

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES
CAMPUS PATOS DE MINAS

Michele Santos Fernandes

UM ESTUDO TEÓRICO DO PADRÃO IEEE 802.22

Patos de Minas - MG

2023

Michele Santos Fernandes

UM ESTUDO TEÓRICO DO PADRÃO IEEE 802.22

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca examinadora como requisito parcial de avaliação da disciplina de TCC1 da graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações, da Faculdade de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Uberlândia, Campus Patos de Minas.

Orientadora: Profa. Dra. Karine Barbosa Carbonaro

Patos de Minas - MG

2023

UM ESTUDO TEÓRICO DO PADRÃO IEEE 802.22

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca examinadora como requisito parcial de avaliação da disciplina de TCC2 da graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações, da Faculdade de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Uberlândia, Campus Patos de Minas.

Patos de Minas, 21 de junho de 2023.

Banca Examinadora

Profa. Dra Karine Barbosa Carbonaro (FEELT/UFU)

Orientadora

Prof. Dr. André Antônio dos Anjos (FEELT/UFU)

Prof. Dr. Renan Alves dos Santos (FEELT/UFU)

AGRADECIMENTO

Primeiramente a Deus e Nossa Senhora pelo dom da vida, pela saúde e sabedoria para suprir todos os obstáculos na realização desse trabalho.

Aos meus pais e irmão pelo incentivo, dedicação e ânimo durante toda essa jornada.

Ao meu esposo que me incentivou e apoiou para realização desse trabalho.

Ao professor Dr. André Antônio dos Anjos que auxiliou no desenvolvimento das simulações e, como membro da banca contribuiu para o enriquecimento do trabalho.

A professora Dra. Karine Barbosa Carbonaro, por ser sido minha orientadora, pelo apoio e não ter medido esforços para que ele acontecesse.

Ao Curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações da Universidade Federal de Uberlândia *campus* Patos de Minas, e às pessoas que convivi nesses espaços durante essa jornada e enriquecendo minha vida pessoal e acadêmica.

RESUMO

Esse trabalho apresenta um estudo padrão IEEE 802.22 conhecido como Redes Regionais sem fio (WRAN) utilizando os espaços em branco no espectro de frequência da TV, as faixas de frequência vagas, de 54 MHz a 862 MHz com um raio de cobertura de 30 km e oferece taxa de dados é de 4,54 a 22,9 Mbps. Sendo desenvolvido no trabalho o estudo da estrutura, arquitetura, camada de controle (MAC), camada física (PHY), para análise da rede quase sem interferência para comunicação e taxa de dados. Com código desenvolvido no *software* Matlab, simulado a camada física (PHY) conforme os parâmetros do padrão IEEE 802.22, composto pela técnica de transmissão de dados OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) com variação do código prefixo, código convolucional e modulações QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*), 16 e 64-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

Palavra-chave: Padrão IEEE 802.22, WRAN, camada PHY, OFDM.

ABSTRACT

This paper presents a study IEEE 802.22 standard known as Wireless Regional Area Networks (WRAN) using the TV frequency spectrum blanks, the vacant frequency bands, from 54 MHz to 862 MHz with a coverage radius of 30 km and offers data rate is 4.54 to 22.9 Mbps. Being developed in the work the study of the structure, architecture, control layer (MAC), physical layer (PHY), for analysis of the network almost without interference for communication and data rate. With code developed in Matlab software, simulated the physical layer (PHY) according to the parameters of the IEEE 802.22 standard, composed of the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) data transmission technique with variation of the prefix code, convolutional code and QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), 16 and 64-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) modulations.

Key words: IEEE 802.22 standard, WRAN, PHY layer, OFDM.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Panorama do uso da Internet no Brasil.....	15
Figura 2.1 - Uma célula IEEE 802.22 WRAN com uma estação base e terminais de usuário.....	18
Figura 2.2 – Coexistência dos sinais de internet e televisão.....	20
Figura 2.3 - Estrutura geral do super quadro no modo normal.....	21
Figura 2.4 - Estrutura geral do super quadro no modo coexistência.....	22
Figura 2.5 - Arquitetura de referência de protocolo para o padrão 802.22.....	25
Figura 2.6 – Sinal modulado em BPSK.....	27
Figura 2.7 - Constelação PSK binário.....	28
Figura 2.8 - Sinal modulado em QPSK.....	28
Figura 2.9 – Constelação QPSK.....	30
Figura 2.10 – BER da QPSK no canal AWGN.....	30
Figura 2.11 – Geração e recuperação de um sinal modulado no M-QAM com constelação quadrada.....	32
Figura 2.13 – Constelações 16 e 64 – QAM.....	33
Figura 2.14 – BER das 16 e 64-QAM no canal AWGN.....	34
Figura 2.15 – Ortogonalidade no domínio da frequência.....	35
Figura 2.16– Multiplexação OFDM utilizando IFFT.....	35
Figura 2.17 – Demultiplexação OFDM utilizando FFT.....	36
Figura 2.18 – Símbolo OFDM com a adição do prefixo cíclico.....	37
Figura 4.1 – Resposta em magnitude do canal de 6MHz.....	41
Figura 4.2 – Símbolo OFDM sem prefixo cíclico. (a) CP = 1/4 (b) CP = 1/32.....	42
Figura 4.3 – Símbolos transmitidos e recebidos nas portadoras com equalização.....	45
Quadro 2.1 - Parâmetros de proteção do padrão IEEE 802.22.....	21
Quadro 2.2 – Espaço do sinal do QPSK.....	29
Quadro 3.1 – Parâmetros da camada PHY do padrão IEEE 802.22.....	38

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Taxa de dados QPSK.....	42
Tabela 4.2 – Taxa de dados 16-QAM.....	43
Tabela 4.3 – Taxa de dados 64-QAM.....	44
Tabela 4.4 – Taxa de dados sem prefixo.....	44
Tabela 4.5 – Taxa de dados de referência do padrão IEEE 802.22.....	45
Tabela 4.6 – Resultados da MER do sistema 64-QAM.....	46

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWGN	Ruído Gaussiano Branco Aditivo
BPSK	Chaveamento de fase binário
BS	Estação Base
CBP	<i>Coexistence Beacon Protocol</i>
CPE	Cliente Equipamento Comercial
CR	Rádio Cognitivo
DS	<i>Dowstream</i>
DTV	Televisão Digital
EIRP	Potência Isotrópica Radiada
FCC	Comissão Federal de Comunicações
FI	Frequência Intermediária
GPL	<i>General Public License</i>
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
ID	Identificação
IEEE	Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos
IFFT	Transformada Inversa de Fourier
ITU	União Internacional de Telecomunicações
MAC	Controle de Acesso ao Meio
OFDM	Modulação por divisão ortogonal de frequência
OFDMA	Modulação por divisão de frequência por acesso múltiplo
PHY	Camada física
PSD	Densidade de Potência Espectral
QoS	Qualidade de serviço
QP	<i>Quiet Periods</i>
QPSK	Chaveamento de quadrifase
RF	Rádio frequência
SCH	<i>Superframe Control header</i>
SCW	Auto coexistência de janela
SDR	Rádio definido por software
SM	Gerenciamento de espectro
TDM	Multiplexação por divisão de tempo

TV	Televisão
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
US	<i>Upstream</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
WRAN	Redes regionais sem fio
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

MHz	Mega Hertz
Km	Quilômetros
Mb/s	Mega bytes por segundo
kb/s	kilo bytes por segundo
bps	Bits por segundo
Hz	Hertz
Bits	<i>Binary Digit</i>
DBm	Decibéis
Ms	Milissegundos

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	13
1.1 TEMA DO PROJETO	14
1.2 PROBLEMATIZAÇÃO	14
1.3 OBJETIVOS.....	15
1.4 JUSTIFICATIVA	16
2. REFERENCIAL TEÓRICO	18
2.1 CAMADA DE CONTROLE DE ACESSO AO MEIO.....	19
2.2 SENSORIAMENTO ESPECTRAL	23
2.3 CAMADA FÍSICA	25
2.4 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA ORTOGONAL	33
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	37
3. METODOLOGIA	38
3.1 PARÂMETROS AVALIATIVOS	38
4. RESULTADOS.....	41
4.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS	47
5. CONCLUSÕES GERAIS	48
6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	49

1. INTRODUÇÃO

Observa-se um crescimento no número de usuários nas redes de telecomunicações, especialmente, nas redes sem fio de acesso em banda larga que pode ser fixo ou móvel, conforme a nossa sociedade está mais conectadas, novas tecnologias surgindo e internet das coisas tudo advento da internet. Porém, o espectro eletromagnético, utilizado nas comunicações sem fio, encontra-se saturado na faixa transmissão do espectro na faixa de 300MHz a 6GHz considerada melhor, pois para frequências muito baixa o comprimento de onda fica muito grande e frequência for muito elevada tem perda de propagação. Há diversas alternativas existentes para um uso mais eficiente desse recurso, tais como: sistemas de comunicações com alta eficiência espectral, técnica *beamforming* (onde sinal ruído maior no receptor, permitindo uma maior taxa de transmissão, aumenta a eficiência do espectro), sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), *Fractional Frequency Reuse* (FFR), algoritmos de gestão de recursos de rádio, algoritmos de mitigação de interferência e controle de potência, *small cells* (Femtocélulas) e Redes de Rádio Cognitivo (RRC). [1]

Na década 90, Joseph Mitola iniciou o desenvolvimento do rádio definido por software (SDR - Software-Defined Radio). O propósito do circuito de rádio frequência (RF – Radio Frequency) era converter um sinal em banda passante para a frequência intermediária (FI). Em seguida, ele aplicou o SDR para a inteligência artificial em seu doutorado em 2000 e definiu o rádio cognitivo (CR - Cognitive Radio). Ele desenvolveu ferramentas que possibilitaram ao CR aprender e raciocinar possibilitando a reconfiguração autônoma e adaptação ao ambiente de comunicação. Nesse contexto, o CR possibilita maior qualidade de serviço e capacidade de gerenciamento própria, o hardware é mantido e o software se adapta.

As redes de rádios cognitivos são divididas em primário e secundário. A rede primária é uma rede licenciada e a secundária não possui licença devida para operar na banda de frequência desejada.

Os rádios cognitivos possibilitam o acesso dinâmico ao espectro de frequências, como por exemplo, no espaço em branco da Televisão (TV). A abertura desse espaço pela Comissão Federal de Comunicações (FCC - *Federal Communications Commission*) proporciona o desenvolvimento do padrão IEEE 802.22. Ele é voltado para conectividade em localidades distantes dos grandes centros urbanos. Utiliza a tecnologia de rádio cognitivo para acessar dinamicamente o espectro de forma oportunista.

O padrão IEEE 802.22, WRAN (*Wireless Regional Area Network*), é considerado uma tecnologia alternativa ao *wireless fidelity* (Wi-Fi) nas frequências de 54 MHz e 862 MHz.

Semelhante aos sinais de TV, o acesso à internet pode ultrapassar dezenas de quilômetro se não houver restrições quanto a ambientes internos e similares. No entanto, os desafios são muitos: identificação dos usuários primários, lista de canais não utilizados localmente, e definição dos níveis de potência para não interferir com as bandas [2]. Diante desses desafios, foi criado um grupo de trabalho com a tarefa específica de desenvolver uma interface aérea física e com acesso ao meio (MAC - *Medium Access Control Layer*) com base em rádios cognitivos (CRs - *Cognitive Radios*) para viabilizar essa comunicação sem fio [2].

1.1 TEMA DO PROJETO

Elaborar um estudo teórico para o entendimento do padrão IEEE 802.22, conhecida como Rede Regionais sem fio (WRAN).

1.2 PROBLEMATIZAÇÃO

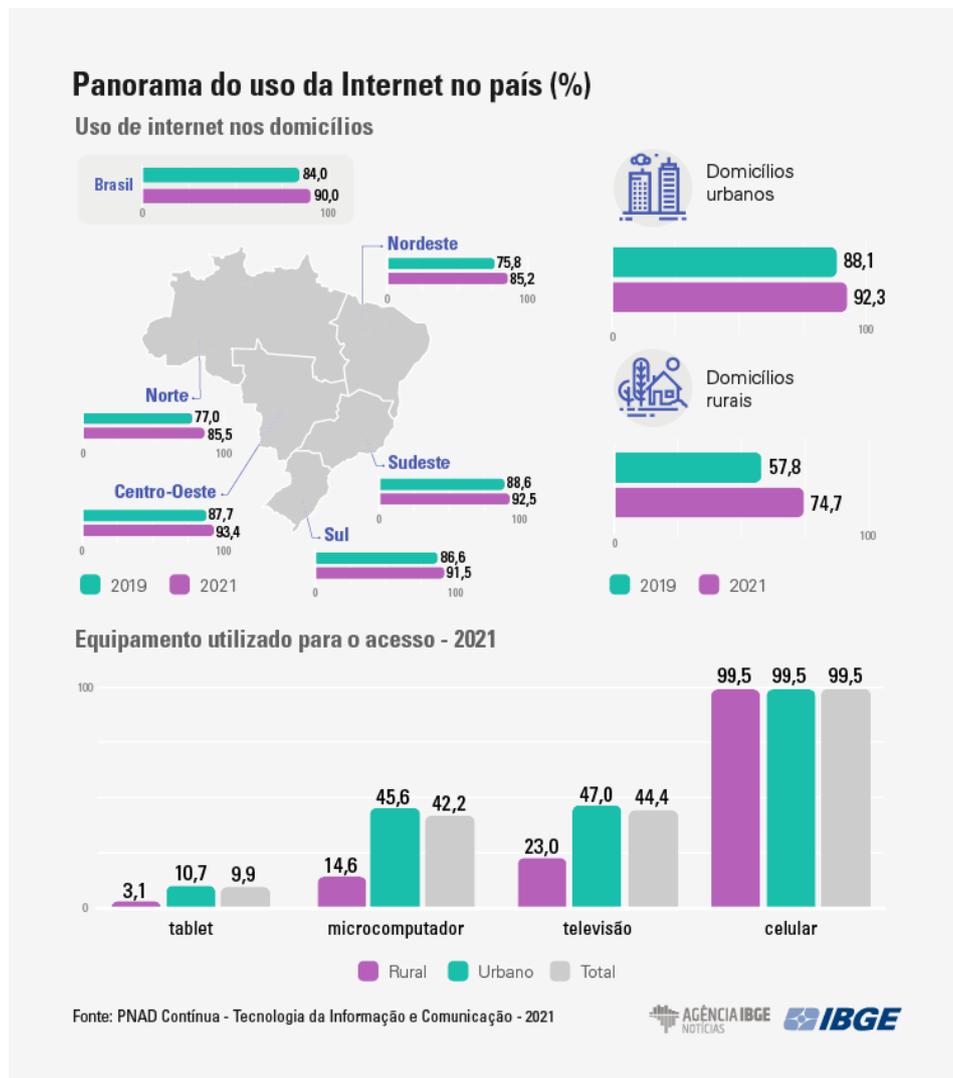
De acordo com os dados do IBGE (Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística), de 2019 a 2021, na área rural, a proporção de domicílios com internet aumentou de 57,8% para 74,7% como ilustrado na Figura 1.1. Porém, em 2021, a banda larga fixa superou a banda larga móvel, revertendo uma tendência dos últimos anos [3].

No Brasil, um dos principais desafios do agronegócio é o acesso à internet no campo. Esse acesso e o uso de tecnologias auxiliam na melhora do desempenho produtivo das propriedades rurais. Permitindo um acompanhamento do crescimento das culturas com uso de drones, *softwares* e sensores agrícolas [4]. Para usufruir dos benefícios da agricultura 4.0, o produtor rural deverá investir em conectividade. Atualmente, nota-se que há algumas empresas desenvolvendo alternativas para prover essa conectividade no campo em todos os cantos do país.

Além do aumento da demanda por conectividade em locais distantes, observou-se a escassez do espectro de frequência. Nesse ponto, foram iniciados estudos da utilização de espaços brancos em faixas de frequências licenciadas pela ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) e, assim, otimizar o uso dessas frequências por meio de outras tecnologias. Os rádios cognitivos propõem o uso eficiente do espectro de frequências [17].

O IEEE 802.22 é um padrão sendo uma das possibilidades prover conectividade em localidades distantes dos grandes centros urbanos. Ele utiliza a tecnologia de rádio cognitivo para viabilizar o acesso dinâmico ao espectro de forma oportunista, revolucionando a forma de utilização do espectro de frequência [5].

Figura 1.1 – Panorama do uso da Internet no Brasil.



Fonte: [3].

1.3 OBJETIVOS

Neste trabalho objetiva-se apresentar um estudo teórico da camada física que compõe o padrão IEEE 802.22. Para cumprir esse objetivo, foram desenvolvidos os seguintes objetivos específicos:

- Estudo, por meio de livros e artigos, das camadas de enlace (MAC - *Media Access Control*) e física (PHY) do padrão WRAN;
- Estudo das técnicas de comunicação digital relacionadas ao padrão IEEE 802.22: QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*), QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) e OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*);

- Avaliação da camada física utilizando o *software* Matlab.

1.4 JUSTIFICATIVA

A conectividade passou a ser passaporte para sobrevivência de negócios e sociedade. Além disso, o mercado de redes de malha sem fio foi avaliado em US\$ 4,98 bilhões em 2020 e tem previsão de atingir US\$ 9,66 bilhões até 2026 [6]. Comunicação sem fio apresenta baixo custo financeiro e escalabilidade flexível, fatores que impulsionam a implantação dessa tecnologia.

O protocolo IEEE 802.22 para rádio cognitivo sendo uma alternativa para locais que antes eram considerados “isolados” o acesso à comunicação sem fio [2]. Desenvolver esse trabalho de conclusão de curso proporcionará um pouco mais de entendimento sobre o padrão IEEE 802.22 como solução de acesso nas regiões de baixa densidade populacional.

Na literatura é recorrente o estudo da camada física (PHY) do padrão IEEE 802.22, como pode ser visto nos artigos:

- *Modeling and simulation of physical layer of IEEE 802.22 over a multipath fading channel* [7], os autores modelam a camada física do padrão utilizando a ferramenta *Simulink* do MATLAB. A avaliação dessa camada é em um canal com AWGN e *Rayleigh*.
- *Modeling and performance evaluation of IEEE 802.22 physical layer* [8], os autores apresentam uma visão geral do padrão. Além disso, eles modelam a camada física na ferramenta *Simulink* do MATLAB para avaliar a BER.
- *Modeling and simulation of physical layer of IEEE 802.22 over a multipath fading channel* [9], os autores modelam a camada física do padrão utilizando a ferramenta *Simulink* do MATLAB. Eles listam 8 modos, taxa de código e de bits, da camada PHY com melhor desempenho.
- *A simplified IEEE 802.22 PHY layer in Matlab-Simulink and SDR platform* [10], além da simulação da camada física é realizada a implementação em tempo real na plataforma de rádio definido por software utilizando o GNU *radio* e USRP (*Universal Software Radio Peripheral*).
- *Software-Defined Radio-Based Evaluation Platform for Highly Mobile IEEE 802.22 System* [18], os autores atrás do rádio definido por software (SDR) simulando por meio do software MATLAB teste de desempenho da camada física (PHY).

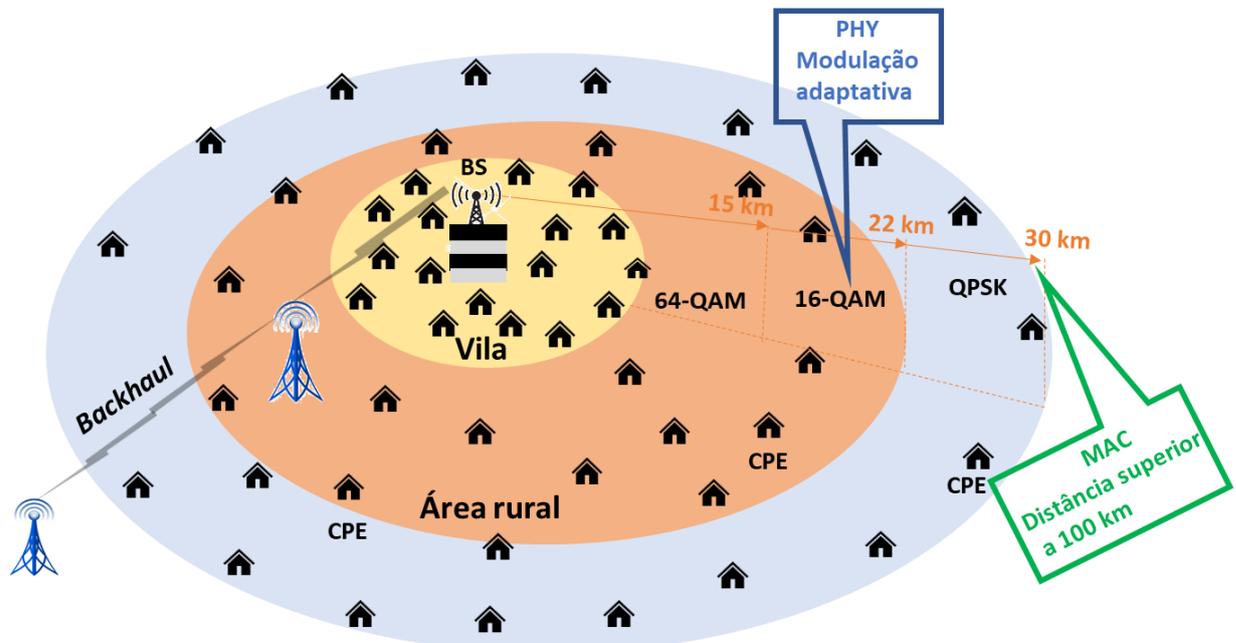
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No item 2 apresenta-se uma revisão bibliográfica das camadas de enlace (MAC) e física (PHY). São abordados conceitos e especificações técnicas do padrão. No item 3 é descrita a análise e os resultados do estudo da camada física. E as conclusões gerais são apresentadas no item 4.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

O padrão IEEE 802.22 surgiu para áreas de baixa densidade populacional com o intuito de fornecer banda larga e acesso de redes de dados. Nesse padrão são usadas as Redes de Área Regionais Sem Fio (WRAN). Ele utiliza as faixas de frequência vagas, de 54 MHz a 862 MHz, dos sistemas de VHF (*Very High Frequency*) e UHF (*Ultra High Frequency*) evitando a interferência das operadoras que transmite nessa faixa de frequência [6]. A Figura 2.1 ilustra o cenário de uma aplicação do padrão IEEE 802.22 em uma área rural situada ao redor de uma vila com raio de cobertura entre 10 e 30 km [11].

Figura 2.1 - Uma célula IEEE 802.22 WRAN com uma estação base e terminais de usuário.



Fonte: Adaptado de [7].

A topologia é a ponto multiponto e o sistema é composto por uma estação base (BS - *Base Station*) e vários equipamentos dos clientes (CPE - *Customer Premises Equipament*). A BS controla a si mesma e os CPEs. Além disso, ela controla o acesso ao meio e todas as características da transmissão de rádio frequência como modulação, codificação e frequências de operação. Com o objetivo de proteger o serviço primário, a estação base e os CPEs têm uma relação mestre/escravo, onde cada CPE (escravo) precisa de autorização da BS (mestre) para transmitir.

As especificações do padrão relacionadas as camadas do modelo TCP/IP são: Camada de Controle de Acesso ao Meio que acomoda terminais de usuários com até 100 km de distância

utilizando uma especificação de tráfego adequado no quadro, nela pelo rádio cognitivo consegue monitorar o tráfego do usuário nesse alcance maior antes de ter conectividade com o sistema, a camada física que cobre um raio de até 30 km nos sistemas de WRAN [6, 11].

O servidor deve estar em 50% dos locais em áreas mais distantes (periféricas) para que os provedores alcancem seus assinantes e que em 99,9% do tempo forneça conexão confiável [6, 11]. A eficiência espectral é na faixa de 0,5 bit por (seg/Hz) até o limite de 5 bits por (seg/Hz). Considerando uma média de 3 bits por (seg/Hz) em um canal de televisão de 6 MHz corresponderia a 18 Mbps. Sendo assim, sendo 12 CPE's no sentido da rede para usuário (DS - *downstream*) permitiria uma largura de banda de 1,5 Mbps para cada CPE. No sentido do usuário para rede (US - *upstream*) é definido o pico de 384 kbps [6, 11]. Esse padrão torna possível que uma estação base forneça serviço de internet para até 512 equipamentos portáteis ou fixos para o equipamento do cliente ou área de cobertura para grupos de dispositivos [6, 11].

O IEEE 802.22 utiliza a mesma banda da TV, entre 54 e 862 MHz, porém assegurando que a probabilidade de interferência baixa quase nula. A sua atuação abrange inclusive a faixa de 450 a 470 MHz, previsto pela Resolução Anatel nº 558, de 20 de dezembro de 2010, Programa Nacional de Telecomunicações Rurais, do Ministério das Comunicações do Brasil, incluso no plano nacional de banda larga.

2.1 CAMADA DE CONTROLE DE ACESSO AO MEIO

A camada de controle de acesso ao meio proporciona acesso ponto a multiponto. Ela é baseada em rádio cognitivo, por isso deve ser flexível e responder rapidamente a alterações na operação, impedindo erros na transmissão. Essa camada tem probabilidade muito baixa de interferências com os operadores de TV e com outros sistemas da família 802. Essa camada avalia o espectro de frequências de duas maneiras: *In-band* e *out-of-band*. A avaliação dentro da banda (*In-band*) consiste no sensoriamento do canal em uso pela BS (*Base Station*) e pelo usuário. Já na avaliação fora da banda (*out-of-band*), o sensoriamento é realizado em todos os demais canais. O processo de sensoriamento pode ser realizado de dois modos distintos: *Fast Sensing* e *Fine Sensing*. O sensoriamento rápido (*Fast Sensing*) é realizado em um intervalo de 1 ms por canal. E o sensoriamento fino (*Fine Sensing*) é realizado em um intervalo de 25 ms ou mais por canal. Os resultados obtidos no procedimento *Fast Sensing* são utilizados no *Fine Sensing*. Nos dois casos, é a estação base que decide tomar com os resultados obtidos por ela e pelo usuário [13].

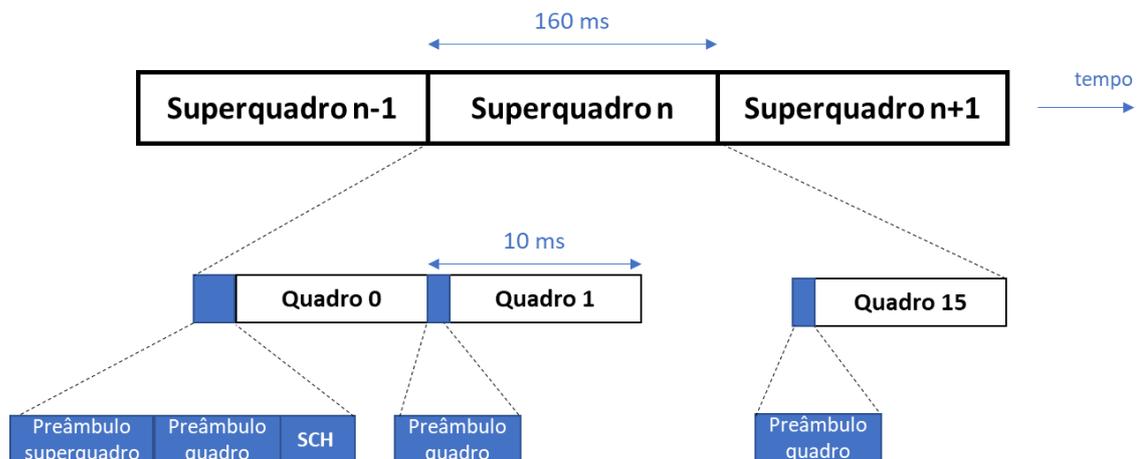
A camada MAC tem suporte à qualidade de serviço (QoS - *Quality of Service*). De acordo com o tipo ou classe de serviço, o CPE pode receber direito contínuo de transmitir ou alocação dinâmica da BS. O endereço MAC estabelece os endereços entre a BS e o CPE e, assim, identifica-se cada um deles no momento da associação na rede [13].

A BS transmite em cada *burst* do (CBP - *Coexistence Beacon Protocol*) contendo os dados de identificação (ID) do dispositivo e número de série. Essas informações fazem parte do processo de autoidentificação. Esse procedimento auxilia em possíveis interferências no seu histórico de serviços e a coexistência como parte dos dados do cabeçalho do super quadro de controle (SCH - *Super frame control*) [13].

Nessa camada têm duas estruturas, o quadro (*frame*) e o superquadro (*superframe*). O superquadro, enviado pela BS, tem duração de 160 ms e é composto pelos campos: preâmbulo, cabeçalho e 16 quadros. Cada quadro compreende um subquadro DS (*downstream*) e outro US (*upstream*), além de um CBP. O subquadro DS contém um único protocolo PHY (PDU - *Protocol Data Unit*). O subquadro US pode ter vários PDUs de diferentes CPEs e conter intervalos para inicialização, requisição de largura de banda, notificação UCS (*Urgent Coexistence Situation*), e auto-coexistência [13].

Há dois modos operacionais: normal, ilustrado na Figura 2.2, e o auto-coexistente, ilustrado na Figura 2.3. Observe na Figura 2.2 que no início de cada superquadro, a BS transmite o SCH, os preâmbulos do superquadro e quadro. E a seguir tem-se a carga útil do primeiro quadro reduzida em dois símbolos com $\frac{1}{4}$ de prefixo para manter o tamanho do quadro [13].

Figura 2.2 - Estrutura geral do super quadro no modo normal.

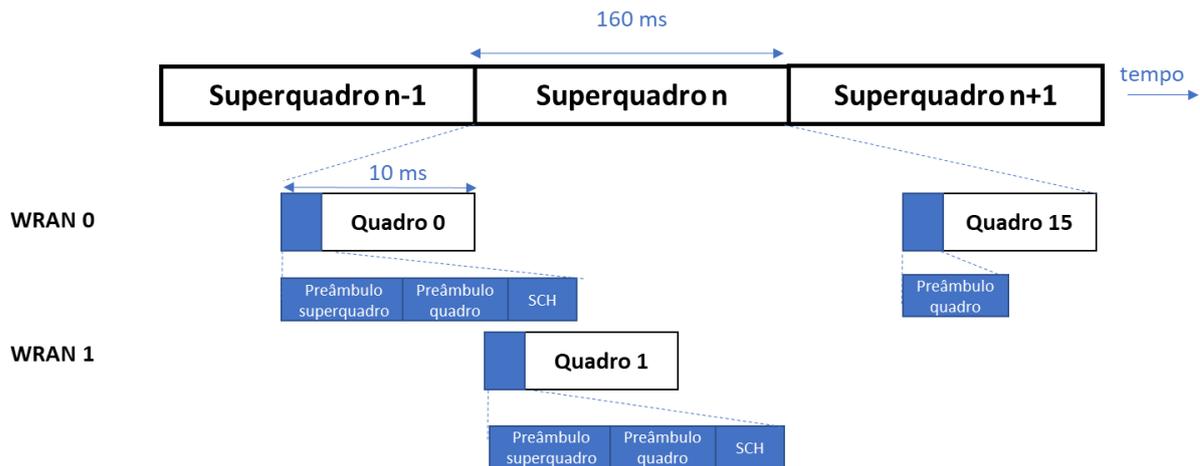


Fonte: Adaptado [13].

Observe, na Figura 2.3, que a BS transmite os preâmbulos do superquadro e quadro e o SCH durante o primeiro quadro ativo. As BSs e os CPEs transmitirão durante o quadro alocados

a essa célula WRAN. Eles só podem transmitir durante outros quadros quando uma janela de auto coexistência (SCW - *Self-Coexistence Window*) for agendada. Durante os quadros não alocados para a célula WRAN, as BS e os CPEs monitoram o canal em busca de qualquer transmissão das células WRAN vizinhas para melhorar a auto coexistência [13].

Figura 2.3 - Estrutura geral do super quadro no modo auto coexistência.



Fonte: Adaptado [13].

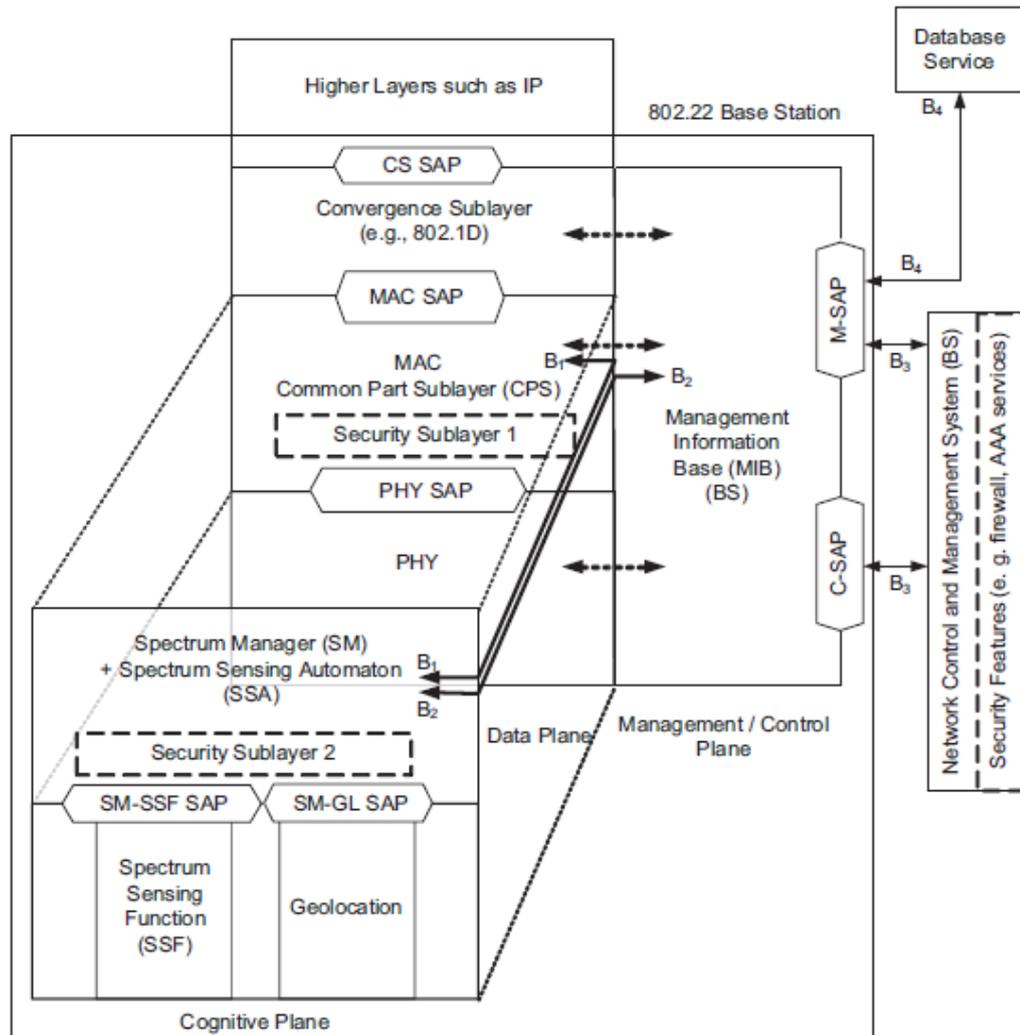
Ao final, o CPE que deve receber o SCH para estabelecer comunicação com a BS. Durante cada quadro MAC, a BS gerenciará as operações *upstream* e *downstream* que podem incluir comunicação de dados comum, atividades de medição, procedimentos de coexistência e outras informações.

O padrão 802.22 utiliza o modelo de arquitetura de gerenciamento de espectro (SM - *Spectrum Manager*) ilustrado na Figura 2.4. Observe que há três planos, cognitivo, controle e gerenciamento, dados. Nesse modelo de arquitetura, as partes de gerenciamento e de cognitivo estão separadas.

Em sua arquitetura possui componentes cognitivos que utilizam fragmentos disponíveis do espectro de transmissão de televisão. A quantidade de canais disponíveis é a mesma dos canais disponíveis para TV, o espaçamento entre os canais também deve obedecer às normas de TV, no Brasil é de 6 MHz. Cada canal subdivide-se em 60 subcanais e pode-se agrupar até três subcanais para aumentar a banda de transmissão.

Há alguns canais alocados e outros disponíveis variando no tempo para a transmissão do padrão 802.22. A separação em frequência é adequada para proteger os serviços pela técnica de rádio cognitivo, ou seja, consegue manter vários canais sabendo onde estão alocados e quando transmitir o sinal WRAN utilizando frequência dinâmica em tempo real [13].

Figura 2.4 - Arquitetura de referência de protocolo para o padrão 802.22.



Fonte: [13].

A sincronização garante a comunicação BS e CPEs. Na célula, a BS e os CPEs terão que estar sincronizados para garantir que nenhuma transmissão ocorra durante o período de calma (QP – *Quiet Period*). Esse período consiste nos dois estágios de detecção que são realizados utilizando o QP, em toda a rede, com escalas de tempo diferentes [14]. Na detecção dentro do quadro (*inside de frame*), os algoritmos de detecção requerem QP menor que um tamanho de quadro. Nesse tipo de detecção é permitido que períodos tranquilos sejam agendados com impacto mínimo na QoS para a BS e os CPEs [14]. Já na detecção entre os quadros, os algoritmos de detecção requerem durações mais longas e é definido com tempo maior que um tamanho de quadro [14]. Um longo QP pode prejudicar o desempenho do tráfego de informações com requisitos de QoS.

Os QP de detecção dentro do quadro sempre se iniciam no final de um quadro e, isso, torna o QP um procedimento de sincronização [14]. As WRANs vizinhas que compartilham o

mesmo canal N ou que estejam operando no primeiro e segundo canais adjacentes ($N - 2$, $N - 1$, $N + 1$, $N + 2$) devem sincronizar seus QPs para evitar interferência com o sensor responsável e, assim, reduzir a taxa de alarmes falsos [14].

Para facilitar a sincronização de QPs, todas as BSs do padrão 802.22 são equipadas com um sistema de sincronização baseado em satélite (por exemplo, GPS), usado para derivar as informações de tempo para os superquadros. Desta forma, especifica-se um tempo de referência comum, garantindo que todos os superquadros sejam sincronizados. Depois que os superquadros forem sincronizados, o próximo passo é sincronizar os QPs dos intraquadro e interquadro [14].

2.2 SENSORIAMENTO ESPECTRAL

O objetivo do sensoriamento espectral é distinguir quais canais de comunicação estão livres e quais estão ocupados. Essa detecção de espectro é um componente importante do rádio cognitivo e do padrão IEEE 802.22 padrão. No modelo com sensoriamento espectral, é necessário monitorar constantemente a rede em busca de oportunidades para transmissão sem causar interferências. Para realizar essas ações, os rádios “adquirem conhecimento por meio da observação e percepção.

Na literatura há algumas técnicas de sensoriamento, tais como: detecção de energia, detecção de autovalor, algoritmos de detecção piloto baseados na transformada rápida de Fourier, detecção ciclo estacionária [14], filtragem combinada, detecção por forma de onda.

A detecção de autovalor não requer muito conhecimento prévio sobre os sinais primários do usuário e a potência do ruído [21]. O conceito desta técnica de detecção, o limite de decisão foi obtido com base na teoria da matriz aleatória para fazer um teste de hipótese. A fim de determinar a presença ou ausência do sinal primário do usuário, o limite de decisão é comparado com a estatística de teste formada usando a razão do autovalor máximo ou médio para o autovalor mínimo. No entanto, ter uma alta complexidade operacional é uma desvantagem desse método. A transformada rápida de Fourier um método poderoso para analisar singularidades e arestas. No método de detecção de piloto baseados na transformada rápida de Fourier, as bandas de frequência de interesse são geralmente decompostas como um frame de “subbandas” de frequência consecutivas [23]. Usando transformada rápida de Fourier, irregularidades nessas bandas são detectadas e o espectro é decidido se está cheio ou vazio. Detecção cicloestacionária é um método para detectar transmissões de usuários primários explorando as características de cicloestacionária dos sinais recebidos [20]. Ele explora a periodicidade no sinal primário recebido para identificar a presença de usuários primários.

Desta forma, o detector pode distinguir sinais primários do usuário, sinais secundários do usuário ou interferência. No entanto, o desempenho desse método de detecção depende de um número suficiente de amostras, o que aumenta a complexidade computacional. Métodos de detecção de filtragem combinada com períodos de detecção mais curtos são preferidos se certas informações de sinal forem conhecidas, como largura de banda, frequência operacional, tipo e grau de modulação, forma de pulso e estrutura de quadro do usuário principal [19]. O desempenho de detecção deste método depende em grande parte da resposta do canal. Para superar isso, é necessário sincronismo e sincronização perfeitos nas camadas de controle de acesso físico e médio. Esta situação aumenta a complexidade do cálculo. A detecção baseada em forma de onda só é aplicável a sistemas com padrões de sinal conhecidos. Tais padrões incluem preâmbulos, padrões regulares dos pilotos transmitidos e sequências de espalhamento [20]. Um preâmbulo é uma sequência conhecida transmitida antes de cada pulso ou slot. No caso de um modelo conhecido, a função de detecção de espectro é realizada associando o sinal recebido a uma cópia dele mesmo. Da mesma forma, se as informações dos usuários primários não forem conhecidas com precisão, métodos baseados em detecção de energia com baixa complexidade matemática e de hardware são preferidos [23].

A detecção de energia é uma técnica de detecção de espectro baseada na medição da energia do sinal recebido e na decisão sobre a presença ou ausência do usuário principal, comparando o nível de energia recebido com um limite. O cálculo da função de limite depende da potência do ruído. A estimativa do limite é realizada usando as funções da primeira e segunda estatísticas do sinal recebido, definido pela redução dos efeitos dos termos de correlação cruzada. Outro é o limite dinâmico é estimado com base nas estatísticas de decisão de repetição anteriores, parâmetros como SNR, número de instâncias e probabilidades de detecção, um esquema dinâmico de detecção de limite em função do nível de ruído presente no sinal recebido. Para a medição do nível de ruído, utiliza uma técnica cega baseada nos valores da matriz de covariância amostral do sinal recebido [20].

No entanto, o desempenho de detecção de espectro do detector de energia é severamente afetado por efeitos de canal destrutivos, como sombreamento e desvanecimento, e ruído. Para minimizar os efeitos negativos causados pela incerteza do ruído e do canal de comunicação, o modelo cooperativo de detecção onde formato de percepção baseado em lógica difusa para detecção colaborativa de energia, com base nos novos fatores de confiabilidade para detecção de espectro local [20]. Em que o desempenho dos nós é comparado com o desempenho dos outros nós para tentar fazer as previsões mais precisas. Quando esses processos são executados, o fator de confiabilidade é definido usando o SNR, as diferenças de detecção e o limite,

utilizados para medição, assim os parâmetros do detector de energia são otimizados melhorando desempenho de detecção. Levando em consideração canais com desvanecimento sobre o limite ideal, vários usuários de rádio cognitivo e o número de antenas.

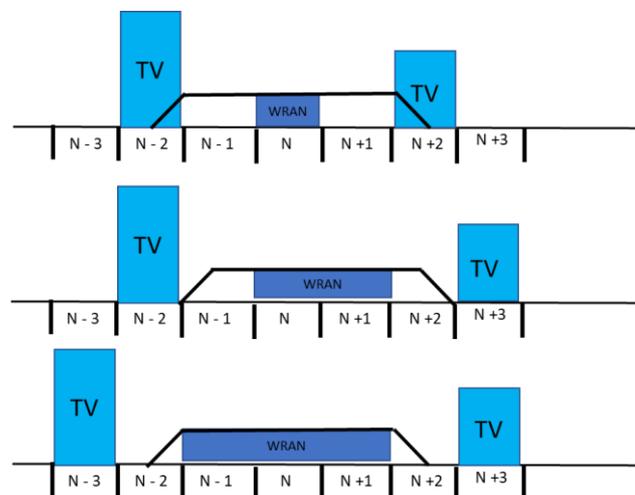
Nos últimos anos, modelos híbridos nos quais dois ou mais esquemas de detecção são usados juntos foram desenvolvidos para melhorar o desempenho de detecção de espectro em uma rede de rádio cognitiva. Como a utilização de inteligência artificial e algoritmos de aprendizado de máquina (MLA) são amplamente utilizados em modelos híbridos [24]. Assim a otimização de algumas expressões utilizadas no algoritmo para redução a complexidade matemática e melhorar o tempo de detecção.

2.3 CAMADA FÍSICA

A camada física deve prover alto desempenho, sendo capaz de se adaptar a diferentes condições. Além disso, deve apresentar capacidade de lidar com longos atrasos de propagação de 25 ms a 50 ms, que podem prejudicar a comunicação. Portanto, a PHY deve se ajustar dinamicamente a largura de banda, modulação e codificação.

Uma característica PHY do WRAN é a possibilidade de agregar canais. Originalmente deveria oferecer uma largura de banda para a transmissão de 6 a 8 Mbps para apenas um canal de TV, mas para garantir esta banda, a PHY permite agregar canais (*channel bonding*), criando subcanais nos quais cada um pode suportar até 19 Mbps. Existe uma lacuna entre um canal de TV e outro que não são utilizados, e eles são agregados em até três canais na camada PHY [1]. Essa junção de canais é conhecida como canais agregados contíguos, exemplo ilustrado na Figura 2.5.

Figura 2.5 - Diagrama simplificado de agregação de canais.



Fonte: A autora.

Vale ressaltar que o IEEE 802.22 também especifica a operação do WRAN sobre canais agregados não contíguos. A capacidade de agregar canais, faz com que o WRAN possa enviar em transmissão e recepção (TX/RX) ao mesmo tempo em canais diferentes. Para essa comunicação são usados os super quadros (*super frames*).

A transmissão dos sinais utiliza multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDMA) tanto para *upstream* e *downstream*. O OFDMA aloca os recursos de quadro utilizando subcanais e símbolos. Cada subcanal contém um conjunto de 28 subportadoras, 24 dados e 4 pilotos, construindo 60 subcanais por símbolos. [1] Define três tipos de modulações: QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

2.3.1 Modulação por Chaveamento de Fase

Qualquer esquema de modulação digital usa um número finito de sinais distintos para representar dados digitais. O sinal no chaveamento de fase binário (BPSK) é definido conforme as Equações (2.4) e (2.5) [15]

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.4)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.5)$$

Em que,

E_b – energia média de bit;

T_b - período do bit;

f_c - frequência do sinal portadora.

O chaveamento de fase binário (BPSK – *Binary Phase Shift- Keying*) é representado por símbolos binários 1 e 0 como ilustrado na Figura 2.6. O PSK binário tem uma constelação de sinais contendo dois pontos de mensagem e um espaço unidimensional de sinal ilustrada na Figura 2.10. Observa-se que são representados 10 bits por segundo, onde o período do bit é 0,1 segundos.

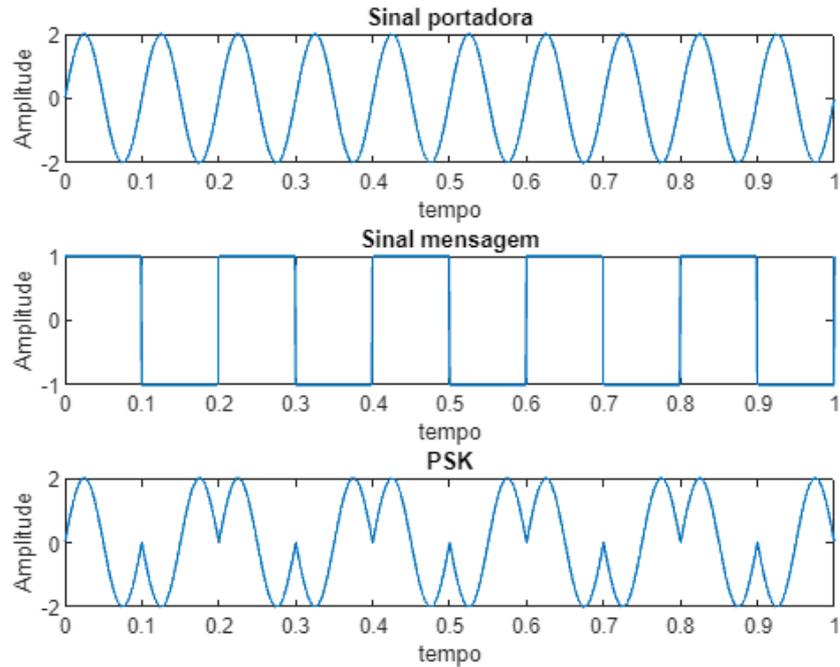
Pela Equações (2.4) e (2.5), nota-se que para um par de ondas senoidais apresenta diferença de 180 graus (π) na fase. Assim, no PSK binário, é possível simplificar os sinais $s_1(t)$ e $s_2(t)$ conforme as Equações (2.6) e (2.7) [15]:

$$s_1(t) = \sqrt{E_b} \phi_1(t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.6)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{E_b} \phi_1(t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.7)$$

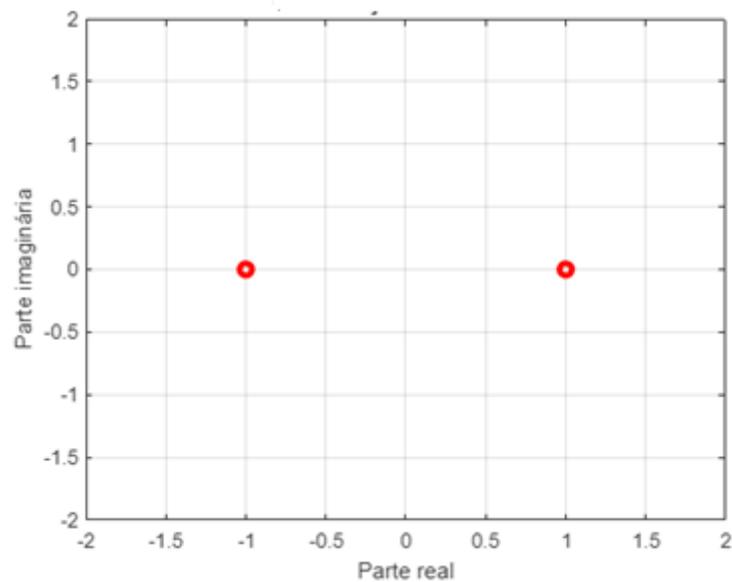
Considerando a base ortogonal como $\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T_b$.

Figura 2.6 – Sinal modulado em BPSK.



Fonte: A autora.

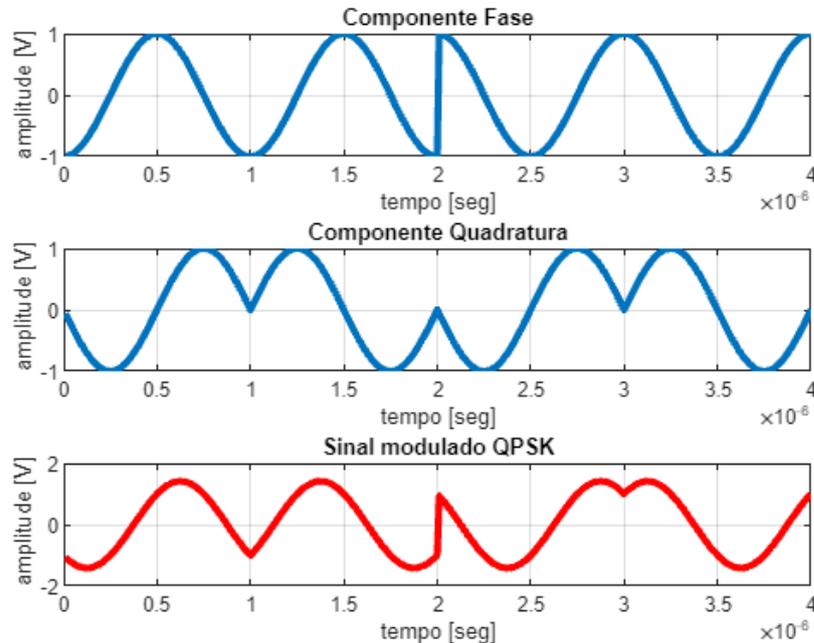
Figura 2.7 – Constelação PSK binário.



Fonte: A autora.

A sequência de bits é 0 0 0 1 1 0 1 1 é utilizada no Chaveamento por Mudança de Fase e Quadratura (QPSK – *Quadrature Phase Shift Keying*) é ilustrado na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Sinal modulado em QPSK.



Fonte: A autora.

Na modulação QPSK, os quatro símbolos de energia E são representados por fases distintas de uma portadora de frequência f_c , e definido conforme a Equação (2.8) [15].

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[2\pi f_c t + (2i - 1) \frac{\pi}{4} \right], & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.8)$$

Em que,

E – energia média do símbolo;

T - período do símbolo;

f_c - frequência do sinal portadora $f_c = n_c \frac{1}{T}$, n_c inteiro.

O QPSK quando comparado com o BPSK possui melhor a eficiência espectral por usar dois parâmetros para modulação do sinal. Desta forma transmite-se 2 bits por símbolo e há 4 símbolos possíveis que a portadora pode assumir. Assim, o QPSK possui um diagrama de constelação bidimensional com as bases ortogonais definidas nas Equações (2.9) e (2.10) [15].

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.9)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \text{sen}(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.10)$$

As constantes que multiplicam as funções base a cada intervalo de símbolo são os coeficientes dos correspondentes vetores sinais como em (2.11).

$$s_i(t) = s_{i1}\phi_1(t) + s_{i2}\phi_2(t) \quad (2.11)$$

Portanto, na Equação (2.12) tem-se [15]:

$$s_i = \begin{bmatrix} s_{i1} \\ s_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{E} \cos(2i - 1) \frac{\pi}{4} \\ -\sqrt{E} \text{sen}(2i - 1) \frac{\pi}{4} \end{bmatrix}, i = 1, 2, 3, 4 \quad (2.12)$$

A expansão da Equação (2.12) resulta nos valores, de fase e coordenadas, apresentados no Quadro 2.2. A constelação QPSK é ilustrada na Figura 2.10. Observe que é no sentido anti-horário que o ângulo da fase cresce. O dicit 10 com fase $\pi/4$ está no primeiro quadrante, no segundo quadrante tem-se o dicit 00 com fase $3\pi/4$, no terceiro e quarto quadrante estão localizados os dicitos 01 e 11 com as fases $5\pi/4$ e $7\pi/4$.

Quadro 2.2 – Espaço do sinal do QPSK.

Dicit (código de Gray)	Fase do QPSK	Coordenadas dos pontos de mensagem	
10	$\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$
00	$3\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$-\sqrt{E/2}$
01	$5\pi/4$	$-\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$
11	$7\pi/4$	$+\sqrt{E/2}$	$+\sqrt{E/2}$

Fonte: Adaptado de [5].

A taxa de erro de bit do QPSK com mapeamento do gray é definida na Equação (2.13).

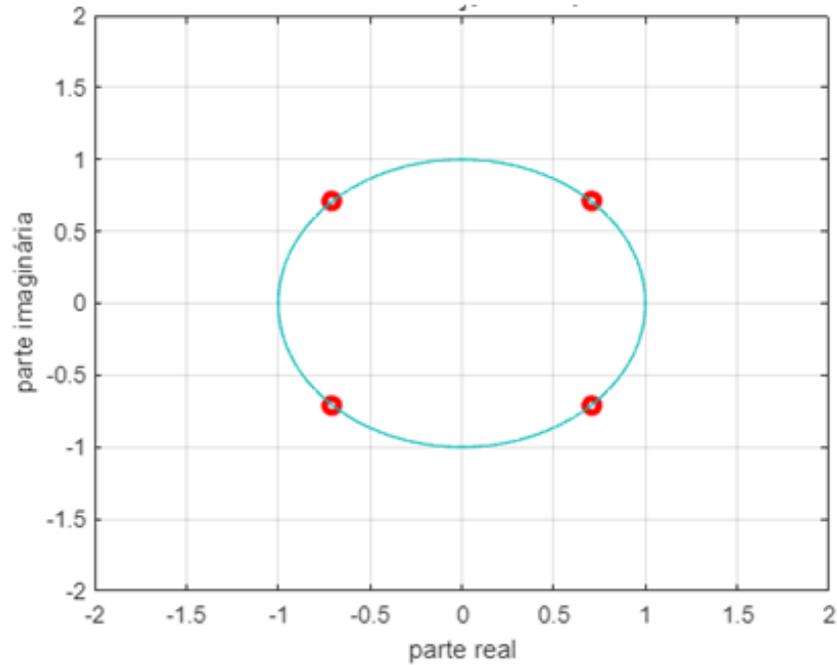
$$BER(QPSK) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.13)$$

Em que,

E_b – energia do bit;

N_0 - densidade Espectral de Potência (PSD - *power spectral density*) do ruído gaussiano branco aditivo (AWGN - Additive White Gaussian Noise);

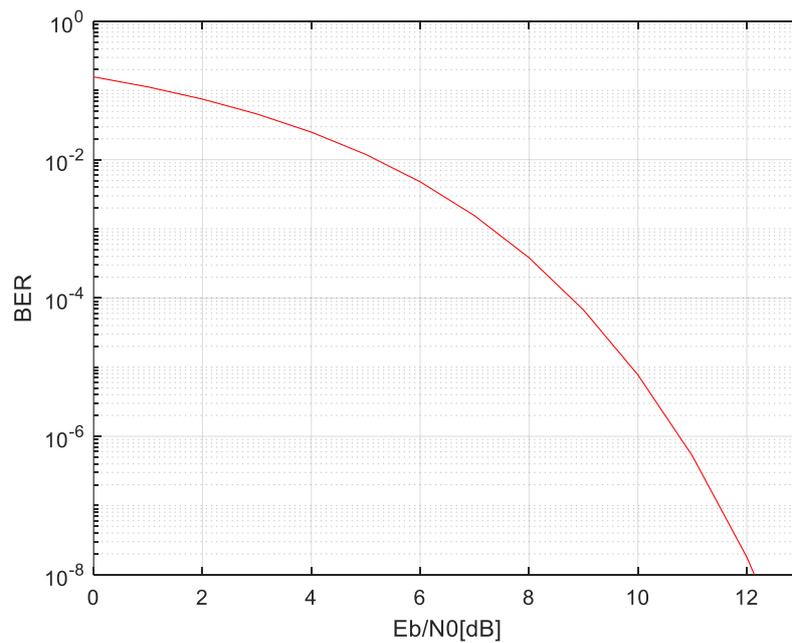
Figura 2.9 – Constelação QPSK.



Fonte: A autora.

Na Figura 2.10 é ilustrado o resultado da modulação QPSK quando a relação sinal ruído, SNR é variada. Observe que o aumento no valor da SNR reflete na diminuição do valor da BER aproximadamente para (2 dB - 10^{-1} e 12 dB - 10^{-8}).

Figura 2.10 – BER da QPSK no canal AWGN.



Fonte: A autora.

2.3.2 Modulação em Amplitude e Quadratura

As modulações M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) podem ser divididas em duas categorias, de acordo com o aspecto geométrico das suas constelações: quadrada e não quadrada. As M-QAM quadradas têm os símbolos dispostos no aspecto de um quadrado. Nessa categoria, o símbolo é formado pelo número par de bits. Os símbolos podem ser representados por [15]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_0}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t), i = 1, 2, \dots, M \quad (2.14)$$

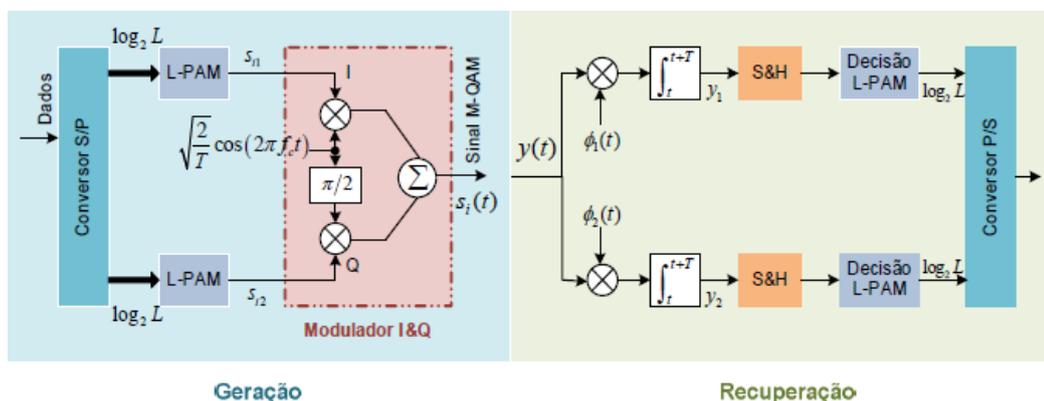
Tem-se $a_i, b_i = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(L-1), L = \sqrt{M}$ e os valores de $\{a_i, b_i\}$, após a multiplicação por $\frac{d}{2} = \sqrt{E_0}$, (onde d , que é a distância euclidiana entre dois símbolos vizinhos na constelação QAM), formam as coordenadas dos vetores sinais. Os valores de $\{a_i, b_i\}$ variam em amplitude, consequentemente, o sinal modulado é a composição de sinais modulados em amplitude, operando com portadoras em quadratura.

Uma constelação M-QAM quadrada pode ser formada pelo produto cartesiano, ou seja, produto direto entre duas constelações componentes L-PAM. A matriz com dimensão $L \times L$ possui L linhas e L colunas e é representada na Equação (2.15) [15].

$$\{a_i \text{ e } b_i\} = \begin{bmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) & \dots & (-L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, L-3) & \dots & (-L-1, L-3) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (-L+1, L+1) & (-L+3, L+1) & \dots & (-L-1, L+1) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

A geração e a recuperação são ilustradas na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Geração e recuperação de um sinal modulado no M-QAM com constelação quadrada.

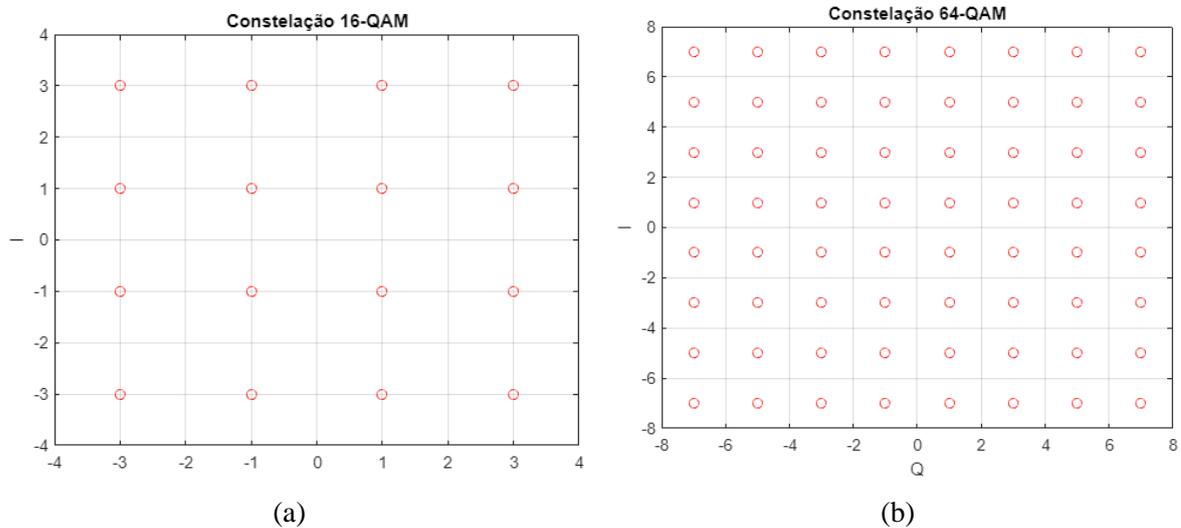


Fonte: Adaptado de [15].

O modulador M-QAM soma dois sinais L-PAM em quadratura e cada um transporta metade do número de bits por símbolo. Para a decisão pelos dois conjuntos de $\log_2 L$ bits, os valores de y_1 e y_2 são comparados com $L - 1$ limiares de decisão.

O diagrama de constelação dos sinais 16 e 64 QAM é ilustrado na Figura 2.12 (a) e (b), respectivamente. Observe que cada símbolo possui uma fase e uma amplitude no diagrama e, variação de amplitude e fase é conjunta e, por isso, exige menos potência para oferecer a mesma taxa de erro das modulações PSK de mesma ordem.

Figura 2.12 – (a) Constelações 16 e (b) 64 – QAM.



Fonte: A autora.

Na 16-QAM, a constelação apresenta 16 símbolos, sendo 4 símbolos em cada quadrante, e cada símbolo representa 4 bits. Já na 64-QAM, a constelação apresenta 64 símbolos, sendo 8 bits em cada um dos 16 símbolos. A taxa de erro de bit da M-QAM com mapeamento gray é definida na Equação (2.16).

$$BER(M - QAM) = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2 M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.16)$$

Em que,

E_b – energia média do bit;

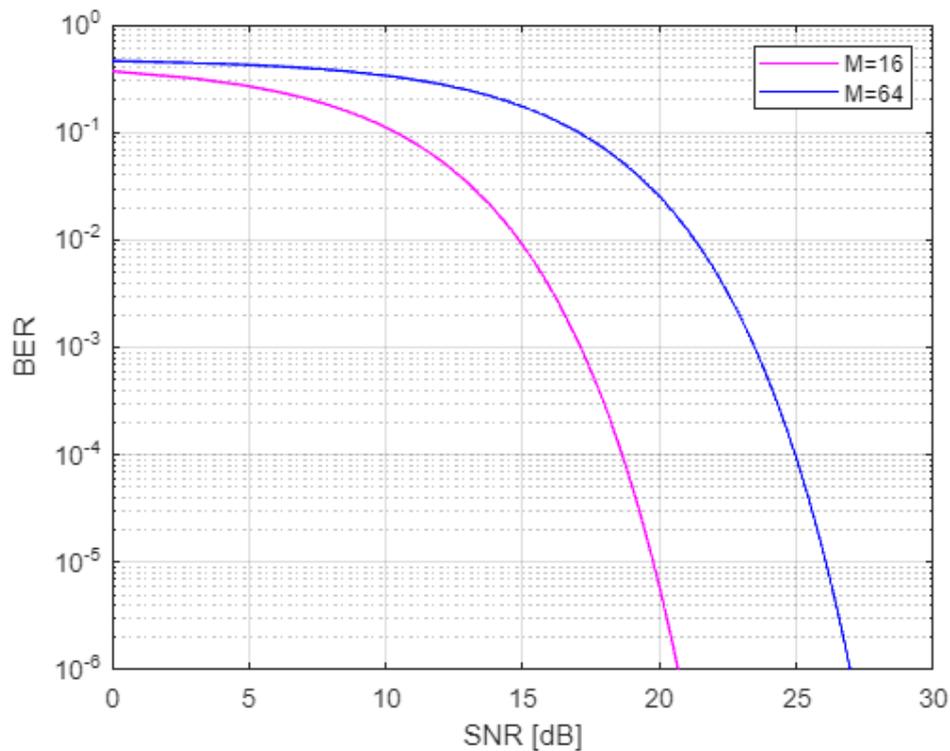
N_0 – Densidade espectral de potência do AWGN;

M – Número de símbolos.

Na Figura 2.13 são ilustrados os resultados das modulações M-QAM variando a SNR. Para melhor compreensão foram observados os seguintes valores aproximados: 16-QAM (15

dB – 10^{-2} e 19 dB – 10^{-4}), 64 – QAM (21 dB – 10^{-2} e 25 dB – 10^{-4}). Observe-se que o 16-QAM é melhor em termos de probabilidade de erro para uma mesma SNR, porém o 64-QAM quanto ele tiver mais alto, essa probabilidade será menor comparado uma com a 16-QAM conseguindo transmitir mais bits por símbolos.

Figura 2.13 – BER das 16 e 64-QAM no canal AWGN.



Fonte: A autora.

2.4 MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA ORTOGONAL

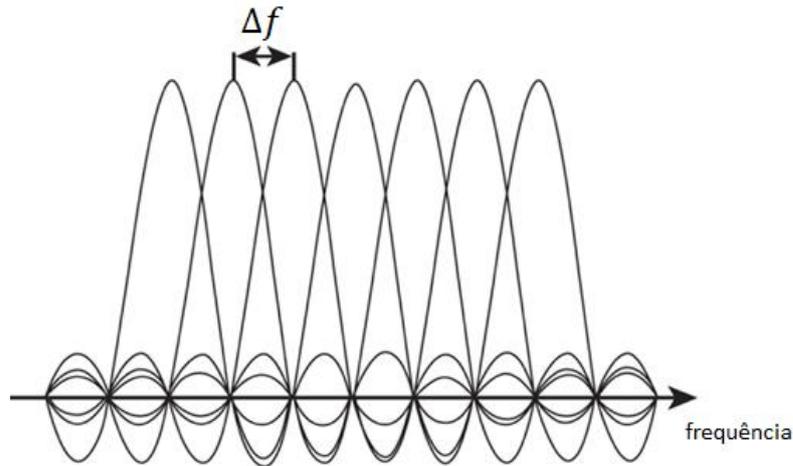
Os sistemas são classificados em portadoras únicas ou de múltiplas portadoras. A principal vantagem dos sistemas de múltiplas portadoras, como a modulação por divisão ortogonal de frequência (OFDM), a robustez para operação em canais com desvanecimento na frequência, em cenários com interferência intersimbólica e com multipercursos é que se tem a mesma taxa de transmissão em ambientes com atenuação de frequências altas, interferência intersimbólica e interferência causada por múltiplos caminhos [15].

No OFDM utiliza-se a banda dividida em múltiplas portadoras ortogonais no domínio da frequência, denominadas de subportadoras. Elas não interferem umas nas outras porque não

possuem sobreposição de frequência como ilustrado na Figura 2.14. A ortogonalidade ocorre se o espaçamento Δf entre as subportadoras for igual a um múltiplo inteiro de $\frac{1}{T}$.

A Figura 2.15 ilustra o processo de multiplexação OFDM feito via IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*). Observe um conjunto de símbolos seriais, com elevada taxa de transmissão. Eles são transformados em um símbolo OFDM que representa múltiplos fluxos paralelos com taxa de transmissão baixa.

Figura 2.14 – Ortogonalidade no domínio da frequência.



Fonte: A autora.

Após a IFFT, a representação do símbolo em banda passante é descrita conforme a Equação (2.17) [15].

$$\tilde{s}(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} s_k e^{j2\pi f_k t}, 0 \leq t < T \quad (2.17)$$

Em que,

s_k – símbolo transmitido modulado na k -ésima subportadora;

N_c – número de subportadoras;

f_k – frequência da k -ésima subportadora;

T – intervalo de duração do símbolo OFDM/DMT definido por $T = N_c \cdot T_s$;

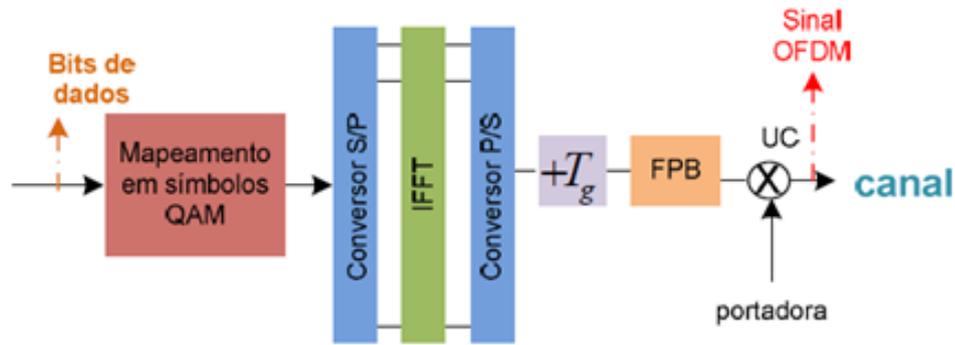
T_s – duração do símbolo.

A complexidade do sistema foi resolvida com a transformada discreta de Fourier inversa que cria um vetor de amostras que é serializado pelo conversor P/S. O sinal OFDM é amostrado em intervalos regulares espaçados de $\frac{T}{N_c}$. Assim, as amostras podem ser representadas por [15]:

$$S_i = \tilde{s} \left(i \frac{T}{N_c} \right) = \sum_{k=0}^{N_c-1} s_k e^{j2\pi f_k i \frac{T}{N_c}}, i = 1, 2, \dots, N_c \quad (2.18)$$

Adiciona-se o intervalo de guarda às amostras geradas em (2.16) e, em seguida, elas são convertidas em sinal analógico pelo filtro passa-baixas.

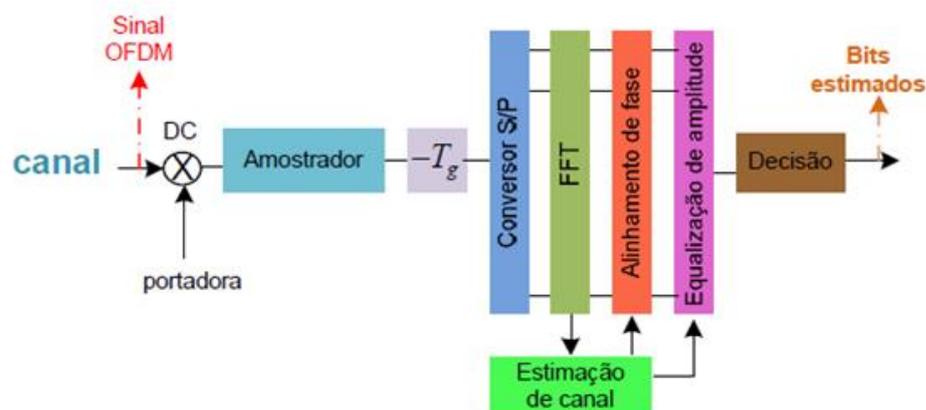
Figura 2.15– Multiplexação OFDM utilizando IFFT.



Fonte: Adaptado de [15].

A Figura 2.16 ilustra o processo de demultiplexação OFDM feito via FFT (*Fast Fourier Transform*). O bloco DC (*Down Conversion*) translada para banda base o sinal recebido para ser amostrado, retirando um número de amostras correspondente ao intervalo de guarda. Então, ocorre a paralelização para efetuar a FFT. Na estimação de canal determina-se a atenuação do canal e a rotação de fase. Tais informações são utilizadas no alinhamento de fase e na equalização de amplitude no domínio da frequência. Então, as amostras equalizadas alimentaram o bloco de decisão para serem estimadas e mapeadas nos bits correspondentes.

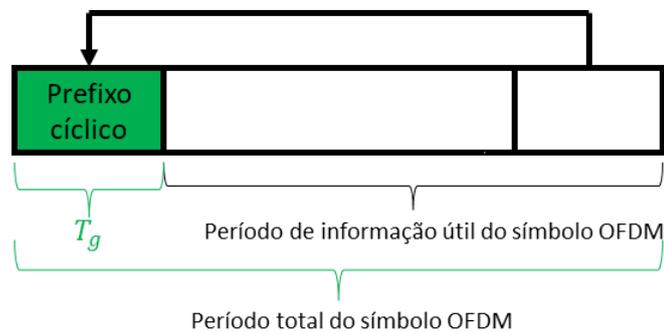
Figura 2.16 – Demultiplexação OFDM utilizando FFT.



Fonte: Adaptado de [15].

A inserção de tempo de guarda, ou intervalo de guarda, auxilia na redução dos efeitos da interferência intersimbólica (ISI - *Intersymbol Interference*) que ocorre em canais dispersivos. Além disso, aumenta a duração do símbolo resultante da paralelização. Além disso, o intervalo de guarda mantém a ortogonalidade entre as subportadoras moduladas após o sinal OFDM atravessar um canal dispersivo [15]. A Figura 2.17 ilustra o intervalo de guarda (T_g) que é uma extensão cíclica, prefixo ou sufixo, do símbolo. Uma desvantagem dessa inserção é a redução na eficiência espectral de potência do sistema [15].

Figura 2.17 – Símbolo OFDM com a adição do prefixo cíclico.

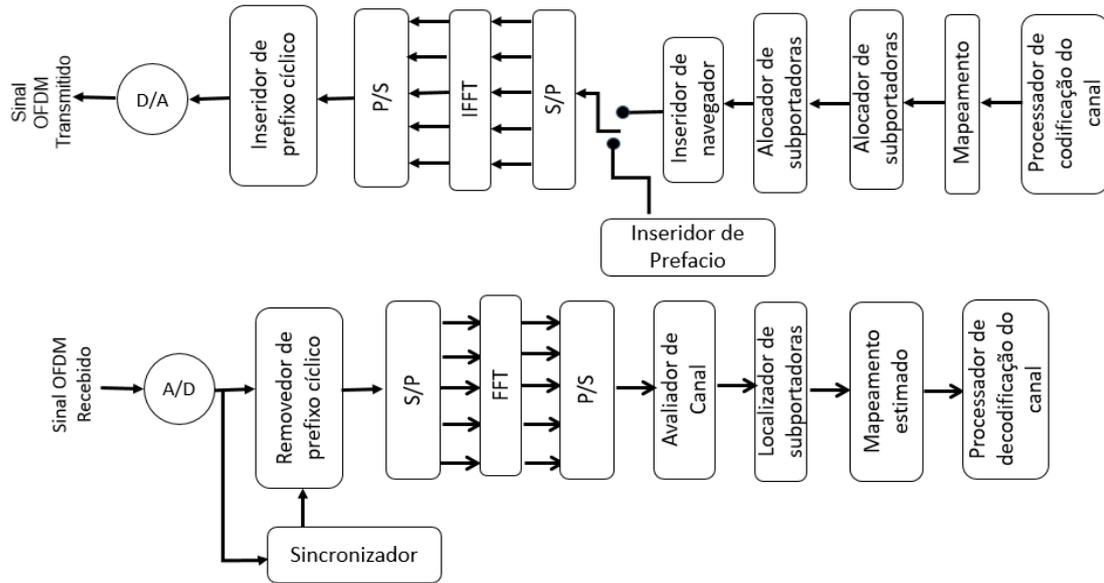


Fonte: A autora.

Prolongamento do símbolo OFDM utilizando prefixo contém a mesma forma de onda da parte final, assim o sinal OFDM é transferido para os módulos de transmissão de rádio frequência por meio de um conversor digital-analógico. A implementação no receptor OFDM é muito parecido com a do transmissor, porém no sentido inverso, nele ocorre o processamento de dados, sincronização e a estimativa de canal. [14]

A Figura 2.18 ilustra o diagrama de bloco da camada física onde contém o seu processamento em relação à WRAM. Os seus dados binários são transmitidos a partir da camada MAC e, então, é enviada a codificação de canal.

Figura 2.18 - Diagrama de blocos do transmissor e receptor para o OFDM PHY



Fonte: Traduzida pela autora de [14].

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse item foram descritas as partes que compõem as camadas de enlace (MAC) e física (PHY) do sistema WRAN padronizado pelo IEEE 802.22. As figuras referentes as modulações QPSK, M-QAM foram geradas através do software do MATLAB pelo *Mathwork*.

3 METODOLOGIA

Nessa seção é apresentado um descritivo dos parâmetros especificados da camada PHY para a configuração do padrão IEEE 802.22 para a caracterização dele no código do MATLAB.

3.1 ESPECIFICAÇÃO DO PADRÃO IEEE 802.22

No Quadro 3.1 são apresentas os parâmetros referentes a especificação da camada PHY do padrão IEEE 802.22.

Quadro 3.1 – Parâmetros da camada PHY do padrão IEEE 802.22.

Parâmetros	Valor
Largura do canal	6 MHz
Frequência de amostragem	6,856 MHz
Tamanho da FFT	2048
Pilotos	240
Sub portadoras de guarda	368
Sub portadoras de dados	1440
Prefixo cíclico	$1/32, 1/16, 1/8, 1/4$
Taxa de codificação	$1/2, 2/3, 3/4, 5/6$
Modulações	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Taxa de dados	4,54 a 22,9 Mbps
Largura de banda do sinal	5,627 MHz

Fonte: [14].

E os detalhes e os cálculos de cada um desses parâmetros são apresentados a seguir para a melhor compreensão deles.

A. Frequência de Amostragem

A frequência de amostragem foi definida em 6,856 MHz e, esse valor resulta em um espaçamento das portadoras (Δf) de 3,347656 kHz ($6,856 \cdot 10^6 \text{ Hz} / 2048$) e o período da FFT (T_{FFT}) de 298,76 μs ($1 / 3,347656 \cdot 10^3 \text{ Hz}$) [11; 14].

A. Prefixo Cíclico e Taxa de Codificação

Nos sistemas de transmissão sem fio são utilizados códigos corretores de erro para minimizar a influência do ruído AWGN. Um tipo de código de erros é o código convolucional, utilizado no sistema WRAN. O código convolucional, conhecido como FEC (*Forward Error Corrector*), utiliza máquinas de estado passado, para inserir bits de redundância, os quais dependem do estado passado e futuro dos bits a serem enviados. Ele é gerado por um código mãe de razão 1/2, ou seja, para cada bit de entrada são gerados dois bits de saída. Essa razão é a mais robusta do código. Para a análise do efeito da variação do código convolucional na taxa de transmissão do sistema WRAN foram feitas alterações no código (ANEXO I). Variou-se o código convolucional (representado pela variável *Rcod*) com os valores 1/2, 2/3, 3/4 e 5/6 conforme apresentado no Quadro 3.1.

O código prefixo (representado pela variável *IG*) assumiu os valores 1/32, 1/16, 1/8 e 1/4 conforme apresentado no Quadro 3.1. Para esses valores tem-se os seguintes tempos de código prefixo ($T_{CP} = T_{FFT}/CP$) 9,34 μ s (298,76 μ s / 32), 18,68 μ s (298,76 μ s / 16), 37,35 μ s (298,76 μ s / 8) e 74,69 μ s ((298,76 μ s / 4)), respectivamente [11; 14].

B. Símbolos OFDM

Os símbolos OFDM são criados usando a Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*) de tamanho 2048 com 1440 subportadoras, 240 subportadoras pilotos e 368 subportadoras nulas, incluindo corrente contínua (DC). Cada símbolo OFDM consiste em 60 sub canais, e cada sub canal consiste em 24 subportadoras de dados e 4 subportadoras pilotos, totalizando 28 subportadoras ativas. O trecho do código correspondente é apresentado a seguir e nele, a variável *Nc* corresponde ao número total de 2048 subportadoras (variável *Mult_mod* igual a 1), a variável *Ncativas* corresponde a 60 subcanais com o total 28 subportadoras, totalizando 1680 subportadoras utilizadas e *Ncutil* corresponde a 60 subcanais com 24 subportadoras de dados, totalizando 1440. O trecho do código é destacado a seguir.

```
Ncativas = 60*28*Mult_mod+1;
Ncutil = 60*24*Mult_mod+1;
Nc = 2048*Mult_mod;
```

No sistema WRAN, o período do símbolo OFDM (T_{Sym}) é composto pelo período da FFT (T_{FFT}) com a adição do período do CP (T_{CP}). Portanto, os períodos são 308,1 μ s (298,76 μ s +

9,34 μs), 317,14 μs (298,76 μs + 18,68 μs), 336,11 μs (298,76 μs + 37,35 μs) e 373,45 μs (298,76 μs + 74,69 μs) para os códigos de prefixo 1/32, 1/16, 1/8 e 1/4, respectivamente [11; 14].

3.2 MÉTRICA AVALIATIVA

Nesse estudo, a principal métrica avaliativa utilizada para avaliar o desempenho do sistema WRAN é a taxa de transmissão de bits. Ela é calculada da seguinte maneira:

$$R_b = \log_2 M * R_{cod} * \frac{1}{T_{Sym}} * N_{cutil} \quad (3.1)$$

Os valores numéricos aplicados na equação (3.1) são: $M = 4, 16$ e 64 ; $R_{cod} = 1/32, 1/16, 1/8$ e $1/4$; $T_{Sym} = 308,1 \mu\text{s}, 317,14 \mu\text{s}, 336,11 \mu\text{s}$ e $373,45 \mu\text{s}$ e $N_{cutil} = 1440$.

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

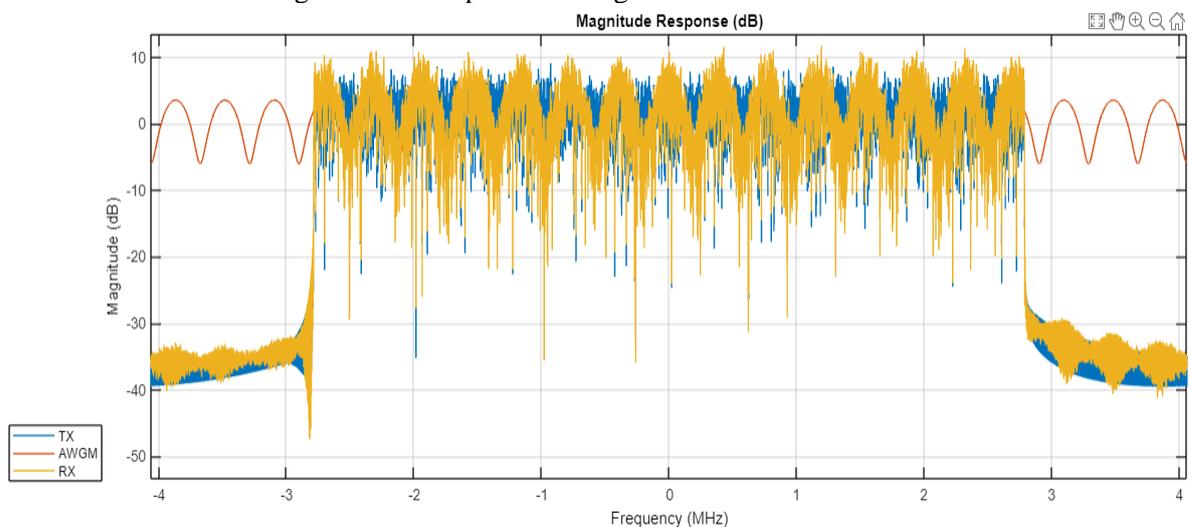
Nesse capítulo são apresentados e descritos os parâmetros que são aplicados no código (ANEXO I) para a simulação no MATLAB. E os resultados obtidos serão discutidos no capítulo a seguir.

4 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Nessa seção são apresentadas e discutidas as diversas configurações do IEEE 802.22 e as suas respectivas taxas de transmissão de bits. O objetivo é

Observe que a largura de banda do canal é de aproximadamente em 6 MHz e, ela é usada para a transmissão de sinais de televisão e sinal WRAN. A Figura 4.1 ilustra a resposta em frequência do canal de comunicação, que, no caso dessa simulação, prevê múltiplos percursos.

Figura 4.1 – Resposta em magnitude do canal de 6MHz.



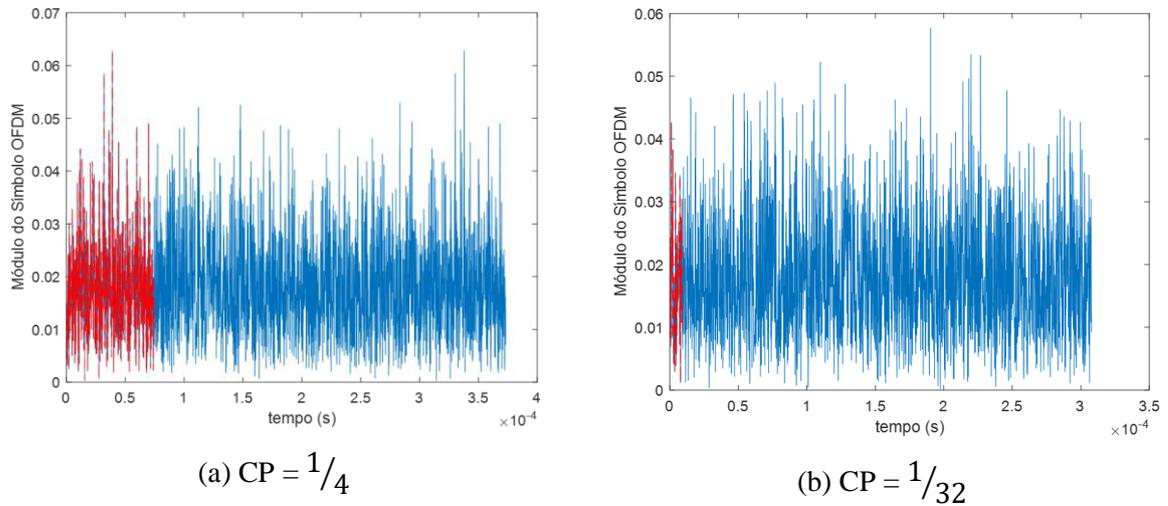
Fonte: A autora.

Então, em um ambiente com múltiplos percursos é observado as seletividades representadas em vermelho. O espectro na cor azul representa o sinal modulado, transmitido pelo OFDM. Já o espectro na cor amarela representa o sinal que chega no receptor com os efeitos causados pelos múltiplos percursos.

O WRAN utiliza canal limitado em largura de faixa e o seu ambiente de propagação apresenta múltiplos percursos e, por isso, são utilizados equalizadores para reduzir o efeito da interferência intersimbólica (IIS) causada pela dispersão temporal do canal.

Na Figura 4.2 é ilustrado o símbolo OFDM com código prefixo (a) código prefixo de 1/4 e (b) código prefixo de 1/32. O código prefixo é conhecido também como intervalo de guarda e é utilizado para manter a ortogonalidade do sinal OFDM. Porém, a não utilização do CP torna o sistema mais susceptível aos efeitos da interferência intersimbólica (ISI - *Intersymbol Interference*).

Figura 4.2 – Magnitude do símbolo OFDM com prefixo cíclico.



Fonte: A autora.

Observe na Figura 4.2 que a parte na cor vermelha representa o código prefixo e a parte na cor azul representa a informação. Para o $CP = 1/4$ tem-se um período de $74,69 \mu\text{s}$ e o período do $CP = 1/32$ é $9,34 \mu\text{s}$.

Na Tabela 4.1 são apresentados os resultados obtidos do sistema WRAN quando os símbolos OFDM são modulados em QPSK. Essa modulação é utilizada quando os CPEs estão localizados a distância de 22 a 30 metros da BS.

Tabela 4.1 – Taxa de dados QPSK.

Código Prefixo		$1/4$	$1/8$	$1/16$	$1/32$
Taxa de dados		Mbps	Mbps	Mbps	Mbps
Código convolucional	$1/2$	3,857	4,285	4,537	4,675
	$2/3$	5,142	5,713	6,049	6,233
	$3/4$	5,785	6,427	6,805	7,012
	$5/6$	6,427	7,142	7,562	7,791

Fonte: A autora.

Os valores obtidos para as taxas de dados desse sistema foram: mínimo 3,857 Mbps na configuração com o código prefixo de $\frac{1}{4}$ e convolucional $\frac{1}{2}$ e máximo 7,791 Mbps na configuração com código prefixo de $\frac{1}{16}$ e convolucional $\frac{5}{6}$.

Foram feitas alterações no código variando o código convolucional (no código representado pelo Rcod) e o código prefixo (no código representado pelo IG) e para 16-QAM (no código representado pelo M=16), para simulação e assim ter os resultados conforme representados na tabela 4.2.

Na Tabela 4.2 são apresentados os resultados obtidos do sistema WRAN quando os símbolos OFDM são modulados em 16-QAM, variando no código conforme. Essa modulação é utilizada quando os CPEs estão localizados a distância de 15 a 22 metros da BS. Os valores obtidos para as taxas de dados desse sistema foram: mínimo 7,713 Mbps na configuração com código prefixo de $\frac{1}{4}$ e convolucional $\frac{1}{2}$ e máximo 15,582 Mbps na configuração com código prefixo de $\frac{1}{16}$ e convolucional $\frac{5}{6}$.

Tabela 4.2 – Taxa de dados 16-QAM.

Código Prefixo		$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{32}$
Taxa de dados		Mbps	Mbps	Mbps	Mbps
Código convolucional	$\frac{1}{2}$	7,713	8,569	9,074	9,349
	$\frac{2}{3}$	10,284	11,427	12,099	12,465
	$\frac{3}{4}$	11,569	12,855	13,611	14,023
	$\frac{5}{6}$	12,855	14,283	15,123	15,582

Fonte: A autora.

Foram feitas alterações no código variando o código convolucional (no código representado pelo Rcod) e o código prefixo (no código representado pelo IG) e para 64-QAM (no código representado pelo M=64), para simulação e assim ter os resultados conforme representados na tabela 4.3.

Na Tabela 4.3 são apresentados os resultados obtidos do sistema WRAN quando os símbolos OFDM são modulados em 64-QAM. Essa modulação é utilizada quando os CPEs estão localizados a distância abaixo de 15 metros da BS.

Os valores obtidos para as taxas de dados desse sistema foram: mínimo 11,569 Mbps na configuração com código prefixo de $\frac{1}{4}$ e convolucional $\frac{1}{2}$ e máximo 23,372 Mbps na configuração com código prefixo de $\frac{1}{16}$ e convolucional $\frac{5}{6}$.

Tabela 4.3 – Taxa de dados 64-QAM.

Código Prefixo		$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{32}$
Taxa de dados		Mbps	Mbps	Mbps	Mbps
Código convolucional	$\frac{1}{2}$	11,569	12,855	13,611	14,023
	$\frac{2}{3}$	15,426	17,140	18,148	18,698
	$\frac{3}{4}$	17,354	19,282	20,417	21,035
	$\frac{5}{6}$	19,282	21,425	22,685	23,372

Fonte: A autora.

A Tabela 4.4 apresenta os valores das taxas de dados sem a utilização do CP (no código retirando os pilotos) no OFDM. Por exemplo, foi observada uma elevação 6,25% nos valores das taxas de dados para as modulações. Porém, a não utilização do CP torna o sistema mais susceptível aos efeitos da interferência intersimbólica (ISI - *Intersymbol Interference*).

Observe que a razão $\frac{5}{6}$ possibilita a maior taxa de transmissão, mas a menor correção. A taxa de transmissão é inversamente proporcional a capacidade de recuperar erros inseridos pelos ruídos no canal.

Tabela 4.4 – Taxa de dados sem prefixo.

Sem Prefixo		QPSK	16-QAM	64-QAM
Taxa de dados		Mbps	Mbps	Mbps
Código convolucional	$\frac{1}{2}$	4,82	9,641	14,462
	$\frac{2}{3}$	6,427	12,855	19,282
	$\frac{3}{4}$	7,231	14,462	21,693
	$\frac{5}{6}$	8,034	16,069	24,103

Fonte: A autora.

Como é necessário utilizar código prefixo no sistema OFDM foi buscada na literatura uma opção de validação dos resultados obtidos nas simulações. Em conformidade com Tabela 4.5 apresentada na página 394 do livro [14]. A variação de taxa de dados normatizada com variação de 4,54 a 22,69 Mbps é referente ao valor de CP igual a $\frac{1}{16}$, conforme destaque em verde. Assim as simulações realizadas estão em conformidade a referência citada.

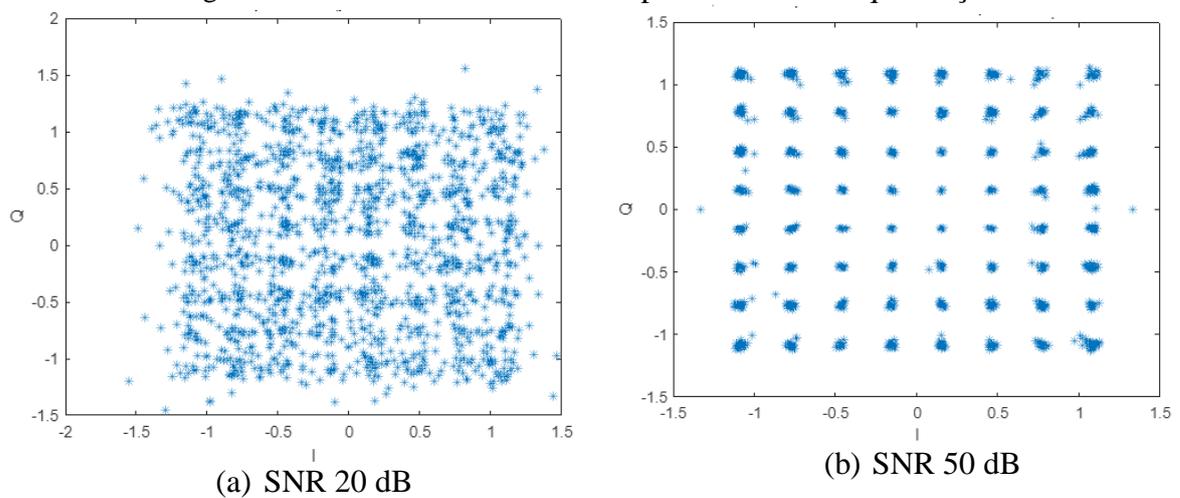
Tabela 4.5 – Taxa de dados de referência do padrão IEEE 802.22.

PHY Mode	Modulation	Coding Rate	Date Rate Mbps	Spectral Efficiency 6 MHz Channel
1	BPSK	Uncoded	4.54	0.76
2	QPSK	1/2	1.51	0.25
3	QPSK	1/2	4.54	0.76
4	QPSK	2/3	6.05	1.01
5	QPSK	3/4	6.81	1.13
6	QPSK	5/6	7.56	1.26
7	16-QAM	1/2	9.08	1.51
8	16-QAM	2/3	12.10	2.02
9	16-QAM	3/4	13.61	2.27
10	16-QAM	5/6	15.13	2.52
11	64-QAM	1/2	13.61	2.27
12	64-QAM	2/3	18.15	3.03
13	64-QAM	3/4	20.42	3.40
14	64-QAM	5/6	22.69	3.78

Fonte: [14].

Na Figura 4.3 (a) SNR 20dB e (b) SNR 50dB são ilustrados os símbolos recebidos nas portadoras com equalização, respectivamente para a modulação 64-QAM. Observe que após o processo de equalização com a SNR adequada, os símbolos estão localizados mais próximos do ponto correto na constelação.

Figura 4.3 – Símbolos recebidos nas portadoras com equalização.



Fonte: A autora.

Para uma melhor compreensão desse parâmetro MER variou-se a SNR para mudar a degradação do canal. O sistema foi configurado com 64-QAM, taxa de codificação $\frac{5}{6}$, código prefixo $\frac{1}{16}$ e está equalizado. Os resultados obtidos da MER sem equalização (S/EQ) e com equalização (C/EQ) são apresentados na Tabela 4.6. Durante essa coleta de dados houve muita variação nos valores encontrados.

De acordo com a literatura [16], níveis ótimos da MER na saída do transmissor, considerando somente erros de transmissão, são níveis acima de 35 dB. No receptor, são tolerados níveis de MER menores que 24 dB. Nesse cenário de avaliação, o sistema sem equalização está abaixo do tolerável, MER = 24dB. Já com a equalização, os valores encontrados são mais satisfatórios.

Tabela 4.6 – Resultados da MER do sistema 64-QAM.

SNR	MER	MER	SNR	MER	MER
	S/EQ	C/EQ		S/EQ	C/EQ
dB	dB	dB	dB	dB	dB
5	2,444	2,051	30	5,985	25,819
10	4,6362	7,465	35	6,022	26,657
15	5,488	12,022	40	6,014	27,683
20	5,868	17,120	45	6,019	28,876
25	5,980	21,714	50	6,021	30,364

Fonte: A autora.

A taxa de erro de modulação (MER – *Modulation Error Rate*) é usada para quantificar o desempenho de um transmissor ou receptor de TV digital (e outros sistemas digitais) em um sistema de comunicação. Pode ser considerado 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 [16]. Ou seja, é uma medida obtida logo após a demodulação I e Q, a nível de constelação. A definição de MER não leva em consideração o uso de equalizador e é expressa conforme a Equação 4.2 [16].

$$MER = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right] [dB] \quad (4.2)$$

Em que, N é o número total de símbolos recebidos nas coordenadas $(I_j + \delta I_j, Q_j + \delta Q_j)$. O valor de N é maior que o número de pontos (M) da constelação.

4.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse item foram apresentados os resultados obtidos com o intuito de comprovar as taxas de dados descritas na norma de referência do padrão IEEE 802.22. Gerar um sinal de transmissão OFDMA em conformidade com o que estabelece a norma do padrão 802.22, além de comprovar as taxas de transmissão para as configurações da camada física.

5. CONCLUSÕES GERAIS

O padrão IEEE 802.22, WRAN, é considerado uma tecnologia alternativa ao WiFi nas frequências de 54 MHz e 862 MHz. Ele leva conectividade em localidades distantes dos grandes centros urbanos. Semelhante aos sinais de televisão, o acesso à internet pelo WRAN chegará a dezenas de quilômetro se não houver restrições quanto a ambientes internos e similares. Esse padrão utiliza a tecnologia de rádio cognitivo para o acesso dinâmico e oportunista ao espectro e, assim, opera de maneira não licenciada nas faixas de transmissão de TV.

No capítulo 2 foram apresentadas as duas camadas do padrão IEEE 802.22. A camada MAC que é baseada em rádio cognitivo porque eles possibilitam o acesso dinâmico ao espectro de frequências, como por exemplo, no espaço em branco da Televisão (TV). E a camada PHY que deve proporcionar taxas de dados de 4,54 a 22,69 Mbps em um canal de 6 MHz.

No capítulo 4 são apresentados os parâmetros e os resultados obtidos do estudo da camada física. Foi observada a necessidade de código prefixo e convolucional para reduzir a interferência intersimbólica e ruído, proporcionando robustez ao sistema. Porém, a adição deles reduz um pouco a taxa de transmissão de dados.

Conclui-se que foi válido o desenvolvimento desse estudo teórico para o conhecimento de uma tecnologia, WRAN, não abordada em sala de aula.

Propostas de Trabalhos Futuros

Para dar continuação a esse trabalho de conclusão de curso sugere-se a simulação e implementação da camada PHY para o padrão 802.22 em ambiente real no GNU Radio utilizando USRP.

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICA

- [1] A. M. Wyglinski, M. Nekovee e T. Y. Hou, *Cognitive Radio Networks*, San Diego: ELSEVIER, 2010.
- [2] IEEE Computer Society, “IEEE Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification: Policies and procedures for operation in the TV Bands,” *IEEE Std 802.22-2011* , pp. 1-680, 1 July 2011
- [3] Internet já é acessível em 90,0% dos domicílios do país em 2021. Disponível em: <<https://agenciadenoticias.ibge.gov.br/agencia-noticias/2012-agencia-de-noticias/noticias/34954-internet-ja-e-acessivel-em-90-0-dos-domicilios-do-pais-em-021#:~:text=De%202019%20a%202021%2C%20o%20percentual%20de%20domic%C3%ADlios%20com%20conex%C3%A3o,%25%20para%2083%2C5%25>>. Acesso em: Junho, 2023
- [4] Disponível em: <<https://tmamaquinas.com.br/2022/09/21/como-a-internet-no-campo-tem-ajudado-o-agronegocio/#:~:text=O%20acesso%20%C3%A0%20internet%20e,drones%2C%20softwares%20e%20sensores%20agr%C3%ADcolas>>. Acesso em: Junho, 2023.
- [5] Padrão IEEE 802.22 – II: Serviços. Disponível em: <https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialieee2/pagina_3.asp>. Acesso em: janeiro 2023.
- [6] IEEE Computer Society, “IEEE Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification: Policies and procedures for operation in the TV Bands,” *IEEE Std 802.22-2011* , pp. 1-680, 1 July 2011.
- [7] Vikash Chawala, V. Srivastava, A., Srivastava, M. Modeling and simulation of PHY layer of IEEE 802.22 over a multipath fading channel, *IJECCE*, Vol. 5 Issue 1, January, 2014.
- [8] Ahmadi, M., Rohani, E., Naeeni, P. M., Fakhraie, S. M. Modeling and performance evaluation of IEEE 802.22 physical layer. *2nd International Conference on Future Computer and Communication*, 2010.
- [9] Barot, Z. Sharma, A. K. Modeling and simulation of physical layer of IEEE 802.22 over a multipath fading channel. *International Journal of Computer Engineering & Technology (IJCET)*, Vol. 4 Issue 5, pp. 91 – 98, September – October, 2013.
- [10] Bañacia, A. S., Pedroza, R. M. G. A simplified IEEE 802.22 PHY layer in Matlab-Simulink and SDR platform. *International Conference on Electronics, Information, and Communications (ICEIC)*, 27-30 January 2016.
- [11] IEEE 802.22 Wireless Regional Area Networks. doc.: IEEE 802.22-10/0073r03 Disponível em: <<https://www.ieee802.org/22/Technology/22-10-0073-03-0000-802-22-overview-and-core-technologies.pdf>>. Acesso em: Março de 2023.

- [12] 802.22 Presentation to the ECSG on White Space. doc.: IEEE /0052r0. Disponível em: < <https://slideplayer.com/slide/16938094/>>. Acesso em: Março de 2023
- [13] IEEE 802.22 MAC/CC Overview. doc.: IEEE 802.22-11/0130r1. Disponível em: <<https://mentor.ieee.org/802.22/dcn/11/22-11-0130-02-0000-ieee-802-22-mac-cc-overview.pdf>>. Acesso em: Abril de 2023
- [14] A. M. Wyglinski, M. Nekovee e T. Y. Hou, *Cognitive Radio Networks*, San Diego: ELSEVIER, 2010.
- [15] Guimarães, D. A. e Souza, R. A. A. *Transmissão digital: Princípios e aplicações*. Editora Érica; 2ª edição, 31 janeiro 2014
- [16] Methods for objective reception quality assessment of digital terrestrial television broadcasting signals of System B specified in Recommendation ITU-R BT.1306 Disponível em: < https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/bt/R-REC-BT.1735-3-201502-I!!PDF-E.pdf >. Acesso em: Maio de 2023.
- [17] Anatel publica resolução para uso de espectro ocioso Disponível em: < <https://www.gov.br/anatel/pt-br/assuntos/noticias/anatel-publica-resolucao-para-uso-de-espectro-ocioso>>. Acesso em Junho de 2023
- [18] R. Ouyang, T. Matsumura, K. Mizutani and H. Harada, "Software-Defined Radio-Based Evaluation Platform for Highly Mobile IEEE 802.22 System," in *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, vol. 3, pp. 167-177, 2022, doi: 10.1109/OJVT.2022.3164461.
- [19] X. Zhang, R. Chai, F. Gao, Matched filter based spectrum sensing and power level detection for cognitive radio network, in *IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (Global SIP)*, Atlanta, 3–5 December 2014, pp. 1267–1270.
- [20] T.E. Bogale, L. Vandendorpe, Multi-cycle cyclostationary based spectrum sensing algorithm for OFDM signals with noise uncertainty in cognitive radio networks, in *2012 IEEE Military Communications Conference (MILCOM 2012)*, Orlando, FL, USA, 29 October–01 November 2012, pp. 1–6.
- [21] T. Zhi, G. Giannakis, A wavelet approach to wideband spectrum sensing for cognitive radios, in *2006 1st International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, 8–10 June 2006, pp. 1–5.
- [22] W.O. Ajadi, S.M. Sani, A.M.S. Tekanyi, Estimation of an improved spectrum sensing threshold for cognitive radio using smoothed pseudo Wigner-Ville distribution. *Int. J. Comput. Appl.* 168(12), 30–33 (2017).
- [23] K. Koçkaya, I. Develi, Optimum threshold model based on online learning algorithm for spectrum detection in cognitive radio networks, in *ISAS 2018, SETSCI Conference Indexing System*, Antalya, 11 April 2018, pp.

ANEXO I

```

fs = 512/74.68*10.^6; %6,856MHz
Modo = 1; %Modo de operação
IG = 1/16; %Intevalo de guarda
M = 64; %modulação das portadoras úteis
Rcod = 5/6; %Taxa do codificador convolucional
SNRdB = 65; %SNR
Cmp = 1; %Canal MP

%% Definições secundárias baseada nas configurações originais
if Modo == 1
    Mult_modo = 1;
elseif Modo == 2
    Mult_modo = 2;
else
    Mult_modo = 4;
end
Ncativas = 60*28*Mult_modo+1; %Número de portadoras ativas
Ncutil = 60*24*Mult_modo+1;
Nc = 2048*Mult_modo; %Número de portadoraas totais

%% Construindo estrutura de símbolos em paralelo para multiplexação na
frequência
% Vetor contendo símbolos com dados úteis e pilotos
Simb_tx_completo = zeros(1,Nc);
% Vetor de teste simulando os símbolos úteis de entrada paralelo da IFFT.
Simb_tx_paralelo = gera_simb(M,Ncativas);
%Inserindo no fluxo pilotos a cada 8 símbolos (símbolos conhecidos bpsk)
%Distância entre pilotos
dist_pilot = 13;
posPilotos = 1:dist_pilot:length(Simb_tx_paralelo);
Pilotos = zeros(1,Ncativas);
Pilotos(1:dist_pilot:end) = (randi([0,1],1,length(posPilotos))-
1/2)*2*4/3;
% Inserção das dos símbolos pilotos dentro da estrutura de quadro
Simb_tx_paralelo(1:dist_pilot:end) = Pilotos(1:dist_pilot:end);
% Plota símbolos transmitidos Pilotos mais dados úteis
figure; plot(real(Simb_tx_paralelo),imag(Simb_tx_paralelo),'*');
xlabel('I');
ylabel('Q');
title('Símbolos transmitidos nas portadoras');
% Adicionando portadoras nulas Nc - NcAtivas portadoras
Simb_tx_completo(1:floor(length(Simb_tx_paralelo)/2)+1)=
Simb_tx_paralelo(1:floor(length(Simb_tx_paralelo)/2)+1) ;
Simb_tx_completo(length(Simb_tx_completo) -
floor(length(Simb_tx_paralelo)/2)+1: length(Simb_tx_completo)) =
Simb_tx_paralelo(floor(length(Simb_tx_paralelo)/2)+2:end);
%% Gerando símbolo OFDM
Simb_OFDM = ifft(Simb_tx_completo,Nc);
%% Gerando intervalo de guarda
Simb_OFDM_TG = [Simb_OFDM(end-length(Simb_OFDM)*IG+1:end) Simb_OFDM];
figure; plot([0:1/fs:(length(Simb_OFDM_TG)-1)*1/fs],abs(Simb_OFDM_TG));
xlabel('tempo (s)');
ylabel('Módulo do Símbolo OFDM');
hold on;
plot([0:1/fs:(Nc*IG-1)*1/fs],abs(Simb_OFDM(end-
length(Simb_OFDM)*IG+1:end)),'--r');
Sinal_OFDM_tx = Simb_OFDM_TG;

```

```

fvtool(Sinal_OFDM_tx,1,'Fs',fs);
%% Canal MP e AWGN
if Cmp == 1
    h = [1 zeros(1,20) 0.5 0 0];
else
    h = [1];
end
%%Passa pelo canal MP
Sinal_OFDM_rx = filter(h,1,Sinal_OFDM_tx);
%% Canal AWGN
    %Potencia rx
Potenciarx = sum(abs(Sinal_OFDM_rx).^2)/length(Sinal_OFDM_rx);
%Insere ruído com potência SNRdb abaixo do sinal
Potencia_ruído = Potenciarx ./ 10.^(SNRdb/10);
%Ruído AWGN
ruído =
sqrt(Potencia_ruído)*randn(1,length(Sinal_OFDM_rx))*(1+1i*1)/sqrt(2);
Potencia_ruído = sum(abs(ruído).^2)/length(ruído);
%Adiciona Ruído
Sinal_OFDM_rx = Sinal_OFDM_rx + ruído;
%Visualiza Espectro
fvtool(Sinal_OFDM_tx,1,h,1,Sinal_OFDM_rx,1,'Fs',fs);
%% Tratando sinal recebido Removendo IG.
Sinal_OFDM_util_rx = Sinal_OFDM_rx(Nc*IG+1:end);
%% Recuperando símbolos multiplexados na frequência.
Simb_frequencia = fft(Sinal_OFDM_util_rx,Nc);
figure; plot(real(Simb_frequencia),imag(Simb_frequencia),'*');
xlabel('I');
ylabel('Q');
title('Símbolos recebidos nas portadoras sem equalização');
%% Pego símbolos recebidos e retiro as portadoras nulas
Simb_frequencia_ativas = [Simb_frequencia(1:floor(Ncativas/2)+1)
Simb_frequencia(Nc-floor(Ncativas/2)+1:Nc)];
% figure; stem(abs(Simb_frequencia_ativas),'b');
% hold on;
% stem(abs(Pilotos),'--r*');
%% Estimação de canal
Estima_canal = zeros(1,length(Simb_frequencia_ativas));
Estima_canal(1:dist_pilot:end) =
Simb_frequencia_ativas(1:dist_pilot:end)./Pilotos(1:dist_pilot:end);
%figure;
%stem(abs(Estima_canal))
%hold on;
%% Interpolação de canal
Interp_channel =
interp1(posPilotos,Estima_canal(1:dist_pilot:end),[1:1:Ncativas])
if Modo == 1
    Interp_channel_right =
interp1(posPilotos(1:length(posPilotos)/2),Estima_canal(1:dist_pilot:floor(Ncativas/2)+1),[1:1:floor(Ncativas/2)+2],'pchip');
    Interp_channel_left =
interp1(posPilotos(length(posPilotos)/2+1:end),Estima_canal(posPilotos(length(posPilotos)/2+1):dist_pilot:end),[floor(Ncativas/2)+3:1:Ncativas],'pchip');
else
    Interp_channel_right =
interp1(posPilotos(1:floor(length(posPilotos)/2)+1),Estima_canal(1:dist_pilot:floor(Ncativas/2)+1),[1:1:floor(Ncativas/2)+2],'pchip');
    Interp_channel_left =
interp1(posPilotos(floor(length(posPilotos)/2)+2:end),Estima_canal(posPil

```

```

otos((floor(length(posPilotos)/2)+2):dist_pilot:Ncativas),[floor(Ncativas/2)+3:1:Ncativas], 'pchip');
end
Interp_channel = [Interp_channel_right Interp_channel_left];
plot(abs(Interp_channel), '--r');
legend('Estimação na pilotos', 'Canal interpolado');
xlabel('Portadoras ativas');
ylabel('Módulo');
title('Estimação de canal');
%% Equalizacao na frequencia
Simb_equalizados = Simb_frequencia_ativas./Interp_channel;
figure; plot(Simb_equalizados, '*')
xlabel('I');
ylabel('Q');
title('Simbolos recebidos nas portadoras com equalização');
%% Cálculo de métricas MER e taxa útil
MER = 10*log10(sum(abs(Simb_tx_paralelo).^2)/sum(abs(Simb_tx_paralelo -
Simb_equalizados).^2))
figure; plot(abs(Simb_equalizados))
hold on;
plot(abs(Simb_tx_paralelo), 'r')
plot(abs(Interp_channel), '--k')
stem(abs(Pilotos))
%% Calculando taxa útil total
Tsofdm = 1/fs*(Nc*(1+IG));
Rsofdm = 1/Tsofdm;
Rc_util = Rsofdm*Ncutil;
Rbitutil = Rc_util*log2(M)*Rcod

```

```

function [Simbolos_Mqam cte_norm]= gera_simb(M,N)
%This module generate N random symbols of M-QAM
k = 1;
for t=-(sqrt(M)-1):2:sqrt(M)-1,
    for q=-(sqrt(M)-1):2:sqrt(M)-1,
        simbolos(k)=t+1i*q;
        k=k+1;
    end
end
for i = 1 : N

    S1(i)= simbolos(randi([1,M]));

end
%Energy Normalization
if M == 4
    S1 = S1 / sqrt(2);
    cte_norm = sqrt(2);
elseif M == 16
    S1 = S1 / sqrt(10);
    cte_norm = sqrt(10);
elseif M == 64
    S1 = S1 / sqrt(42);
    cte_norm = sqrt(42);
else
end
Simbolos_Mqam = S1;

```