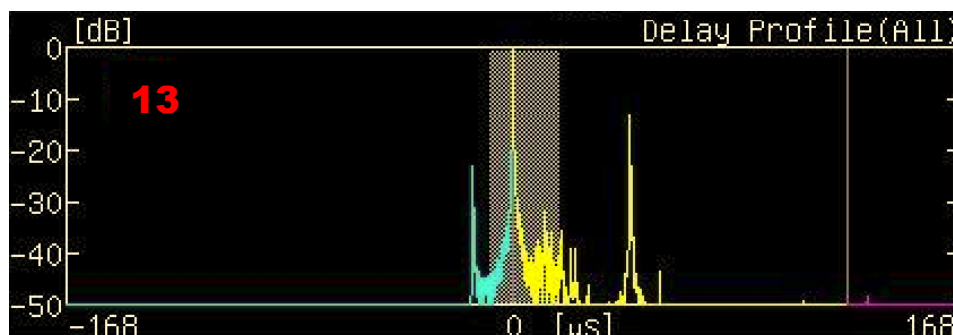
Figura 40: Resposta ao impulso dos sinais em P13



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

O *Delay Profile* da Figura 41 mostra um resultado parecido com o simulado para o local, entretanto, há um misto de impulsos entre o sinal central e o mais atrasado. Esse efeito é causa de ecos dos sinais propagados por multipercurso.

Figura 41: *Delay Profile* experimental em P13



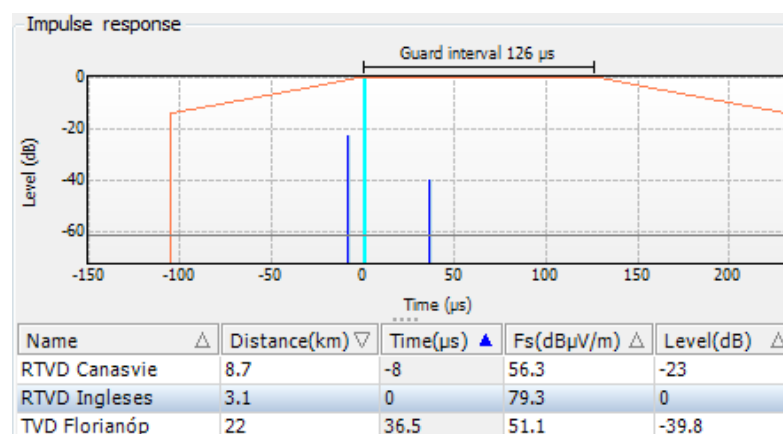
Fonte: Obtido com o analisador de espectro da Anritsu.

Delay Profile 1 (μs)	Δt_1 (μs)	Level (dB)	ΔL_1 (dB)
-14	2,7	-23	1,3
Delay Profile 2 (μs)	Δt_2 (μs)	Level 2 (dB)	ΔL_2 (dB)
44	3,5	-13	2,4

- **Ponto 15: 27°26'23" S 48°23'16" W**

A análise de P15 é importante, uma vez que ele se encontra numa reta que passa pela estação de Canasvieiras e o *gapfiller*, sendo perceptível o tempo de processamento do reforçador de sinal. A diferença de tempo entre o sinal da reforçadora e de Canasvieiras deve ser próximo de 8 μs teoricamente, como visto na Figura 42.

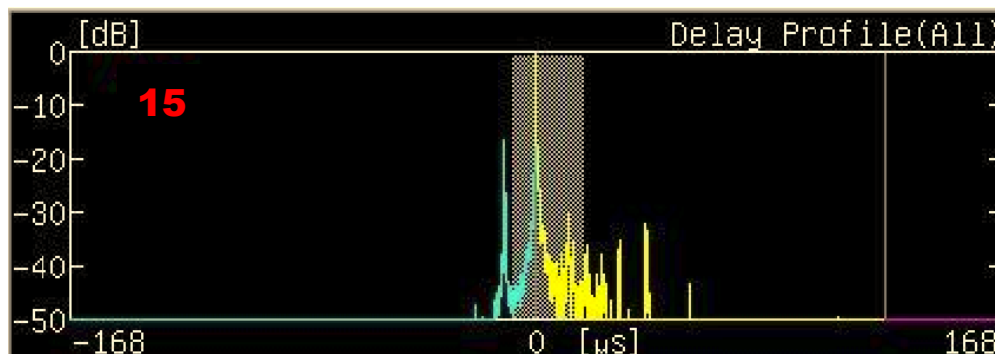
Figura 42: Resposta ao impulso dos sinais em P15



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

Na Figura 43, é possível ver uma diferença de 11 μs aproximadamente, entre os sinais, resultando numa diferença de 3 μs para a simulação. Portanto, conclui-se que o tempo de processamento do *gapfiller* de Ingleses é maior do que os 8 μs estimados previamente. Como existem muitos impulsos resultantes de multipercurso, não se pode verificar qual deles é o sinal proveniente de da geradora de Florianópolis.

Figura 43: *Delay Profile* experimental em P15



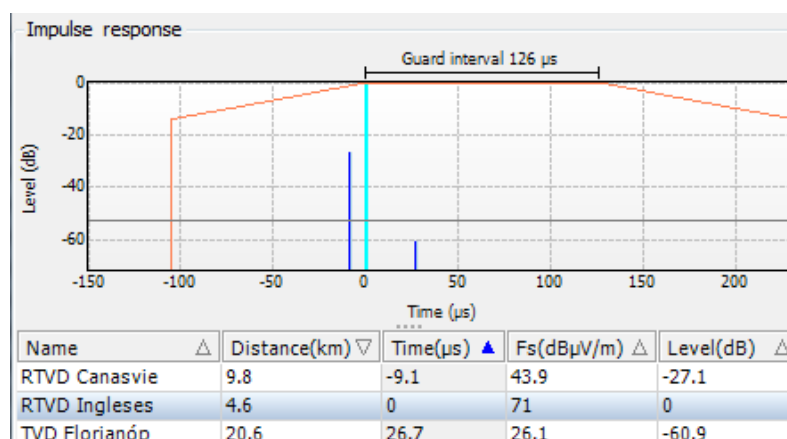
Fonte: Obtido com o analisador de espectro da Anritsu.

Delay Profile (μs)	Δt (μs)	Level (dB)	ΔL (dB)
-11	3	-18	5

- **Ponto 17: 27°27'49" S 48°22'51" W**

Semelhante ao ponto 15, o ponto 17 o equipamento sincroniza aloca a janela FFT no sinal de Ingleses, porém, nesse caso, os sinais das outras duas estações estão abaixo do limiar, ou seja, a estação reforçadora de sinal aumentou a cobertura do sistema.

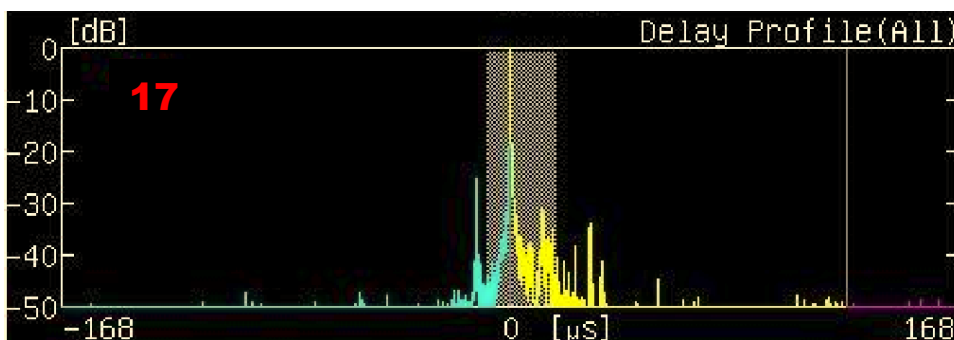
Figura 44: Resposta ao impulso dos sinais em P17



Fonte: Criado pelo autor utilizando o *software* PROGIRA 5.3.

Novamente, não é possível reconhecer o sinal da geradora de Florianópolis na Figura 45, pois ele possui um *level* simulado de -60,9 dB em relação a Ingleses e existem muitos impulsos provindos de ecos.

Figura 45: *Delay Profile* experimental em P17



Fonte: Obtido com o analisador de espectro da Anritsu.

Delay Profile (μs)	Δt (μs)	Level (dB)	ΔL (dB)
-11	1,9	-25	2,1

5. CONCLUSÃO

No presente trabalho, buscou-se apresentar uma visão geral de um sistema de transmissão de TV digital, explicando o processo de modulação e a formação do sinal digital empregado no Brasil. Ainda, foi apresentado um caso de aumento de cobertura de uma rede SFN, utilizando um *gapfiller*, em Florianópolis/SC.

Na análise mais objetiva do escopo central deste trabalho, a transmissão de TV digital com *gapfiller*, após ser instalado o sistema de Ingleses (descrito no capítulo 4), rodando-se os simuladores e realizando-se as medias de campo, conclui-se que:

- O modelo de propagação utilizado, *CRC-Predict* (descrito no capítulo 4), é uma ótima ferramenta para determinar atenuações causadas por acidentes de relevo dentro da área de cobertura da emissora, pois apresentou resultados muito próximos aos reais, obtidos nas medidas.
- Quanto à transmissão (ou retransmissão) do ISDB-TB, com resultados analisados, conclui-se que o sinal digital é robusto e possui capacidade de conviver com diversos sinais provindos de multipercurso, mantendo solidez na recepção.
- O *gapfiller* é uma ferramenta eficiente na solução de problemas de cobertura, não sendo necessário o uso de canais adicionais. A pesquisa e desenvolvimento de tecnologia avançada permitiu a utilização de produtos que fornecem a retransmissão num mesmo canal, com pequeno *delay* de processamento e cancelamento de ecos, evitando sinais de realimentação. Projetando-se o sistema corretamente, o *gapfiller* pode trazer aumento considerável de cobertura para radiodifusores.

Dentro do mesmo estrato urbano (mesma cidade, mesma metrópole) o emprego de retransmissões MFN acarretaria um gasto enorme de espectro, e em alguns casos, dadas as alocações já existentes na faixa de UHF, fica impossível conseguir novos canais para retransmissão. O *gapfiller*, como solução, auxilia no aumento de cobertura em diversos casos e contribui para o uso efetivo do espectro. Também, o *gapfiller* pode empregar diferentes relações e sentidos de polarização entre uma e outra estação, para melhor isolar uma da outra. Enfim, o *gapfiller* é um vasto campo de pesquisa teórica e um grande mercado de instalações práticas.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Diante da abrangência de assuntos tratados relacionados ao tema deste trabalho, além das curiosidades geradas por ele e a não abrangência de alguns tópicos durante seu desenvolvimento, sugere-se como estudos futuros:

- Analisar o uso da polarização vertical para melhorar a isolamento entre estações dentro de uma mesma rede SFN.
- Estudar diferenças entre os sinais em VHF e UHF, verificando suas sensibilidades a ruídos impulsivos e multipercurso.
- Analisar os diferentes modelos de propagação para a simulação de cobertura de sinal digital.

6. BIBLIOGRAFIA

- ABNT NBR 15601. (2007). *Televisão digital terrestre - Sistema de transmissão*.
- ANATEL Resolução nº398. (7 de abril de 2005). Fonte:
www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2005/288-resolucao-398
- ANATEL Resolução nº625. (11 de Novembro de 2013). Fonte:
<http://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2013/644-resolucao-625>
- Bledow, G. D. (2013). *TRANSMISSÃO DE TV DIGITAL UTILIZANDO REDE SFN*. Porto Alegre, RS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul.
- Chang, R. (1966). Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission. *Bell System Technical Journal*, 1775–1796.
- CPqD e ANATEL. (2003). *Planejamento de Canais de TV Digital*.
- Edfors, O., Sandell, M., Beek, J.-J. v., Landström, D., & Sjöberg, F. (1996). *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*. Lulea University of Technology.
- Hamazumi, H., Imamura, K., Iai, N., Shibuya, K., & Sasaki, M. (1998). *A loop interference canceller for the relay stations in a single frequency network for digital terrestrial broadcasting*. Tóquio, Japão: NHK Science and Technical Research Laboratories.
- ITU-R BT. 1735-2. (2015). Methods for objective reception quality assessment of digital terrestrial television broadcasting signals.
- ITU-R BT.2137. (2008). *Coverage prediction methods and planning software for digital terrestrial television broadcasting (DTTB) networks*.
- ITU-R P.1546. (2013). Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz.
- ITU-R WP6A. (2015). Draft new Report ITU-R BT.[UHDTV-DTT TRIALS] - Collection of field trials of UHDTV over DTT networks.
- Liyi, Z., & Deli, L. (1998). *Interference Suppression in Cochannel Relay Television System*. Taiyuan, Shanxi, P. R. China: Department of Electron and Information Engineering, Taiyuan University of Technology.
- M. de Carvalho, S. R., Iano, Y., & Arthur, R. (2011). ISDB-Tb field trials and coverage measurements with gap-filler in suburban environments. *IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*.
- Malmgren, G. (1996). *Network Planning of Single Frequency Broadcasting Networks*. Stockholm, Sweden: Kungl Tekniska Högskolan.
- Malmgren, G. (1997). *Single Frequency Broadcasting Networks*. Stockholm, Sweden: Kungl Tekniska Högskolan.

- Mattson, A. (2005). Single Frequency Network. *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 51, Nº4.
- May, G., & Unger, P. (2007). A New Approach for transmitting local content within digital single frequency broadcast networks. *IEEE Transactions on Broadcasting* Vol. 53.
- O'Leary, S. (2000). *Understanding Digital Terrestrial Television*. New York: Artech House.
- Oliveira, J. (2008). *Avaliação Experimental do Desempenho do Canal Móvel do Sistema Brasileiro de Televisão Digital*. Campina Grande, Brasil: UFCG.
- Pinto, E. L., & Albuquerque, C. P. (junho de 2002). A Técnica de Transmissão OFDM. *Telecomunicações*, 5, 1-10.
- Rocha, C.A. (2012). *TV Digital Avançado - da teoria à prática*. Sapucaí: Inatel, S.R. Universidade Presbiteriana Mackenzie. (2004). Sistema de TV Digital. *Revista Mackenzie de Engenharia e Computação*, 5, 13-96.
- Volakis, J. (2007). *Antenna Engineering Handbook*. McGraw Hill Professional.
- YATES, R., & GOODMAN, D. (2005). *Probability and Stochastic Processes: a friendly introduction for electrical and computer engineers*. (2 ed.). New Jersey: John Wiley & Sons.