

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BRUNO NERVIS

**IMPLEMENTAÇÃO DO PROTOCOLO
IEEE 802.11AH ATRAVÉS DE RÁDIO
DEFINIDO POR SOFTWARE**

Porto Alegre
2021

BRUNO NERVIS

**IMPLEMENTAÇÃO DO PROTOCOLO
IEEE 802.11AH ATRAVÉS DE RÁDIO
DEFINIDO POR SOFTWARE**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia da Computação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ivan Müller

Porto Alegre
2021

BRUNO NERVIS

**IMPLEMENTAÇÃO DO PROTOCOLO
IEEE 802.11AH ATRAVÉS DE RÁDIO
DEFINIDO POR SOFTWARE**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Ivan Müller, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul –
Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. César Augusto Missio Marcon, PUC-RS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Fernando Rangel de Sousa, UFSC

Doutor pela École Nationale Supérieure des Télécommunications – Paris, França

Prof. Dr. Gilson Inácio Wirth, UFRGS

Doutor pela Universität Dortmund – Dortmund, Alemanha

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner

Porto Alegre, março de 2021.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, Delfino e Iremilda, e à minha irmã, Júlia, pelo apoio em todos os momentos difíceis, e ao meu colega e amigo Flávio Luís César de Lima, que tanto me incentivou.

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa. Aos colegas do Laboratório de Comunicações pelo seu auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso e apoio na revisão deste trabalho. Aos meus colegas de trabalho no Setor de Infraestrutura da Escola de Engenharia, pelo apoio e motivação em todos os momentos e se disporem a aceitar meus encargos durante o tempo afastado e aos demais colegas da Direção da Escola de Engenharia que sempre colaboraram com meu crescimento pessoal.

RESUMO

O crescente uso de redes conhecidas como Internet das Coisas (IoT) constitui oportunidade para um vasto campo de pesquisa e desenvolvimento, onde diversos protocolos oferecem soluções práticas distintas. Entre estes, o protocolo IEEE 802.11ah é uma alternativa de livre implementação que utiliza uma faixa de espectro não licenciada abaixo de 1 GHz. Este trabalho oferece contribuições para a implementação de técnicas de comunicação adequadas a redes de sensores sem fio (WSN) baseadas no padrão IEEE 802.11ah (Wi-Fi HaLow). De forma a facilitar trabalhos futuros de pesquisa e devido a baixa disponibilidade de dispositivos comerciais, uma plataforma de rádio definido por software foi utilizada para realizar a implementação de um enlace em camada física a partir da especificação do protocolo e de uma implementação pré-existente que contempla as características de modulação fundamentais do protocolo. Foram conduzidos testes e experimentos de bancada para avaliar o desempenho dos dispositivos, em situações de interferência e ruído. As condições de interferência foram um sinal senoidal, um sinal LoRa e um sinal O-QPSK derivado do protocolo IEEE 802.15.4, uma vez que ocupam a mesma banda de frequências do protocolo avaliado. Também foi avaliada a rejeição a sinais interferente IEEE 802.11ah sobrepostos no mesmo canal, em canal adjacente e em canal não adjacente. As simulações e experimentos geraram um conjunto de dados que foram analisados conforme os requisitos da especificação e da literatura, atendendo o desempenho especificado. Os valores limites para estas interferências são demonstrados em termos de diferenças de potências. O código-fonte será disponibilizado publicamente, para servir de base a trabalhos futuros que tenham por objetivo avaliar o desempenho do protocolo IEEE 802.11ah sob outros aspectos ou provar ideias teóricas inovadoras que, embora propostas e demonstradas de forma simulada, por vezes não encontram comprovação em *hardware*.

Palavras-chave: Rádio definido por software, Internet das coisas, IEEE 802.11ah, Análise de coexistência.

ABSTRACT

The Internet of Things (IoT) environment is an expanding field with many competing standards solving various communication challenges. However, interesting theoretical propositions, demonstrated in simulations during research, end up not getting a quick implementation in hardware. This work provides contributions towards an implementation of the IEEE 802.11ah (Wi-Fi HaLow) standard, an extension of the Wi-Fi protocol focused on providing IoT-like connectivity on midrange sites (up to 1 km). A software-defined radio platform, programmed with open-source software, is used to provide an extensible code base, derived from existing works. Simulation and experimental measurements were conducted towards evaluating the performance and limitations in interference and noise environments. As interference, sinusoidal, LoRa and IEEE 802.15.4 O-QPSK derived signals were used as to evaluate the minimum difference of powers necessary to guarantee the IEEE 802.11ah signal is received and correctly decoded with 90 % packet delivery rate. Adjacent, non adjacent and same channel rejection were also evaluated. All results agree with the requirements presented in the standard. We make the source code freely available in the Internet as to enable future modifications and derived works.

Keywords: Software-defined Radio, Internet of Things, IEEE 802.11ah, coexistence.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Diagrama de blocos das operações necessárias à transmissão e recepção de pacotes	22
Figura 2 –	Construção de transmissão de um <i>frame</i> S1G_SHORT	22
Figura 3 –	Estrutura do <i>frame</i> de camada física S1G_SHORT	24
Figura 4 –	Estrutura do campo SIG-1 para o protocolo IEEE 802.11ah	25
Figura 5 –	Estrutura do campo SIG-2 para o protocolo IEEE 802.11ah	25
Figura 6 –	Diagrama de blocos de procedimentos para transmissão em camada física	26
Figura 7 –	Máscara espectral para o protocolo IEEE 802.11ah - 2 MHz	36
Figura 8 –	Espectro do sinal 802.15.4	37
Figura 9 –	Espectro do sinal LoRa	38
Figura 11 –	Diagrama de blocos do transmissor	42
Figura 10 –	Bloco STA	43
Figura 12 –	Bloco transmissor - parte superior	44
Figura 13 –	Bloco transmissor - parte inferior	46
Figura 14 –	Bloco AP	47
Figura 15 –	Diagrama de blocos do receptor	48
Figura 16 –	Bloco receptor em camada física - parte superior	49
Figura 17 –	Bloco receptor em camada física - parte inferior	50
Figura 18 –	Diagrama de blocos para Simulação	53
Figura 19 –	Bloco de Simulação - Transmissor e Canal	54
Figura 20 –	Bloco de Simulação - Receptor	55
Figura 21 –	Implementação	56
Figura 22 –	Configuração de Experimento	56
Figura 23 –	Diagrama de blocos para experimento	57
Figura 24 –	Fotografia do <i>setup</i> experimental construído	58
Figura 25 –	Diagrama de blocos do receptor/interferente utilizado - Parte superior (interferente)	59
Figura 26 –	Diagrama de blocos do receptor/interferente utilizado - Parte inferior (recepção)	60
Figura 27 –	Tolerância a ruído AWGN para os diferentes MCS conforme simulação	62
Figura 28 –	Comparação de tolerância ao ruído AWGN: Simulação vs literatura - I	63
Figura 29 –	Comparação de tolerância ao ruído AWGN: Simulação vs literatura - II	64
Figura 30 –	Comparação de tolerância ao ruído AWGN: Simulação vs literatura - III	65
Figura 31 –	Comparação de resultados de simulação e experimentais	66
Figura 32 –	Tolerância a um sinal interferente senoidal (tom piloto)	68

Figura 33 – Tolerância a um sinal interferente LoRa	69
Figura 34 – Tolerância a um sinal interferente IEEE 802.15.4	70
Figura 35 – Avaliação experimental para rejeição de canal adjacente	72
Figura 36 – Espectro do sinal para o teste de inferência de canal adjacente	72
Figura 37 – Avaliação experimental para rejeição de canal não adjacente	73
Figura 38 – Espectro do sinal para o teste de inferência de canal não adjacente	73
Figura 39 – Avaliação experimental para rejeição de mesmo canal	74
Figura 40 – Espectro eletromagnético ocupado pelo sinal transmitido com máscara especificada sobreposta	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Comparação do protocolo IEEE 802.11ah com outros protocolos . . .	15
Tabela 2 –	Comparação deste trabalho com outros trabalhos presentes na literatura	20
Tabela 3 –	Esquemas de Modulação e Codificação (MCS)	23
Tabela 4 –	Parâmetros específicos do campo SIG	23
Tabela 5 –	Relação entre número de pacotes, PER e nível de confiança	35
Tabela 6 –	Requisitos selecionados	36
Tabela 7 –	Características do rádio definido por software USRP	40
Tabela 8 –	Valores aproximados de SNR para $PER = 10^{-1}$ para comparação de simulações	65
Tabela 9 –	Sensibilidade mínima especificada e medida ($PER = 10^{-1}$)	66
Tabela 10 –	Comparação entre os valores experimentais SNR medidos e simulados para a sensibilidade	67
Tabela 11 –	Parâmetros para avaliação experimental de coexistência com tecnologias diferentes	67
Tabela 12 –	Tolerância do receptor com sinais interferentes para a coexistência com tecnologias diferentes para $PER = 10^{-1}$	71
Tabela 13 –	Parâmetros para avaliação experimental de autocoexistência	71
Tabela 14 –	Resultados de testes de coexistência considerando a rejeição limite e $PER = 10^{-1}$	75
Tabela 15 –	Parâmetros para medição do espectro eletromagnético	75
Tabela 16 –	Comparação de diferenças entre a máscara espectral medida e especificada	76

LISTA DE ABREVIATURAS

AP	<i>Access point</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BCC	<i>Binary Convolutional Code</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
CRC	<i>Code Redundancy Check</i>
DL	<i>Downlink</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ED	<i>Energy Detection</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GI	<i>Guard interval</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISI	<i>Intersymbol interference</i>
LDPC	<i>Low Density Parity Code</i>
LTF	<i>Long Training Field</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i>
MCS	<i>Modulation and Coding Schemes</i>
MIMO	<i>Multiple Input - Multiple Output</i>
NOMA	<i>Non Orthogonal Medium Access</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
O-QPSK	<i>Offset Quadrature Phase Shift Keying</i>
PDU	<i>Protocol Data Unit</i>
PER	<i>Packet Error Rate</i>
PPDU	<i>PHY Protocol Data Unit</i>
PSDU	<i>PHY Service Data Unit</i>

QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
RAW	<i>Restricted Access Window</i>
SDR	<i>Software-defined Radio</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
STA	<i>Station</i>
STA*	<i>Spatial Temporal Averaging</i>
STF	<i>Short Training Field</i>
STS	<i>Short Training Symbol</i>
SUN	<i>Smart Utility Networks</i>
TWT	<i>Target Wake Time</i>
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>
WSN	<i>Wireless Sensor Networks</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Motivação	15
1.2	Objetivos	15
1.3	Estrutura	16
2	TRABALHOS RELACIONADOS	17
2.1	Protocolo IEEE 802.11ah - Camada Física	17
2.2	Implementações em hardware para o protocolo IEEE 802.11ah	19
2.3	Contribuições deste trabalho em relação ao estado da arte apresentado	20
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	21
3.1	Procedimento de transmissão	21
3.1.1	Aspectos gerais e cabeçalho dos <i>frames</i>	22
3.1.2	Campo DATA	26
3.2	Procedimento de recepção	28
3.2.1	Detecção de <i>frame</i>	28
3.2.2	Alinhamento de símbolos	29
3.2.3	Correção de frequência	29
3.2.4	Equalização de Canal	31
3.2.5	Recuperação do campo SIG	33
3.2.6	Recuperação do campo DATA	33
3.2.7	Decodificação	34
3.3	Modelos de canal	34
3.4	Estatística de interesse	34
3.5	Requisitos a serem atendidos	35
3.6	Possíveis sinais interferentes	36
3.6.1	IEEE 802.15.4	37
3.6.2	LoRa	38
4	DESENVOLVIMENTO DA PROPOSTA	39
4.1	<i>Hardware</i>	39
4.2	Materiais e métodos para <i>Software</i>	41
4.3	Bloco STA	42
4.4	Transmissor	42
4.5	Bloco AP	45
4.6	Receptor	48
4.7	Alterações específicas	51

4.8	Métodos para Simulações e Experimentos	51
4.8.1	<i>Setup</i> de simulação	53
4.8.2	<i>Setup</i> de Experimentos	56
4.8.3	Procedimentos para testes	57
5	RESULTADOS	62
5.1	Simulações	62
5.1.1	Comparação com os resultados encontrados na literatura	63
5.2	Avaliação da sensibilidade	66
5.3	Coexistência com outras tecnologias	67
5.3.1	Sinal Senoidal - Tom Piloto	67
5.3.2	LoRa	68
5.3.3	IEEE 802.15.4	69
5.4	Autocoexistência	71
5.4.1	Rejeição de canal adjacente	71
5.4.2	Rejeição de canal não adjacente	72
5.4.3	Rejeição de mesmo canal	73
5.5	Ocupação do espectro	75
5.6	Dificuldades encontradas	76
6	CONCLUSÕES	79
	REFERÊNCIAS	82

1 INTRODUÇÃO

A implantação de redes do tipo Internet das Coisas (IoT) tem a possibilidade de tornar nossos ambientes de trabalho e moradia mais inteligentes e eficientes ao permitir o monitoramento de grandes quantidades de variáveis e tomadas de decisão automáticas na operação de equipamentos. Exemplos de aplicação são o controle de lâmpadas e sistemas de climatização dependentes de luminosidade para ambientes ou controle da infraestrutura para cidades ou de um complexo de edifícios. Porém, a existência e ampliação destas redes de dispositivos sem fio encontra dificuldades nas limitações de espectro eletromagnético disponível para transmissão de dados, ao mesmo tempo que a quantidade de dados a serem transmitidos e de dispositivos que devem permanecer conectados cresce. Escolhas nas arquiteturas dessas redes, bem como de requisitos de projeto, como o consumo eficiente de energia e latência aceitável dos dispositivos, implicam na efetividade da mitigação destas dificuldades.

Quanto às características de transmissão de dados os dispositivos associados a estas redes podem ser elencados em duas categorias: de alta e de baixa taxa de transmissão de dados. Na primeira categoria são suportados serviços que ocupam banda larga, como voz e vídeo em que os dispositivos, além do alto tráfego de dados, apresentam também um alto consumo energético. Podem existir também restrições adicionais de latência máxima e taxas mínimas de transmissão, de forma a garantir uma qualidade de serviço ou de experiência mínima; Já para a segunda categoria, de baixa taxa de transmissão, os usos implicam no transporte de pequenos pacotes de dados, tais como o estado (valor) de um parâmetro ou variável em um equipamento remoto ou um comando para alterar este parâmetro. Especialmente para o uso de sensores, existe a restrição de baixo consumo energético, de forma a permitir o uso de baterias e prover alta mobilidade ao dispositivo.

Os padrões desenvolvidos pelo *working group* IEEE 802.11 (Wi-Fi) são amplamente adotados nos ambientes comercial e residencial, com crescente cobertura em espaços públicos. A especificação 802.11 original e suas emendas posteriores não são adequadas à redução do consumo de energia e baixa taxa de transmissão relacionada as aplicações pretendidas. Assim, uma emenda à especificação foi redigida (protocolo 802.11ah), com intuito específico de inserir-se no mercado de IoT.

1.1 Motivação

Embora o campo de pesquisa em redes de sensores sem fio tenha se desenvolvido fortemente na década 2010-2020, a investigação na implementação destes sistemas é uma área pouco explorada e os obstáculos associados à implementação podem acabar por obrigar à redução do escopo de trabalhos com focos teóricos importantes.

Assim, este trabalho oferece contribuições para a construção de um dispositivo transceptor reconfigurável que possa ser expandido em trabalhos futuros, que poderão variar algoritmos e parâmetros além da especificação do protocolo e servir como *benchmark* para garantir a reproducibilidade dos resultados.

Como estudo de caso, foram utilizados os protocolos IEEE 802.11ah, lançado em 2016 e especializado na comunicação de WSN (*Wireless Sensor Networks*) em frequências abaixo de 1 GHz, faixa com menor ocupação por dispositivos de emissão restrita que a faixa de 2,4 GHz. A recente introdução destes protocolos e a baixa quantidade de literatura encontrada sobre eles são oportunidades a serem exploradas. Este protocolo (WANG; FAPOJUWO, 2017) tem vantagens comerciais sobre os seus competidores diretos, como Sigfox e LoRa, que operam na mesma faixa de frequência e tem suas diferenças básicas apresentadas na Tabela 1 e, indiretos, tais como NB-IoT e LTE-M, que atuam em outras faixas, com a necessidade de licenciamento de espectro ou da assinatura de serviços.

Tabela 1 – Comparação do protocolo IEEE 802.11ah com outros protocolos

Tecnologia	Largura de banda	Taxa de dados	Alcance
IEEE802.11ah	1/2/4/8/16 MHz	150 kbps-78 Mbps	100-1000m
LoRaWAN	125/250 kHz	250 bps-50 kbps	2-15 km
IEEE802.15.4g	0.2-1.2 MHz	50 kbps-1 Mbps	1000 m
SigFox	100 Hz	100 bps	3-50 km

Fonte: (DE POORTER *et al.*, 2017) (modificada)

A Tabela 1 permite observar que o protocolo IEEE 802.11ah, embora não apresente alcance semelhante aos demais competidores, possui maior flexibilidade nas larguras de banda e taxas de transmissão de dados, possibilitando a conformação a diferentes casos de uso.

1.2 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é disponibilizar informações acerca da implementação, robustez e capacidade de coexistência do protocolo IEEE 802.11ah. Para isto, são elencados os objetivos complementares:

- Modificar e distribuir código para rádio definido por software para o protocolo IEEE 802.11ah;

- Avaliar o desempenho da tecnologia em ambiente controlado, na forma de experimentos de tolerância ao ruído, coexistência com protocolos que operem na mesma faixa de frequência e autocoexistência;

1.3 Estrutura

Para a maior clareza das etapas este trabalho apresenta os seguintes capítulos:

- Trabalhos relacionados: são elencados trabalhos pregressos existentes na área;
- Fundamentação teórica: são apresentados detalhes acerca dos protocolos IEEE 802.11ah, técnicas matemáticas utilizadas e os principais parâmetros que afetam o seu desempenho;
- Desenvolvimento da proposta: são realizadas a construção de blocos de processamento de sinais e teste, a integração dos mesmos para a execução de simulações e medidas experimentais;
- Resultados: o desempenho de um enlace é avaliado em diversos casos através de simulação e também sob restrições reais do *hardware* disponível;
- Conclusões: são avaliados os resultados obtidos e sugeridos trabalhos futuros.

2 TRABALHOS RELACIONADOS

Para a revisão da literatura realizou-se uma pesquisa por palavras-chave no período 2018-2020 e uma leitura preliminar de trabalhos para identificar oportunidades de pesquisa e seções consolidadas do conhecimento. Nesta etapa, o foco foi avaliar, de forma não estruturada, trabalhos nas áreas de: Internet das Coisas - IoT ("*Internet of Things*"), Rádio Definido por *Software* - SDR ("*Software-defined Radio*"), e implementação ("*implementation*"), emulação ("*emulation*") de redes de dispositivos sem fio ("*Wireless Sensor networks*" ou "*Wireless Networks*"), que são tópicos de interesse e utilidade geral.

Uma pesquisa por título no Google Scholar revelou, até 31/12/2019, 243 trabalhos com a expressão "802.11ah". Repetida a pesquisa no ano de 2020, encontram-se mais 43 trabalhos. No indexador Web of Science, pela palavra-chave ou título "802.11ah", foram encontrados 182 trabalhos, 14 no ano de 2020. No indexador Scopus, foram encontrados 177 trabalhos, 25 destes no ano de 2020. O indexador ScienceDirect encontra 114 trabalhos, 35 entre os anos de 2020 e 2021. No indexador IEEEExplore, 176 trabalhos, dos quais 133 em conferências e 34 em periódicos. No ano de 2020 são 13 em conferências e 4 em periódicos. Estes diferentes *sites* indexadores abrangem, m maior ou menor grau, os mesmos repositórios. Assim, trabalhos presentes em um indexador também estão presentes nos demais e as quantidades indicadas anteriormente devem ser tomadas como conjuntos sobrepostos.

Atentou-se especialmente para as implementações realizadas, visto que este é um dos objetivos deste trabalho.

2.1 Protocolo IEEE 802.11ah - Camada Física

O trabalho de (ADAME *et al.*, 2014) realiza uma rápida apresentação do protocolo IEEE 802.11ah com foco na subcamada de acesso e nas estratégias de economia de energia e apresenta também possíveis casos de uso para o monitoramento de *utilities* (energia elétrica, água e gás), monitoramento de plantações e automação industrial. Os autores fazem simulações com o uso do *software* MATLAB® e demonstram, nesses cenários, a ocupação de canal, o consumo de bateria e a taxa de entrega de pacotes.

Os autores em (TIAN *et al.*, 2016) desenvolveram um modelo para simulação da camada MAC (*Medium Access Control*) do protocolo 802.11ah no simulador de redes ns-3. A perspectiva dos autores foi implementar o modo RAW (*Restricted Access Window*) de acesso ao meio por disputa em grupos. A mesma equipe, no trabalho de (SANTI *et al.*, 2019), introduziu o modo TWT (*Target Wake Time*, que desliga a estação por longos períodos de tempo), observando os efeitos da coexistência de estações operando nos dois modos em uma mesma célula. Ficou revelada uma severa perda de eficiência energética das estações TWT. É necessário ressaltar que estes dois trabalhos são referências para outros que tratam do desempenho da subcamada de acesso.

Em (BELLEKENS *et al.*, 2017), os autores criticam a promessa de área de alcance prometida pela especificação do protocolo. Utilizando medições em área urbana na faixa de 868 MHz e modelos de propagação consagrados para situações com e sem linha de visada os autores obtiveram previsão de 450 m de alcance ao invés de 1 km no melhor dos casos, para uma velocidade alvo de 150 kbps. A potência utilizada foi de 0 dBm e foi considerado apenas a modulação BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*).

O trabalho de (LIU *et al.*, 2018) comparou as tecnologias IEEE 802.15.4g SUN (*Smart Utility Networks*) e IEEE 802.11ah, que ocupam a mesma banda de 900 MHz e identificou oportunidades de desenvolvimento nos desafios de coexistência, gerenciamento e virtualização nas camadas física e de acesso. Os autores introduziram uma técnica de detecção de uso do canal baseada em energia para bloquear o uso do canal pelos nós 802.11ah quando existe transmissão em 802.15.4g e a simularam em um modelo no *software* ns-3.

Os autores em (KHAN; ZEESHAN, 2018) estudaram o *byte error rate* e a taxa de transmissão para redes 802.11ah apenas na camada física, para diversas larguras de banda e MCS (*Modulation and Coding Schemes*), mas não indicam o método utilizado. O trabalho de (DOMAZETOVIC; KOCAN, 2017) calculou analiticamente as taxas de erro de pacote e símbolos para os casos de uso de IEEE 802.11ah, proporcionando outro conjunto de curvas a serem comparadas.

O trabalho de (TSCHIMBEN; GIFFORD; BROWN, 2019) apresenta resultados com medições em campo em três locais diferentes para o protocolo IEEE 802.11ah, a partir de um enlace de 2 rádios definidos por *software* transmitindo em camada física em um único MCS (BPSK 1/2 para largura de banda de 2 MHz). Os locais escolhidos visavam emular um ambiente suburbano (campus universitário), um ambiente rural aberto e um ambiente aberto com interferentes. Os autores identificaram a importância da zona de Fresnel e da linha de visada para o enlace e obtiveram uma distância de até 2,7 km em campo aberto com taxa de recebimento de pacotes de 57,5 %. Taxas de sucesso na entrega de pacotes próximas a 90 % (considerado o limiar de um desempenho adequado pela especificação) foram obtidas para distâncias de 965 m (86 %), enquanto que na distância de 1139 m sem visada o resultado foi 68 %. No ambiente suburbano do campus a distância máxima reportada foi de 610m, com taxa de sucesso de 33 %, com o melhor resultado a 420 m,

com 86 %.

Em (POLAK; JURAK; MILOS, 2020) os autores construíram um simulador de camada física para o protocolo IEEE 802.11ah utilizando o *software* MATLAB®. Os resultados apresentados como curvas de taxa de erro versus relação sinal-ruído serão comparadas com os resultados deste trabalho.

2.2 Implementações em hardware para o protocolo IEEE 802.11ah

O trabalho de (AUST; PRASAD, 2014) apresentou uma demonstração de enlace para o protocolo IEEE 802.11ah construída através do uso do *software* GNURadio®, mas não apresentou detalhes construtivos ou resultados.

O trabalho de (CASAS *et al.*, 2015) apresenta a construção de um *modem* IEEE 802.11ah utilizando um DSP (*Digital Signal Processor*). Além de resultados de sensibilidade para 9 MCS na largura de banda de 2 MHz também são apresentados resultados de medição em laboratório de taxa de erro de pacotes para 2 MCS, ambos inferiores a 2 %, além do atendimento aos atrasos máximos especificados.

O trabalho de (MORENO, 2016) é semelhante ao desta dissertação, ao promover a alteração do trabalho de (BLOESSL *et al.*, 2013). Apesar de aplicar uma série de alterações necessárias, o mesmo não completa todas as necessárias (isto é, não são modificados todos os campos necessários) e provê resultados simulados apenas de transmissão, sem a recepção correta ou a análise de taxas de erro.

O trabalho de (BISHNU; BHATIA, 2018) realizou a construção teórica, simulação e implementação em rádio definido por *software* de um receptor de máxima verossimilhança não paramétrico para a decodificação de pacotes IEEE 802.11ah usando o rádio USRP™ (*Universal Software Radio Peripheral*) associado à plataforma LabVIEW® e *software* MATLAB®. Os autores apresentaram curvas simuladas comparativas de taxa de erro de bit contra a relação de sinal-interferência (proveniente do protocolo IEEE 802.15.4g). Nas medidas experimentais, os autores validam suas simulações repetindo os testes para o receptor proposto.

O trabalho de (GONSIOROSKI *et al.*, 2020) desenvolve um modelo empírico de desvanecimento (*path loss*) para ambientes com vegetação (como parques urbanos) na frequência de 910 MHz. Os autores comparam seus modelos com os modelos de canal do protocolo IEEE 802.11ah.

Os autores em (KIM; KIM, 2020) utilizaram um módulo (*chip*) Texas Instruments™ CC1352 para criar um *dongle* USB compatível com a camada MAC e física do protocolo IEEE 802.11ah. Os autores obtiveram taxas de erros de pacotes aceitáveis (menores que 10 %) para potências recebidas entre -70dBm e -75dBm .

2.3 Contribuições deste trabalho em relação ao estado da arte apresentado

Na Tabela 2 estão apresentados de forma comparativa alguns trabalhos referenciados neste Capítulo.

Tabela 2 – Comparação deste trabalho com outros trabalhos presentes na literatura

Trabalho	Simulação	Implementação
(AUST; PRASAD, 2014)	-	1 MHz
(CASAS <i>et al.</i> , 2015)	9 MCS (2MHz)	2 MCS (2MHz)
(MORENO, 2016)	-	X
(KIM; KIM, 2020)	-	X
(POLAK; JURAK; MILOS, 2020)	9 (2MHz)	-
Este trabalho	7 (2MHz)	4 (2 MHz)

Este trabalho se diferencia e complementa os anteriores ao apresentar, de forma livre e extensível, uma plataforma para testes futuros, facilitando o trabalho experimental em camadas superiores. Os dois trabalhos mais próximos a este, citados neste capítulo, não realizam este compartilhamento. Outros, como os de (CASAS *et al.*, 2015) e (KIM; KIM, 2020) utilizam de plataformas específicas, que não podem ser rapidamente reconfiguradas.

Ainda, os trabalhos elencados neste capítulo servem de guia e *benchmark* para o desenvolvimento das atividades e experimentos realizados no Capítulo 4, de Desenvolvimento da Proposta.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A principal referência para a descrição do protocolo IEEE 802.11ah é o adendo (IEEE, 2016a). Este documento deve ser analisado em conjunto com a especificação compilada da família de protocolos 802.11 (IEEE, 2016b). Este capítulo apresenta uma **compilação** da descrição da camada física do protocolo para permitir a compreensão da implementação realizada no capítulo 4, Desenvolvimento da Proposta. São descritos os procedimentos necessários à transmissão, com a descrição dos pacotes e a sua formação, bem como os procedimentos e algoritmos necessários à recepção dos pacotes. Após, são fornecidas definições das métricas de interesse a serem observadas no capítulo 5, Resultados.

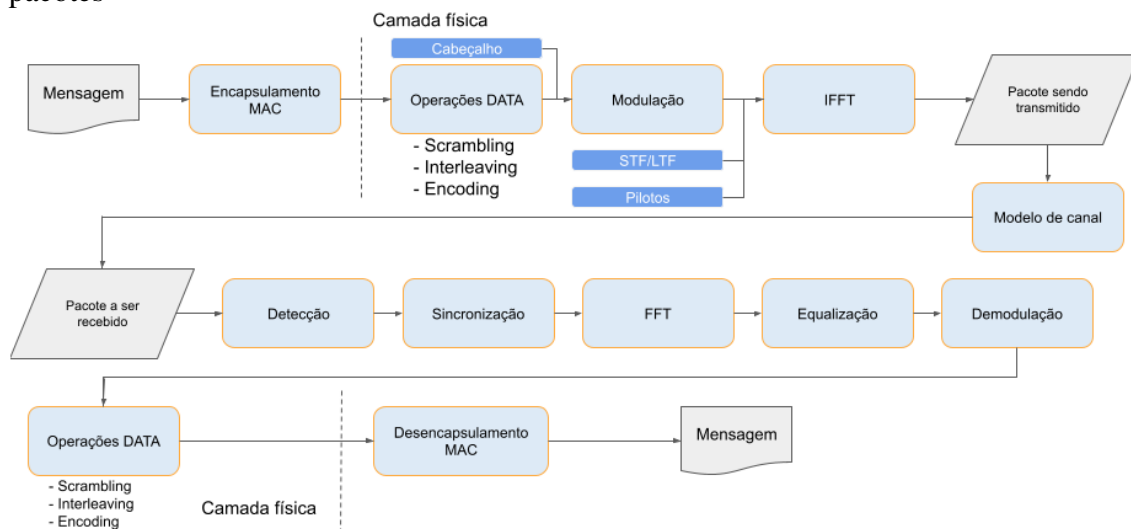
A característica que diferencia o protocolo IEEE 802.11ah em camada física dos demais protocolos da mesma família é sua especialização para a faixa de frequências inferior a 1 GHz. As exatas frequências de trabalho dependem de legislação local. No Brasil, a faixa não licenciada, mas com emissão restrita à potência correspondente a $200 \mu V/m$ a 3 m da fonte (BRASIL, 2017), está estabelecida entre 410 e 608 MHz e entre 614 e 940 MHz (BRASIL, 2020). A canalização recomendada é de 902 a 928 MHz (IEEE, 2013). A largura de canal pode ser de 1, 2, 4, 8 até 16 MHz, possibilitando 26 canais de 1 MHz ou 13 de 2 MHz ou 6 de 4 MHz ou 3 de 8 MHz ou 1 de 16 MHz. Diferentes larguras de canais podem coexistir em uma célula servida por um STA-AP (*station - access point*). A topologia é estrela, sendo possível o uso de retransmissores (*relays*). As estações/nós são denominadas simplesmente STA ou STA non-AP.

A Figura 1 apresenta o diagrama de blocos das operações necessárias à transmissão e recepção de pacotes. Estas operações serão detalhadas neste capítulo e a forma como estão construídas para o desenvolvimento do trabalho é detalhada no Capítulo 4, Desenvolvimento da Proposta.

3.1 Procedimento de transmissão

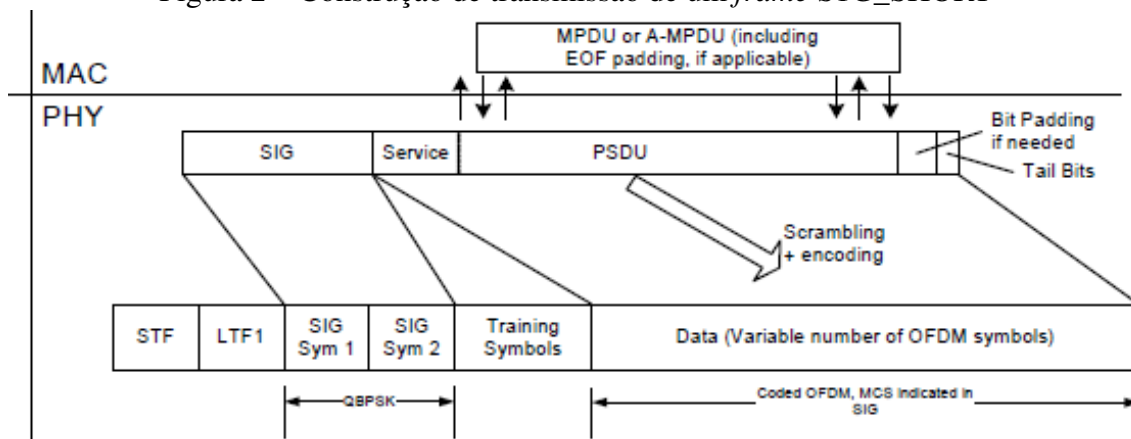
A construção de um *frame* para transmissão a partir de dados provenientes de camada superior (MAC) é descrita pela Figura 2 e apresentada em detalhes nas seções seguintes.

Figura 1 – Diagrama de blocos das operações necessárias à transmissão e recepção de pacotes



Fonte: do autor

Figura 2 – Construção de transmissão de um *frame* SIG_SHORT



Fonte: Figura 23-28 (IEEE, 2016a)

3.1.1 Aspectos gerais e cabeçalho dos *frames*

A transmissão dos *frames* ocorre através de um conjunto de subportadoras OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) distribuídas no canal. A modulação OFDM permite uma melhor ocupação do espectro disponível, já que as portadoras apresentam um espaçamento pequeno e são ortogonais entre si, apresentando uma possibilidade reduzida de interferências inter-símbolos.

De forma a poder adaptar a transmissão às diferentes condições de canal, o protocolo IEEE 802.11ah especifica diversos esquemas de modulação e taxa de repetição possíveis (MCS) para o campo DATA, mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 – Esquemas de Modulação e Codificação (MCS)

MCS Index	Mod	Rate	N_bpscs	N_sd	N_sp	N_cbps	N_dbps	N_es
0	BPSK	1/2	1	52	4	52	26	1
1	QPSK	1/2	2	52	4	104	52	1
2	QPSK	3/4	2	52	4	104	78	1
3	16-QAM	1/2	4	52	4	208	104	1
4	16-QAM	3/4	4	52	4	208	156	1
5	64-QAM	1/2	6	52	4	312	208	1
6	64-QAM	3/4	6	52	4	312	234	1
7	64-QAM	5/6	6	52	4	312	260	1
8	256-QAM	3/4	8	52	4	416	312	1

Fonte: Tabela 23-42 (modificada) (IEEE, 2016a)

As colunas da Tabela 3 apresentam parâmetros importantes na caracterização da transmissão segundo este protocolo:

- N_{bpscs} : Número de bits codificados por subportadora;
- N_{sd} : Número de subportadoras carregando dados em cada símbolo OFDM;
- N_{sp} : Número de subportadoras utilizadas como pilotos;
- N_{cbps} : Número de bits codificados por símbolo;
- N_{dbps} : Número de bits de dados por símbolo.

A modulação e codificação para o campo SIG é sempre BPSK 1/2 e as grandezas da Tabela 3 também possuem valores diferentes, conforme apresentado na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros específicos do campo SIG

Parâmetro	Valor
N_{sd}	48
N_{sp}	4
N_{st}	52

Fonte: Tabela 23-5 (modificada) (IEEE, 2016a)

Após a construção dos campos, codificação, intercalação e modulação dos mesmos, é necessário a distribuição dos símbolos em subportadoras OFDM e a inserção simultânea de sinais piloto.

Cada símbolo OFDM tem duração de $40\mu s$. O número total de subportadoras é fixo em 64 para a largura de banda de 2 MHz, sendo 4 pilotos, 52 úteis e 8 não ocupadas.

A inserção do prefixo cíclico OFDM em cada símbolo OFDM possibilita a redução da interferência inter-símbolos ISI (*Intersymbol Interference*) ao atuar como espaço de

guarda entre dois símbolos e também facilita a decodificação do sinal recebido ao permitir que a convolução linear da resposta em frequência do canal com o sinal transmitido seja modelado como uma convolução circular, o que reduz extensivamente o número de operações necessárias no decodificador.

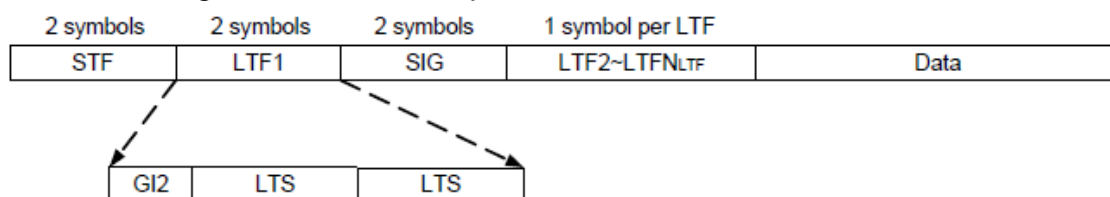
O protocolo define três formatos de *frame* em camada física:

- SIG_1M: destinado ao uso com largura de banda de 1 MHz;
- SIG_LONG: destinado a transmissões nas larguras de banda de 2, 4, 8 e 16 MHz, com versões multi-usuário (MU);
- SIG_SHORT: destinado a transmissões nas larguras de banda de 2, 4, 8 e 16 MHz;

Os diferentes formatos implicam na alteração dos campos que contém informações sobre os pacotes. Neste trabalho optou-se pelo suporte ao formato SIG_SHORT, mais facilmente modificado a partir da versão legada representada pelos protocolos IEEE 802.11g. A construção será detalhada neste capítulo.

A estrutura básica deste *frame* SIG_SHORT é a mostrada na Figura 3.

Figura 3 – Estrutura do *frame* de camada física SIG_SHORT



Fonte: Figura 23-1 (IEEE, 2016a)

O campo STF (*Short Training Field*), durando 2 símbolos OFDM ($80\mu s$), é um sinal utilizado no receptor para a detecção do *frame* recebido. No domínio da frequência, este sinal é composto por um conjunto de sinais senoidais presentes em algumas portadoras.

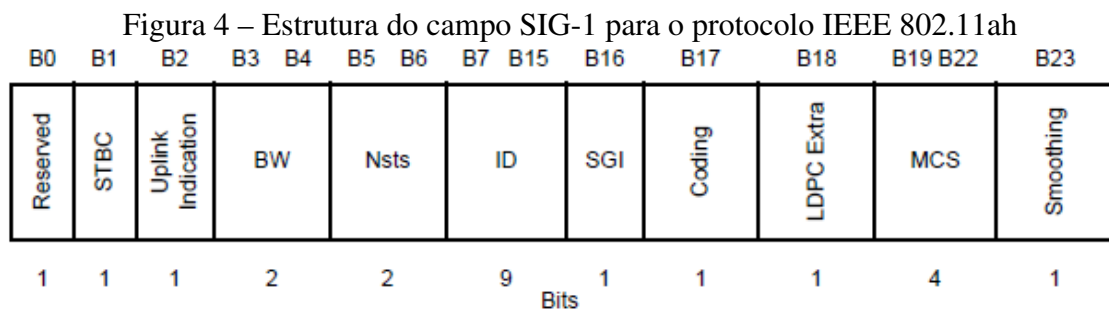
O campo LTF1 (*Long Training Field 1*) é composto de um intervalo de guarda duplo GI2 (*Guard interval 2*) seguindo de dois campos LTS (*Long Training Symbol*), durando $80\mu s$. Seu objetivo é permitir que o receptor estime as condições do canal para equalizar o *frame* recebido antes de fazer a decodificação. No domínio da frequência, este sinal tem a forma de sinais senoidais de polaridades específicas em todas as portadoras.

De forma a permitir a avaliação das condições do canal (resposta ao impulso) e a correção dos símbolos, o protocolo utiliza 4 portadoras para sinais pilotos (sinais senoidais transmitidos continuamente junto aos símbolos do campo DATA). Entre dois símbolos, há intervalo de guarda (GI) é constituído de $8\mu s$ de préambulo OFDM.

Os campos LTF2 a LTFNLTF são necessários quando se está fazendo uso de MIMO (*Multiple Input - Multiple Output*), sendo que este protocolo pode suportar até 4 *streams*. Na ausência do uso deste recurso, o que ocorre neste trabalho, estes campos são omitidos, ou seja, não são transmitidos. Seu formato é igual ao descrito para LTF1, porém são produzidos atrasos de fase para diferenciar os sinais.

O campo SIG (*Signal*) é composto de dois símbolos: SIG-1 e SIG-2, descritos abaixo, cada um ocupando 1 símbolo OFDM e contém campos internos dedicados a preparar o receptor para a recepção de dados.

O campo SIG-1 apresenta um comprimento de 24 bits e é descrito pela Figura 4.



Fonte: Figura 23-7 (IEEE, 2016a)

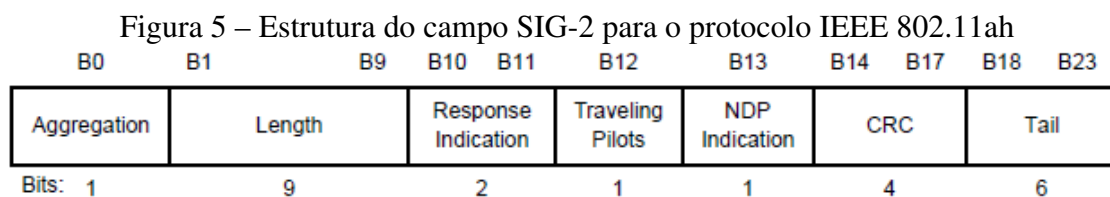
Os campos de SIG-1 tem funções apresentadas na Tabela 23-11 de (IEEE, 2016a). Ressalta-se aqui as funções de alguns campos importantes:

- BW: valores: 0b00 a 0b11 - Função: escolha de largura de banda: 0→2 MHz ; 1→4 MHz ; 2→8 MHz ; 3→16 MHz;
- ID: valores: 0x000 a 0x1FF - Função: Identificação da STA origem (se *uplink*) ou destino (se *downlink*);
- MCS: valores: 0b0000 a 0b1111 - Função: Indicação da modulação e taxa de repetição utilizadas, conforme Tabela 3.

A especificação do protocolo IEEE 802.11ah introduz o endereçamento de estações parcialmente na camada física. O uso de 9 bits permite o endereçamento de até 512 estações das 8191 previstas por célula no protocolo. Esse endereçamento parcial é possível por que a subcamada de acesso realiza uma partição do espaço de endereçamento. Em uma comunicação de *uplink*, em que o destinatário é o *access point* o campo é preenchido com a indicação do remetente.

Outro campo de interesse é a possibilidade de escolha entre a codificação BCC (*Binary Convolutional Coding*) ou LDPC (*Low Density Parity Code*).

O campo SIG-2 também tem o comprimento de 24 bits e é descrito pela Figura 5.



Fonte: Figura 23-8 (IEEE, 2016a)

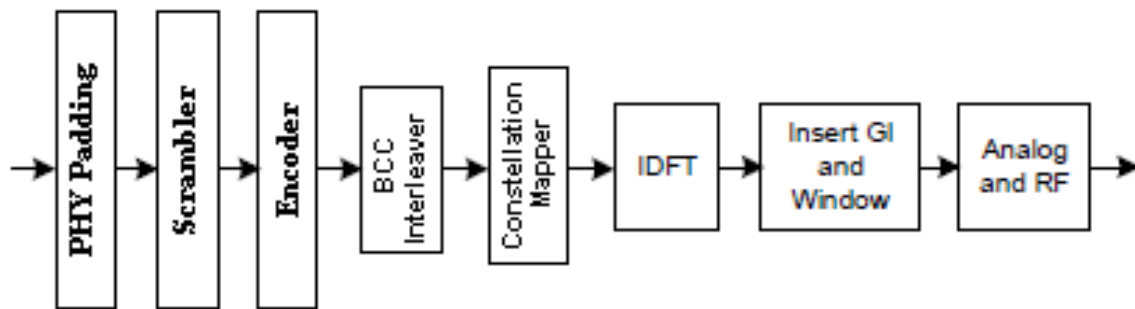
Os campos internos ao campo SIG-2 tem as funções dadas pela Tabela 23-11 de (IEEE, 2016a), mas alguns campos são de maior interesse, tais como:

- Length: valores: 0x000 a 0x1FF - Função: armazena o comprimento do pacote;
- CRC: valores 0x0 a 0xF - Função: Cálculo do CRC (*Code Redundancy Check*) de 4 bits, baseado no CRC-4 ITU-T G.704;
- Tail: valor 0 - Função: Permite ao decodificador terminar a convolução dos dados com resíduo 0.

3.1.2 Campo DATA

A Figura 6 apresenta um diagrama de blocos com operações necessárias para a transmissão. Como neste trabalho não existe a intenção de trabalhar-se com MIMO, a partição em diversos fluxos (*streams*) definidos na Figura 21-10 em (IEEE, 2016b) não existe e o diagrama fica simplificado.

Figura 6 – Diagrama de blocos de procedimentos para transmissão em camada física



Fonte: Figura 21-10 (modificada) (IEEE, 2016b)

O campo DATA é composto dos campos SERVICE, PSDU (onde estão inclusos os dados úteis provenientes das camadas superiores), PHY *pad* bits e *tail* bits caso a codificação seja BCC. Caso a codificação seja LDPC, não há *tail* bits.

O campo SERVICE, de 8 bits, tem os seguintes usos:

- B0-B6 - Inicializador do *scrambler* - Valor 0;
- B7 - Reservado - Valor 0.

Os campos de *pad* e *tail* são completados com 0.

A operação de *padding* completa o campo com 0 para permitir que o último símbolo a ser transmitido tenha o mesmo tamanho que os demais. O cálculo do número de bits a complementar é dado por (1).

$$N_{PAD} = N_{SYM} \times N_{DBPS} - 8 \times PSDU_{Length} - N_{service} - N_{tail} \quad (1)$$

Os bits do campo DATA devem ser embaralhados por um *scrambler* de comprimento 127, com polinômio gerador dado por $S(x) = x^7 + x^4 + 1$. O objetivo desta etapa é, também, reforçar o pacote transmitido contra erros causados por interferências.

A codificação BCC é realizada com o objetivo de aumentar a tolerância a erros. Os polinômios geradores são dados pelos polinômios $g_0 = 133_8$ e $g_1 = 171_8$.

A taxa de codificação do *encoder* é sempre de $1/2$, ou seja, a mensagem de saída (fluxos A e B) tem o dobro de bits do que a entrada. Taxas superiores a $1/2$, ou seja, de $3/4$ e $5/6$ são construídas usando o mesmo *encoder* de taxa $1/2$ e aplicando uma operação de puncionamento (*puncturing*). Nesta operação alguns bits codificados à taxa $1/2$ são removidos do *stream* e o pacote é processado desta forma. No receptor, estas posições são preenchidas por um bit 0 (*dummy*) antes da decodificação.

A regra para o puncionamento no caso $3/4$ é:

- Para a saída A: $\{A_0, A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, A_7, A_8, \dots\}$ eliminar cada terceiro bit em um período de 9 bits, ou seja, A_2, A_5 e A_8 ;
- Para a saída B: $\{B_0, B_1, B_2, B_3, B_4, B_5, B_6, B_7, B_8, \dots\}$ eliminar cada terceiro bit em um período de 9 bits, mas adiantado de 1 em relação a A, ou seja, B_1, B_4 e B_7 ;
- As próximas operações para transmissão são feitas com a mescla dos dois fluxos: $\{A_0, B_0, A_1, B_1, A_2, B_2, A_3, B_3, A_4, B_4, A_5, B_5, A_6, B_6, A_7, B_7, A_8, B_8, \dots\}$.

A regra para o puncionamento no caso $5/6$ é:

- Para a saída A: eliminar cada terceiro e quinto bits em um período de 5 bits, ou seja, A_2, A_4, A_7 ;
- Para a saída B: eliminar cada segundo e quarto bits em um período de 5 bits, ou seja, B_1, B_3, B_5 e B_7 ;
- As próximas operações para transmissão são feitas com a mescla dos dois fluxos: $\{A_0, B_0, A_1, B_1, A_2, B_2, A_3, B_3, A_4, B_4, A_5, B_5, A_6, B_6, A_7, B_7, A_8, B_8, A_9, B_9, \dots\}$.

A operação de intercalação (*interleaving*) consiste em permutar blocos de bits contíguos em blocos não contíguos, de forma que, em caso de interferência, possa existir possibilidade de recuperação do contexto dos blocos recebidos com erro.

Para a largura de banda utilizada neste trabalho, esta operação consiste em 2 permutações:

- bits adjacentes são codificados em portadoras não adjacentes, conforme (2);

$$i = \left(\frac{N_{CBPS}}{13} \right) (k \bmod(13)) + \left\lfloor \frac{k}{13} \right\rfloor \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (2)$$

- bits adjacentes são mapeados alternadamente em bits mais ou menos significativos da constelação, conforme (3).

$$j = s \times \left\lfloor \frac{i}{s} \right\rfloor + \left(i + N_{CBPS} - \left\lfloor \frac{13 \times i}{N_{CBPS}} \right\rfloor \right) \bmod(s) \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (3)$$

onde:

- k é o índice do bit antes da primeira permutação;

- i é o índice do bit após a primeira permutação;
- j é o índice do bit após a segunda permutação;
- $s = \max(\frac{N_{BPSC}}{2}, 1)$

3.2 Procedimento de recepção

O protocolo IEEE 802.11ah não define uma arquitetura específica de receptor, isto é, a especificação preocupa-se majoritariamente com a formação do sinal a transmitir, mas as tecnologias empregadas para vencer os desafios para a detecção, sincronização e decodificação do sinal são deixadas em aberto.

Esta seção busca apresentar inicialmente os algoritmos necessários para a recepção e exclusivos dessa etapa e, após, as operações utilizadas para desfazer os procedimentos efetuados na etapa de transmissão, aplicados em ordem reversa.

Os procedimentos específicos para a recepção dizem respeito, além da detecção de um sinal válido à correção das imperfeições introduzidas pelo canal e pela digitalização, tais como desvios em frequência e amplitude.

3.2.1 Detecção de *frame*

A primeira tarefa para a recepção de um sinal é saber de sua existência. Desta forma, deve haver um método que possibilite a detecção de um *frame* para o protocolo IEEE 802.11ah, que também permita ignorar sinais de outros protocolos.

Tal detecção é permitida pelo uso do campo STF, um sinal senoidal de frequência específica que diferencia o *frame* dos outros interferentes. A detecção desse sinal pode ser feita de duas formas: i) correlacionar o sinal recebido com a forma de onda esperada, armazenada no receptor; ou ii) correlacionar o sinal recebido com ele mesmo, ou seja, autocorrelaciona-lo. Esta segunda estratégia, conhecida como algoritmo de Schmidl-Cox (LIU, 2003) apresenta um menor número de cálculos, reduzindo a complexidade do algoritmo e aumentando sua velocidade.

A autocorrelação é dada pela operação descrita em (4).

$$a[n] = \sum_{k=0}^{N_{win}+15} s[n+k]\hat{s}[n+k+16] \quad (4)$$

onde:

- $a[n]$ é a autocorrelação não normalizada do sinal recebido;
- N_{win} é o comprimento da janela sobre o qual a soma é realizada;
- $s[n]$ é uma amostra do sinal como número complexo;
- \hat{s} é o conjugado complexo de s .

Deve ser calculada também a potência do sinal recebido $p[n]$, através de (5).

$$p[n] = \sum_{k=0}^{N_{win}-1} s[n+k]\hat{s}[n+k] \quad (5)$$

O valor normalizado da autocorrelação $c[n]$ é então dado por (6).

$$c[n] = \frac{|a[n]|}{p[n]} \quad (6)$$

O sinal da autocorrelação $c[n]$ deve ser continuamente submetido a um teste de limiar. Ao ultrapassar um valor limiar e sustentá-lo durante algumas amostras, pode-se deduzir que o sinal sendo recebido detém uma coerência mínima capaz de permitir sua análise por outros blocos da cadeia de recepção.

3.2.2 Alinhamento de símbolos

Detectado o sinal, é importante verificar o alinhamento temporal dos *frames*, para marcar seu início. Para isto, é usado o campo LTS do sinal recebido, que é correlacionado com uma amostra armazenada desse sinal, conforme (7).

$$Corr = \sum_{k=0}^{64} s[n+k]L\bar{T}S[k] \quad (7)$$

A correlação dada por (7) produz um conjunto bem definido de picos. O pico de maior correlação é selecionado e sua posição coincide com o início do sinal LTS. Como o comprimento deste é conhecido, o sinal SIG1 inicia após 64 amostras.

3.2.3 Correção de frequência

As diferenças de *clock* entre transmissor e receptor produzem pequenas diferenças nas frequências detectadas, que se manifestam como diferenças de fase e podem ser corrigidas com rotações no diagrama fasorial (SOUROUR; EL-GHOROURY; MCNEILL, 2004). Os campos STF, LTF e os sinais pilotos são utilizados para a estimativa e correção. Uma primeira estimativa (*coarse*) da diferença em frequência pode ser calculada a partir de (8).

$$\hat{\alpha}_{ST} = \frac{1}{16} \arg \left(\sum_{n=0}^{N_{short}-1-16} s[n]\bar{s}[n+16] \right) \quad (8)$$

onde:

- $\hat{\alpha}_{ST}$ é a diferença em frequência em cada amostra;
- N_{short} é a duração, em amostras, da STS, igual a 80 amostras;
- \bar{s} é o conjugado complexo de s .

Após a estimativa, cada amostra do sinal LTS ($m = \{0, 1, \dots, 127\}$) é rotacionada sendo multiplicada pelo produto $e^{jm\hat{\alpha}_{ST}}$. Esta versão corrigida de LTS é utilizada para melhorar a estimativa de diferença de frequência (correção fina) com o uso de (9).

$$\hat{\alpha}_{LT} = \frac{1}{64} \arg \left(\sum_{n=0}^{63} S_n^* S_{n+64} \right) \quad (9)$$

Após a estimativa, cada amostra do sinal LTS ($m = \{0, 1, \dots, 127\}$) é rotacionada sendo multiplicada pelo produto $e^{jm\hat{\alpha}_{LT}}$. A estimativa de diferença é dada pela soma $\hat{\alpha} = \hat{\alpha}_{ST} + \hat{\alpha}_{LT}$ e o resto do *frame* é corrigido através da operação em (10).

$$S_n = S_n e^{-jn\hat{\alpha}} \quad n = \{128\dots\} \quad (10)$$

A diferença de *clock* entre transmissor e receptor provoca uma diferença de frequência de *down-converting*, modelada como $(1+\epsilon)f_c$, onde f_c é a frequência da portadora. ϵ pode ter uma primeira estimativa dada por (11).

$$\hat{\epsilon} = \frac{\hat{\alpha}}{2\pi f_c T_s} \quad (11)$$

onde T_s é o período de amostragem.

A estimativa presente em (11) é utilizada para corrigir cada símbolo através da rotação de fase dada por (12).

$$X_{l,k} = X_{l,k} \exp \left(2\pi l \hat{\epsilon}_{l-1} \frac{N + N_g}{N} k \right) \quad k = \{-28\dots 28\} \quad (12)$$

onde:

- l é o número do símbolo;
- $N = 64$ é o número total de subportadoras;
- $N_g = 16$ é o número de amostras utilizadas no prefixo cíclico OFDM de cada amostra.

Uma parte residual de diferença de frequência não corrigida pela estimativa de $\hat{\alpha}$ pode ser estimada através de (13).

$$\hat{\beta}_l = \arg \left(\sum_{l,i} P_{l,i} Q_i^* \right) \quad i = \pm 7, \pm 21. \quad (13)$$

onde Q é ganho do canal, l é o número do símbolo, i é o número do piloto dentro de um símbolo e P é o valor do piloto. Esta estimativa permite a correção através de (14).

$$X_{l,k} = X_{l,k} e^{-\hat{\beta}_l} \quad k = \{-26\dots 26\} \quad k \neq -21, -7, 7, 21 \quad (14)$$

A estimativa de $\hat{\epsilon}_l$ é melhorada através do cálculo de (15).

$$W_l = \sum_{i=-21, -7, 7, 21} P_{l,i} P_{l-1,i}^* \quad \alpha = \arg(W_L) \quad (15)$$

A variável W_l deve ser somada e filtrada através de (16) e (17).

$$V_l = \sum_{m=l-3}^l W_m \quad (16)$$

$$U_L = \rho V_l + (1 - \rho)V_{l-4} \quad \rho = \frac{1}{32} \quad (17)$$

Finalmente, a estimativa (18) é calculada, atualizando a cada 4 símbolos através de $\epsilon = \hat{\epsilon}_0 + \epsilon_r$.

$$\hat{\epsilon}_r = \arg \left(\frac{U_l}{2\pi T_u f_c} \right) \quad (18)$$

3.2.4 Equalização de Canal

A transmissão através do canal introduz modificações no sinal transmitido que podem ser modeladas através de (19).

$$Y = H * X \quad (19)$$

onde:

- Y é o sinal recebido no receptor;
- X é o sinal transmitido;
- $*$ é a operação de convolução;
- H é a resposta ao impulso do canal.

No receptor, X é inacessível e é a grandeza a ser recuperada (usa-se \hat{X}), já que contém a informação que se quer receber.

A resposta ao impulso do canal é estimada (usa-se \hat{H}) e sua determinação com precisão é fundamental para a recuperação de \hat{X} .

Esta estimativa pode ser realizada com uma grande diversidade de algoritmos. Independente do utilizado, o sinal recebido é corrigido através de (20).

$$\hat{X} = \frac{Y}{\hat{H}} \quad (20)$$

Neste trabalho são elencados quatro algoritmos a partir de (FERNANDEZ; STANCIL; BAI, 2010).

O algoritmo LS (*least squares*) é o mais simples. O canal é estimado conforme (21).

$$\hat{H}(k) = \frac{Y_1(k) + Y_2(k)}{2X_{LT}(k)} \quad (21)$$

onde:

- Y_1 e Y_2 : duas cópias do símbolo LTS;
- X_{LT} : valor conhecido do LTS, já armazenado para o alinhamento de símbolos.

A principal desvantagem desta técnica é que realizada apenas uma única estimativa por *frame*. Assim, *frames* longos ou que transitam por canais com condições variantes (baixo tempo de coerência) tendem a serem incorretamente recuperados.

O algoritmo LMS (*Least Mean Squares*) utiliza a primeira estimativa realizada pelo algoritmo LS e a atualiza símbolo-a-símbolo utilizando (22).

$$\hat{H}_i(k) = (1 - \alpha)\hat{H}_{i-1}(k) + \alpha \frac{Y_i(k)}{\hat{X}_i(k)} \quad (22)$$

onde:

- i : índice para o i -ésimo símbolo recebido Y_i , demodulado para \hat{X}_i ;
- α parâmetro ($0 \leq \alpha \leq 1$).

Assim, o algoritmo LMS realiza uma média ponderada, no domínio do tempo, entre as estimativas para cada símbolo.

O algoritmo *Comb* é uma interpolação linear no domínio da frequência que utiliza as quatro portadoras piloto inseridas durante a transmissão. As portadoras piloto são estimadas através de (23).

$$\mathbf{H}_p(k) = \frac{\mathbf{Y}_p(k)}{\mathbf{X}_p(k)} \quad (23)$$

onde $\mathbf{H}_p(k)$ é um vetor onde cada elemento contém as estimativas de canal para cada uma das portadoras piloto. O vetor $\mathbf{H}_p(k)$ deve ser terminada com a média aritmética das estimativas m_{H_p} , dando origem a (24).

$$\mathbf{H}'_p = [m_{H_p} \mathbf{H}_p(k) m_{H_p}]^T \quad (24)$$

onde \mathbf{H}'_p é interpolado com $L - 1$ zeros ($L = 14$) e filtrado através de um filtro passa-baixa de frequência de corte $\frac{\pi}{L}$. Tem-se assim uma estimativa para cada subportadora \mathbf{H}_{update} .

O estimativa é atualizada no tempo através de (25).

$$\mathbf{H}_t = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) \mathbf{H}_{t-1} + \frac{1}{\alpha} \mathbf{H}_{update} \quad (25)$$

onde:

- α é um parâmetro ($0 \leq \alpha \leq 1$);
- H_0 é a estimativa dada por (21).

O algoritmo STA* (*Spatial Temporal Averaging*) realiza um filtro em tempo e frequência utilizando duas etapas de atualização. A estimativa inicial $\hat{H}_{i,curr}(k)$ é dada por (26).

$$\hat{H}_{i,curr}(k) = \frac{Y_i(k)}{\hat{X}_i(k)} \quad (26)$$

A primeira etapa realiza uma média das estimativas no domínio da frequência, conforme (27).

$$\hat{H}_{i,update}(k) = \frac{1}{2\beta + 1} \sum_{n=k-\beta}^{k+\beta} \hat{H}_{i,curr}(k) \quad (27)$$

onde β é o número de portadoras incluídas.

A segunda etapa é uma média no domínio do tempo, conforme (28).

$$\hat{H}_i(k) = (1 - \alpha)\hat{H}_{i-1}(k) + \alpha\hat{H}_{i,update}(k) \quad (28)$$

3.2.5 Recuperação do campo SIG

Corrigidos os defeitos físicos introduzidos pelo canal, conforme descrito nas subseções anteriores, passa-se a realizar, sobre os demais símbolos recebidos: i) a decodificação do campo SIG e interpretação de seus parâmetros; e ii) as operações inversas às elencadas na seção 3.1 para o campo DATA.

A partir da recuperação dos parâmetros do campo SIG, o receptor pode preparar as operações necessárias para a recuperação do campo DATA.

Na transmissão do campo SIG não são realizadas as operações de *descrambling*, *depuncturing* ou *deinterleaving*, pois as mesmas não foram realizadas na etapa de transmissão e a modulação e codificação são fixas em BPSK e 1/2. A operação de decodificação é a mesma aplicada ao campo DATA.

3.2.6 Recuperação do campo DATA

A operação de desintercalação (*deinterleaving*) reverte as permutações realizadas para a transmissão e o faz na ordem inversa de que foram realizadas. O mapeamento alternado na constelação é desfeito pela permutação mostrada em (29) e a distribuição por portadoras não adjacentes pela permutação mostrada em (30).

$$i = s \times \left\lfloor \frac{j}{s} \right\rfloor + \left(j + \left\lfloor \frac{13 \times j}{N_{CBPS}} \right\rfloor \right) \bmod(s) \quad j = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (29)$$

$$k = 13 \times i - (N_{CBPS} - 1) \times \left\lfloor \frac{13 \times i}{N_{CBPS}} \right\rfloor \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (30)$$

onde:

- j é o índice do bit antes da primeira (des)permutação;
- i é o índice do bit após a primeira (des)permutação e antes da segunda (des)permutação;
- k é o índice do bit após a segunda permutação, a ser entregue ao decodificador;
- $s = \max(\frac{N_{BPSK}}{2}, 1)$
- $\lfloor x \rfloor$ indica o maior número inteiro menor que x .

A operação de *scrambling* também deve ser revertida. Esta utiliza a mesma arquitetura do *scrambler*, com a diferença de que o campo SERVICE provê o estado inicial.

A operação de *depuncturing* é a simples inserção de bits *dummy* nas posições conhecidas que foram removidas.

3.2.7 Decodificação

A decodificação deve ser realizada por um decodificador com algoritmo Viterbi para o caso da codificação BCC. O algoritmo Viterbi procura construir diversas cadeias de estados decodificados mais prováveis a partir de um conjunto de observações (o sinal recebido) e probabilidades. O sinal decodificado mais provável é o que apresentar, para cada etapa e globalmente, o menor erro, medido pela distância de Hamming, que é o número de transições necessárias para converter um estado em outro. O tipo implementado é *hard-decision*, ou seja, não se comunica uma probabilidade de erro relacionada à decisão de que o sinal representa tal estado de *bit*.

3.3 Modelos de canal

O bloco de canal, necessário para simulações, constitui um modelo da realidade, introduzindo diferentes imperfeições conforme desejado. No canal, pelo menos três efeitos estão acontecendo simultaneamente:

- O sinal transmitido está sofrendo uma atenuação;
- Existe um ruído de fundo;
- Existem outros dispositivos transmitindo, sejam outras estações da mesma tecnologia (os outros sensores da mesma rede) ou outras fontes completamente diferentes.

Neste trabalho, o ruído de fundo foi modelado como um ruído gaussiano, sendo assim um canal do tipo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). A transmissão efetuada pelos demais dispositivos foi somada linearmente. Não foram considerados efeitos de *fading* e *doppler*.

3.4 Estatística de interesse

Para a avaliação do protocolo e da implementação realizada é necessária a mensuração, avaliação e discussão de algumas estatísticas de interesse. Esta seção apresenta os fundamentos e importância para a escolha destas estatísticas.

A medida de taxa de erro de pacotes (*packet error rate* - PER) é dada por (31). Um pacote é considerado corretamente recebido se passar pela checagem de redundância em nível de subcamada de acesso, após todas as decodificações e correções de erro.

$$\text{PER} \equiv \frac{\text{Pacotes Recebidos Incorretamente}}{\text{Total Pacotes Recebidos}} \quad (31)$$

A quantidade de pacotes que devem ser transmitidos para que a medida de PER tenha um determinado nível de confiança é dado por (32) (KEYSIGHT, 2020).

$$N_{frames} = \frac{-\ln(1 - CL)}{PER} \quad (32)$$

A PER informada em (32) deve ser interpretada como um limiar superior para a PER que se está buscando levantar. Ou seja, se o número mínimo de pacotes N forem verificados, a PER medida estará garantidamente (conforme o nível de confiança) abaixo da PER limiar. Por sua vez, utilizar um número de pacotes, mantendo o nível de confiança, sacrifica o PER limiar que pode ser garantido ou reduz o nível de confiança, se mantida a PER limiar. Na Tabela 5 estão demonstradas as quantidades de pacotes necessárias para calcular a PER em cada caso.

Tabela 5 – Relação entre número de pacotes, PER e nível de confiança

Confiança	PER	Qtd Pacotes	Qtd Pacotes	Confiança	PER
0,95	10^{-1}	30	5000	0,95	$5,99 \cdot 10^{-4}$
0,95	10^{-2}	300	10000	0,95	$2,99 \cdot 10^{-4}$
0,95	10^{-3}	2996			
0,95	10^{-4}	29958			
0,95	10^{-5}	299574			

A literatura costuma utilizar o conceito de taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER). O conceito de PER, quando aplicado a sistemas que sem códigos de correção de erros, é mais restritivo que este, pois depende de um conjunto extenso de bits para estar correto e o erro em apenas 1 bit descarta todo o pacote. Conforme (AGILENT TECHNOLOGIES, 2008), a relação entre os valores de BER e PER para um mesma relação sinal-ruído SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) é dada por (33):

$$PER = 1 - (1 - BER)^N \quad (33)$$

onde N é o comprimento em bits do pacote.

Este conceito é o utilizado pela especificação do protocolo IEEE 802.11ah (IEEE, 2016b), que define um enlace com PER inferior a 10 % (10^{-1}) como de desempenho adequado.

3.5 Requisitos a serem atendidos

Um protocolo de comunicação precisa especificar situações dentro das quais, enquanto atendidas, apresenta um determinado desempenho satisfatório. Requisitos que terão seu atendimento verificado em simulações e experimentos estão elencados na Tabela 6 e derivam da especificação do protocolo (IEEE, 2016a).

Tabela 6 – Requisitos selecionados

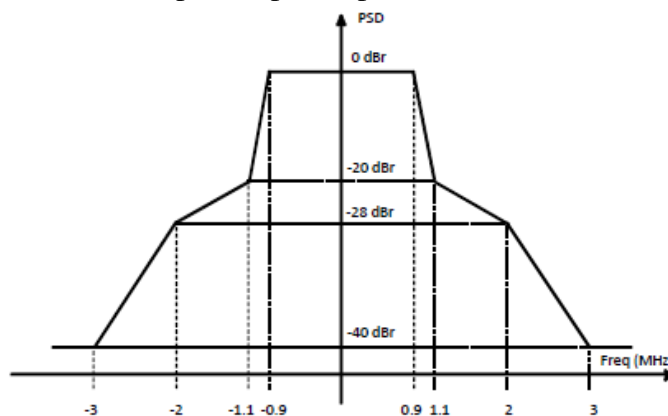
Requisito	Fonte em (IEEE, 2016a)	Valor
Máscara espectral	Figura 23-23	Figura 7
Sensibilidade do receptor	Tabela 23-31	-92 dBm (BPSK 1/2) -69 dBm (256-QAM 3/4)
Rejeição de canal adjacente	Tabela 23-32	16 dB (BPSK 1/2) -7 dB (256-QAM 3/4)
Rejeição de canal não adjacente	Tabela 23-32	32 dB (BPSK 1/2) 9 dB (256-QAM 3/4)
<i>Spectral Flatness</i>	Tabela 23-29	até +4/-6 dB (11 portadoras mais externas)

A sensibilidade do receptor é definida como a mínima potência necessária para que ocorra a detecção e decodificação com sucesso de um pacote.

A rejeição de canal adjacente é definida como a diferença entre a potência do sinal principal sendo recebido e a potência de um sinal interferente do mesmo protocolo, com distância de frequências centrais igual à largura de banda. Para o canal não adjacente, a distância de frequências centrais é igual ao dobro da largura de banda.

A máxima perda de pacotes aceita como satisfatória é de 10 %.

Figura 7 – Máscara espectral para o protocolo IEEE 802.11ah - 2 MHz



Fonte: Figura 23-23 (IEEE, 2016a)

Estes conceitos serão retomados na seção 4.8.3, Procedimentos para testes.

3.6 Possíveis sinais interferentes

A crescente necessidade de conectividade de dispositivos sem fios possibilitou o surgimento de diferentes protocolos. A faixa de interesse do protocolo IEEE 802.11ah é

dividida com diversos protocolos, entre eles: IEEE 802.15.4g e LoRa.

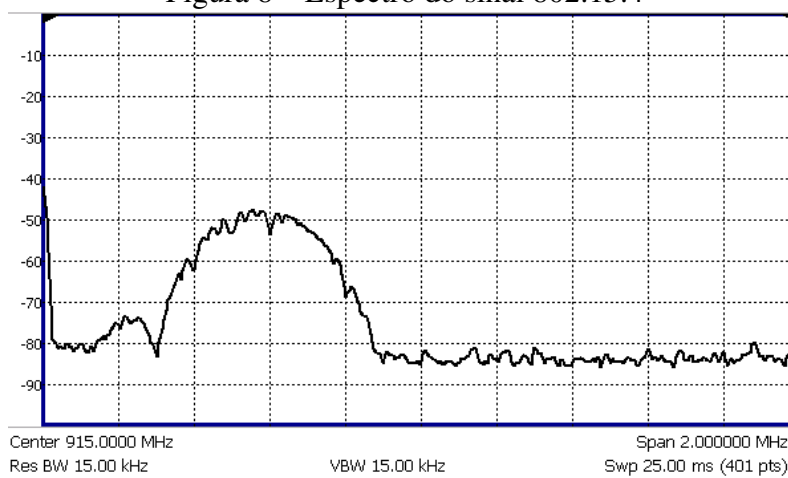
Métodos para reduzir as dificuldades encontradas na coexistência desses protocolos estão sendo tratados através do *working group* IEEE 802.19 TG3 (IEEE, 2019). Esta norma, ainda não finalizada, abordará estratégias coordenadas e não coordenadas para prevenir o uso simultâneo do canal. As estratégias coordenadas de coexistência dizem respeito à existência de um dispositivo/tabela/procedimento controlador, capaz de distribuir as necessidades de conexão dos nós no tempo, frequência ou espaço. Estas estratégias são compatíveis com um único protocolo. As estratégias não coordenadas dizem respeito aquelas em que os dispositivos, ao encontrar dificuldades na transmissão, realizam procedimentos que podem aumentar suas chances de comunicação, sem necessariamente informar isto aos demais dispositivos

O protocolo IEEE 802.11ah prevê a detecção do canal como ocupado por outra estação de mesmo protocolo. A principal condição para a largura de banda de 2 MHz é observar um *frame* sendo transmitido com uma potência mínima de -89 dBm.

3.6.1 IEEE 802.15.4

É uma rede de baixa taxa de transferência, focada na integração de medidores inteligentes em ambientes urbanos (SUN - *Smart Utilities Networks*) (IEEE, 2015). Na camada física de interesse (o protocolo define mais de uma dezena de camadas físicas diferentes), este protocolo possui modulação O-QPSK (*Offset Quadrature Phase Shift Keying*) em conjunto com espalhamento espectral de sequência direta. A faixa de operação é de 902 MHz a 928 MHz. A largura de banda pode variar entre 200 kHz, 400 kHz e 800 kHz. Neste trabalho, para representar um interferente de largura de banda intermediária, foi utilizada a largura de banda de 400 kHz, conforme a Figura 8.

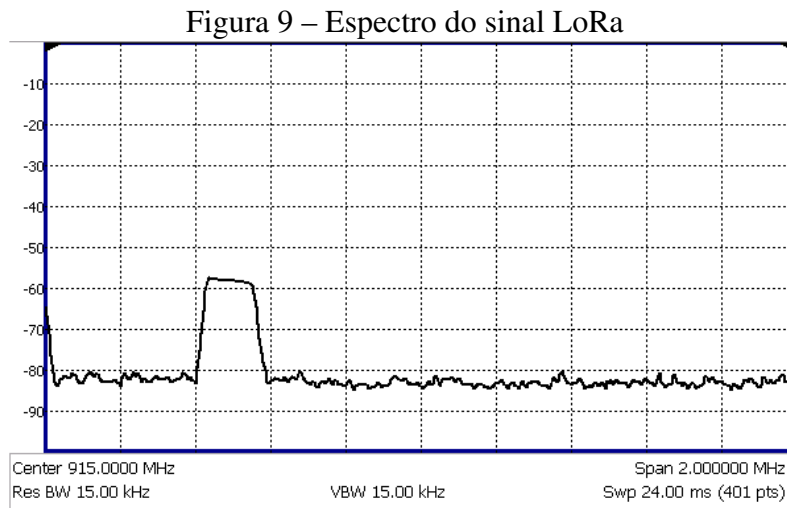
Figura 8 – Espectro do sinal 802.15.4



Fonte: do autor

3.6.2 LoRa

É uma rede de baixa taxa de transferência, com foco na cobertura de cidades (até 10 km entre os enlaces) (SEMTECH, 2015). A modulação ocorre através de *chirps*, ou seja, portadoras cuja frequência aumenta ou diminui para codificar os símbolos. A largura de banda é de 200 kHz (existindo opção para 500 kHz), conforme mostrado na Figura 9.



Fonte: do autor

Neste capítulo foram apresentados fundamentos teóricos que serão retomados nos capítulos seguintes como subsídios para o desenvolvimento da proposta.

4 DESENVOLVIMENTO DA PROPOSTA

Neste capítulo são apresentados os métodos e materiais para a construção de um par transmissor-receptor em *software* para simulação e as necessárias alterações para implementação em *hardware*.

A simulação busca atender a demonstração do funcionamento da implementação em *hardware*, para garantir que as mensagens de teste (*payload*) estão sendo corretamente codificadas, moduladas, interferidas no meio e, então, detectadas, demoduladas e decodificadas com diferentes graus de erro;

Já a implementação em *hardware*, por sua vez, busca ser prova de conceito e permitir a mensuração das estatísticas em ambiente controlado.

Os componentes são implementados e simulados no software GNURadio (GNURADIO FOUNDATION, 2019), que, na implementação em *hardware*, também é responsável pela interface entre o *driver* do dispositivo SDR e os blocos desenvolvidos.

Este trabalho apoiou-se no trabalho de (BLOESSL *et al.*, 2013), que é uma implementação de código aberto para rádio definido por *software* de um transceptor para as tecnologias definidas nos protocolos IEEE 802.11a (5 GHz, cláusula 17 de (IEEE, 2016b)), IEEE802.11g (2,4 GHz, cláusula 18) e IEEE802.11p (2,4 GHz, veicular, cláusula 19). Como o protocolo IEEE 802.11ah introduz mudanças na camada física (cláusula 23 de (IEEE, 2016a)), destacadas no capítulo anterior, também é necessário realizar modificações nesta implementação para acomodá-las.

Este capítulo descreve partes da implementação original, ao mesmo tempo que procura esclarecer as modificações realizadas. Outro objetivo é servir de documentação para desenvolvimentos futuros.

4.1 *Hardware*

Os conceitos e vantagens associadas ao rádio definido por *software* foram primeiro descritas por (MITOLA, 1995). Estes conceitos puderam ser melhor explorados a partir do desenvolvimento de plataformas de *hardware* e *software* disponíveis comercial ou abertamente, como as utilizadas neste trabalho.

Ainda que estas ferramentas-base estejam à disposição, é necessário complementá-las com o *firmware* do protocolo, reconfigurável através do *software*, para ter uma plataforma mínima sobre a qual se realize a experimentação de novas técnicas nas diferentes camadas do protocolo.

O *hardware* responsável pela transmissão e recepção de dados é o rádio USRP-2932 (ETTUS RESEARCH, 2020) da Ettus Research / National Instruments, que apresenta as características presentes na Tabela 7.

Tabela 7 – Características do rádio definido por software USRP

Característica	Valor
Nome	NI USRP-2932 (Ettus N210 + SBX)
Canais	2 : 1 TX/RX e 1 RX
Precisão do <i>clock</i>	OCXO (GPS) 10-25 ppb
Banda passante	400 MHz to 4.4 GHz
Largura de banda (TX/RX)	20-40 MHz
Resolução do conversor A/D - D/A (TX/RX)	8-16 bits
Potência de saída	17-20 dBm
Faixa Dinâmica (TX/RX)	80/88 dB

Os equipamentos utilizados estão listados a seguir e todos possuem impedância de referência de 50 Ω .

- Network Analyzer Agilent N9912A;
- Gerador de sinais Rohde&Schwartz SMA100B;
- Divisor/Combinador Wilkinson 2 para 1 JBM J2065 (700-2700 MHz);
- Divisor/Combinador Wilkinson 3 para 1 JBM J2066 (700-2700 MHz);
- Atenuador variável Agilent 8496B (faixa 110 dB) combinado com atenuador variável Agilent 8494B (faixa 11 dB) DC-18GHz;
- Atenuador Mini-circuits VAT-30+ 30 dB;
- Cabos RG316 (atenuação 1 GHz: 124,67 dB/100m);
- Carga de terminação conector N 50 Ω DC-6 GHz;
- Carga de terminação conector SMA 50 Ω ;
- Conectores SMA e N e Adaptadores SMA \rightarrow N, N \rightarrow SMA;
- Computador RX: Intel i7-4700MQ 16GB RAM e Archlinux 2021.01.01;
- Computador TX: Intel i3-2350M 8GB RAM e Ubuntu 20.04.

O protocolo IEEE 802.11ah teve seus primeiros dispositivos *modems* comercialmente disponíveis no final do ano de 2020, conforme (NEWRACOM, 2020) e (SILEX TECHNOLOGY, 2020), após a definição dos temas e métodos deste trabalho. Assim, a validação com soluções comerciais não pode ser executada.

4.2 Materiais e métodos para *Software*

Todos os *softwares* foram instalados em um computador, em ambiente Linux. A fim de poder acessar as funções do rádio USRP na instalação Linux está presente o driver UHD (*USRP Hardware Driver*), fornecido pelo fabricante do USRP e que se apresenta como um conjunto de blocos para o GNURadio, permitindo a entrada e saída de dados de forma transparente ao usuário.

O software GNURadio é uma ferramenta *open source* de processamento de sinais com programação orientada em blocos, cada um com função bem definida, simples ou complexa, e cada bloco é dotado de entradas e/ou saídas e um conjunto de parâmetros editáveis. Os blocos são organizados e conectados entre si em uma interface gráfica salva em arquivos chamados de *flowgraphs* (gráficos de fluxo). Ao serem executados, os *flowgraphs* realizam as operações pretendidas, onde as saídas de um ou mais blocos servem de entrada a outros. Utilizando blocos de entrada e saída específicas (**pads**), um *flowgraph* pode ser transformado em um bloco hierárquico, isto é, seu arquivo torna-se um bloco que pode ser inserido em outros *flowgraphs*. Outros blocos podem ser programados e adicionados pelo usuário e o programa pode ser invocado externamente para prover dados para outros aplicativos.

Neste trabalho, o GNURadio permitiu a construção do rádio definido por software que terá os bits transmitidos e recebidos pelo USRP.

As versões dos *softwares* relevantes utilizados foram as descritas a seguir:

- GNURadio 3.8.2.0-1;
- Python 3.9.1
- UHD 4.0.0.0-1

Por simplicidade, escolheu-se implementar uma situação de *uplink*, isto é, uma situação em que o nó (STA) deve enviar um conjunto de pacotes para o AP (*access point*). Esta situação é a mais comum no contexto de IoT - sensores reportando a um concentrador - e também apresenta desafios quanto a potência do sinal transmitido (que deve ser o menor possível para economizar energia no nó) e por conseguinte, na baixa relação sinal-ruído. Também o compartilhamento do espectro eletromagnético, através da detecção de ocupação do canal, tem implementação mais restrita quando implementada no nó-transmissor.

Os dispositivos a serem simulados e implementados são de dois tipos: i) AP: O *access point*, constituído por um receptor e que define, na sua vizinhança, uma célula de atendimento, a qual gerencia; e ii) o dispositivo STA constituído por um transmissor, que, estando na vizinhança de um AP, pode ter suas oportunidades de comunicação gerenciadas por este.

4.3 Bloco STA

A Figura 10 apresenta o diagrama de blocos utilizado para implementar o dispositivo STA.

O bloco **Message Strobe** é responsável por produzir mensagens de teste em intervalos padronizados. As mensagens podem variar entre 1 e 511 bytes.

O bloco **WiFi MAC** é responsável por encapsular os caracteres recebidos de **Message Strobe** em um *frame* de subcamada de acesso com informações de MAC. Embora esta camada não seja o foco deste trabalho, este encapsulamento permite expansões futuras e permite um conector com programas de análise de pacotes padrão de mercado.

O bloco **WiFi PHY Hier AH TX** é o que transforma o *frame* MAC em um *frame* de camada física (PHY), sendo descrito na seção 4.4 deste capítulo.

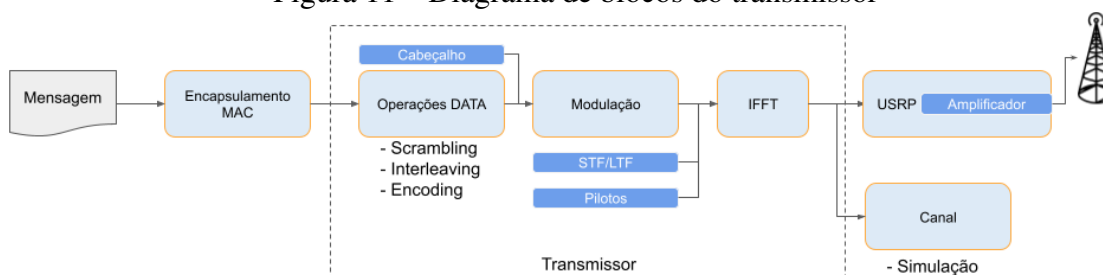
Os blocos **Packet Pad 2** e **Fast Multiply Const** servem, respectivamente, para criar espaços em branco entre os pacotes e ajustar a amplitude do sinal sendo encaminhado.

O bloco **UHD: USRP Sink** realiza a interface com o *hardware* USRP e deve ser configurado para a frequência do canal desejada (foi utilizado 915 MHz, o centro da faixa 902-928 MHz), para a largura de banda desejada (2 MHz) e com o endereço IP do USRP. O ganho também deve ser configurado e, devido aos pontos de análise investigados no capítulo 5, Resultados, próximos ao limite de sensibilidade, deve ser, em geral, configurado ao mínimo possível.

4.4 Transmissor

A Figura 11 apresenta o diagrama de blocos simplificado do transmissor. As atividades descritas por estes blocos serão retomadas ao longo desta seção.

Figura 11 – Diagrama de blocos do transmissor

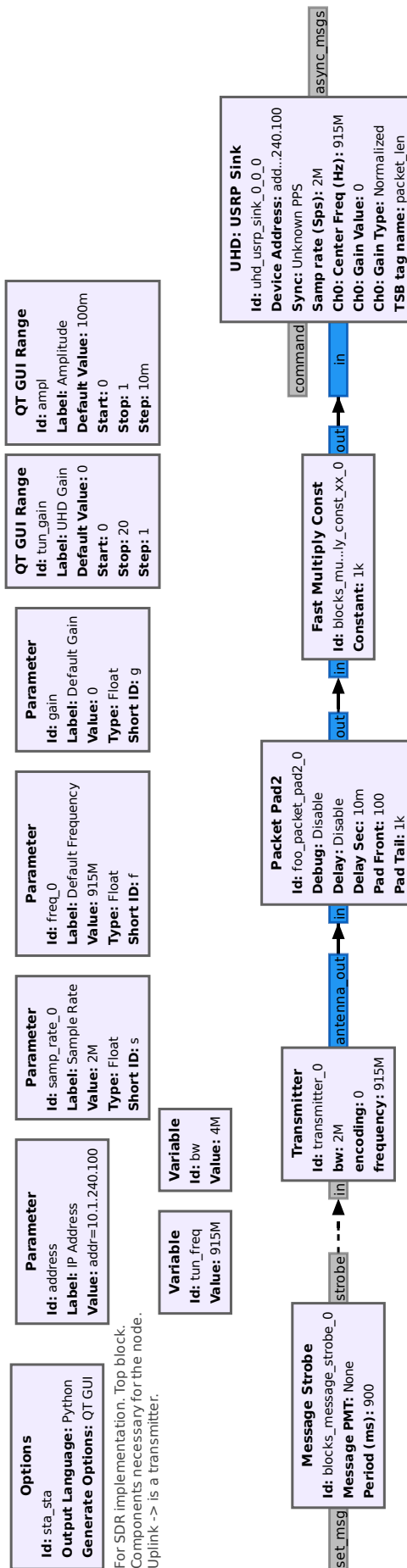


Fonte: do autor

O bloco transmissor em camada física é mostrado na Figura 12. O fluxo superior, entre **pad_source_1** e **virtual_sink_0** é responsável por construir os *frames* de camada física. O fluxo inferior, mostrado em 13, entre **virtual_source_0** e **pad_sink_0** é responsável pela modulação OFDM.

O bloco **WiFi Mapper** é responsável por realizar a preparação do segmento DATA para a transmissão. Essas etapas incluem embaralhamento *scrambling*, *interleaving* e

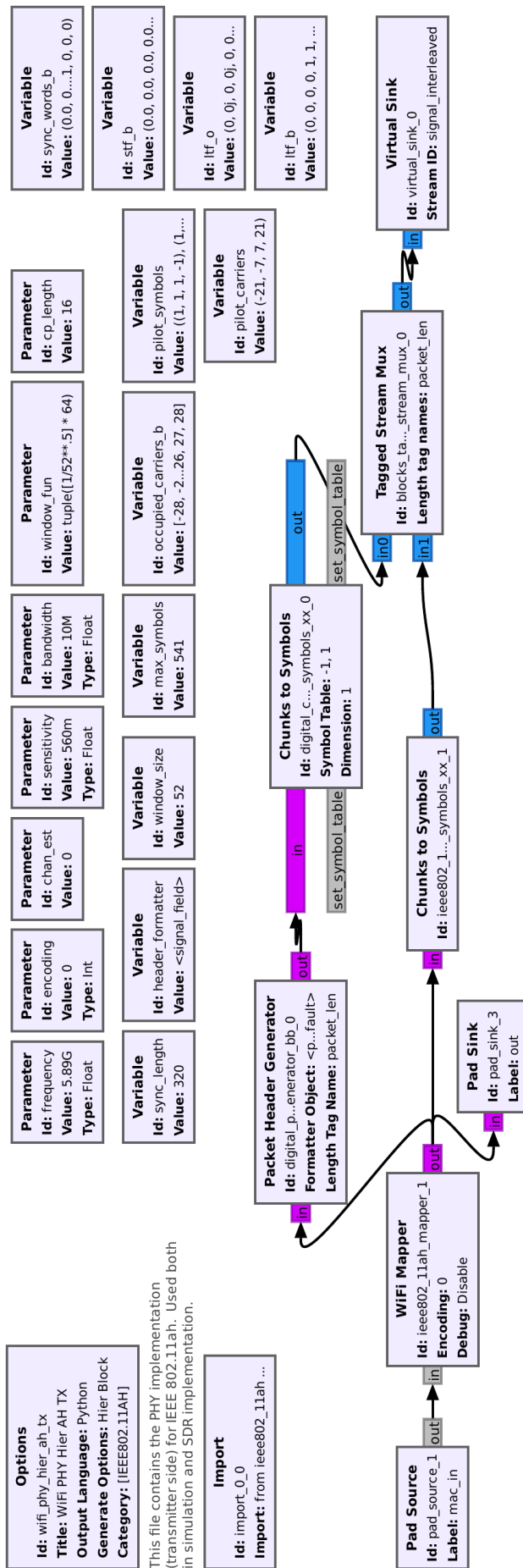
Figura 10 – Bloco STA



For SDR implementation. Top block. Components necessary for the node. Uplink -> is a transmitter.

Fonte: do autor

Figura 12 – Bloco transmissor - parte superior



Fonte: do autor

a codificação (BCC), que são as etapas necessárias para preparar os dados para serem modulados. Na Figura 11, as atividades deste bloco correspondem ao bloco **Operações DATA**.

Chunks To Symbols, é o bloco que realiza a modulação nos diferentes MCS definidos pelo protocolo. As constelações empregadas no protocolo (BPSK, QPSK, QAM16 e QAM64) estão descritas em código e a tarefa executada é um mapeamento entre o valor do byte e uma amplitude e fase definidas como número complexo. Na Figura 11, as atividades deste bloco correspondem ao bloco **Modulação**.

O bloco **Packet Header Generator** é responsável por construir o cabeçalho SIG do *frame*. Como as diferenças dos protocolos IEEE 802.11g e IEEE 802.11ah são mais acentuadas neste segmento, este foi o foco das modificações realizadas. O bloco **Chunks To Symbols** em seguida faz a modulação em BPSK. Na Figura 11, as atividades deste bloco correspondem ao bloco **Cabeçalho**.

O cabeçalho modulado é adicionado como preâmbulo ao segmento DATA modulado através do bloco **Tagged Stream Mux**.

O bloco **OFDM Carrier Allocator**, mostrado na Figura 13, deserializa o pacote, agrupando um conjunto de 52 amostras sequenciais para um vetor de comprimento 52 (paralelo). Também são reservadas as portadoras piloto e aquelas que tem valor sempre 0, como DC e na *guard band* - últimas 3 portadoras de maior e menor frequência no canal. Este bloco também é responsável por inserir os sinais STF e LTF, que são descritos no domínio da frequência com o uso do parâmetro *Sync Words*.

O bloco **FFT** (*Fast Fourier Transform*) realiza a Transformada Rápida de Fourier inversa necessária, convertendo as 64 portadoras adjacentes no domínio da frequência em um sinal no domínio do tempo.

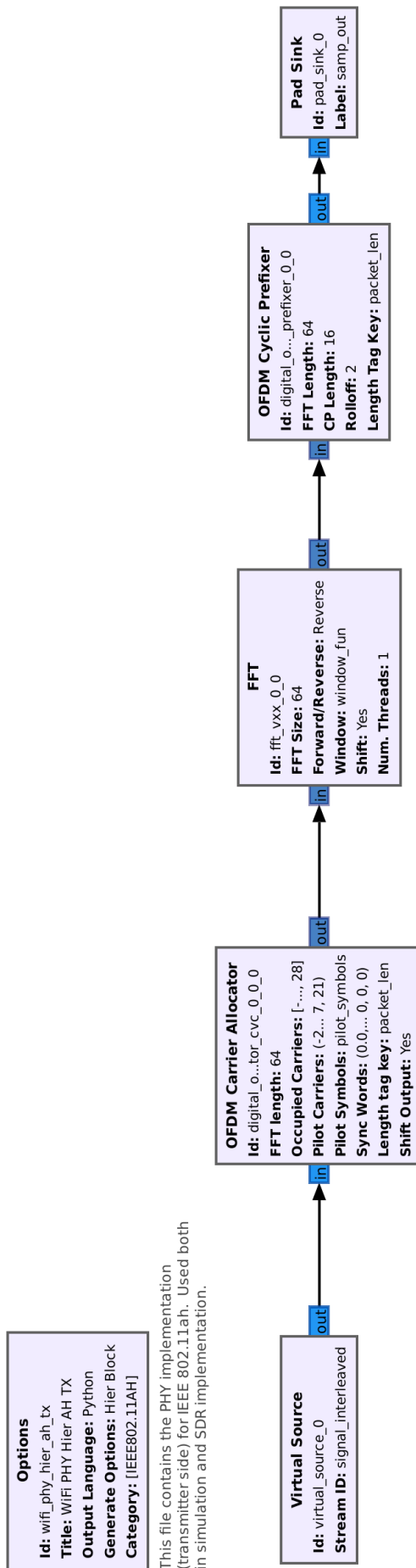
O bloco **OFDM Cyclic Prefixer** adiciona um prefixo cíclico antes de cada símbolo OFDM.

4.5 Bloco AP

A Figura 14 mostra o diagrama de blocos utilizado para implementar o dispositivo AP.

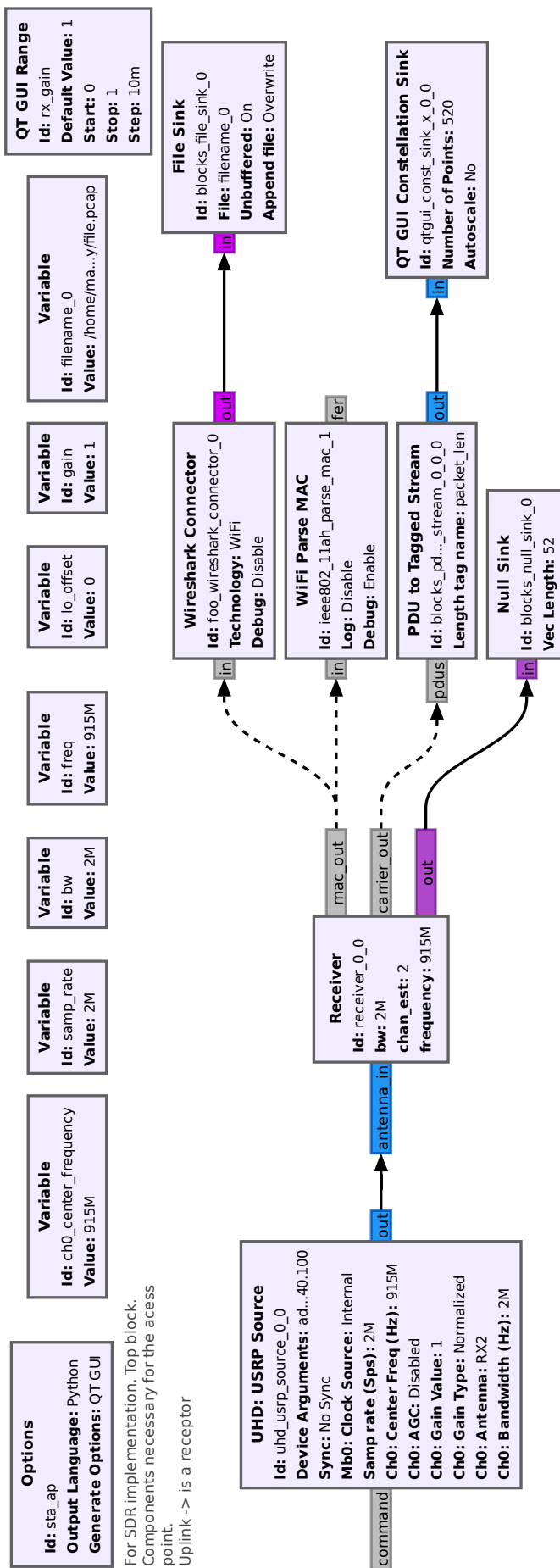
O bloco **UHD: USRP Source** é responsável por configurar os parâmetros de recepção do rádio. Tal como o transmissor, o endereço IP do USRP, o ganho, a taxa de amostragem e a largura de banda devem ser configurados, bem como a frequência central. A frequência central e a largura de banda devem ser configuradas para o mesmo canal e largura de banda do sinal sendo transmitido. A opção por um canal mais largo, como um *scanner*, capaz de verificar mais de um canal por vez, obrigaria a construção de um filtro seletor de canal, além de exigir maior largura de banda da interface de rede responsável por comunicar as amostras entre o rádio e o computador.

Figura 13 – Bloco transmissor - parte inferior



Fonte: do autor

Figura 14 – Bloco AP



For SDR implementation, Top block.
 Components necessary for the access
 point.
 Uplink -> is a receptor

Fonte: do autor

O bloco **WiFi PHY Hier AH RX** é responsável pela detecção, recepção e correção das amostras recebidas na camada física, tendo como saída informações em nível de subcamada de acesso (MAC) e informações dos símbolos modulados corrigidos, sendo descrito na seção 4.6 deste capítulo.

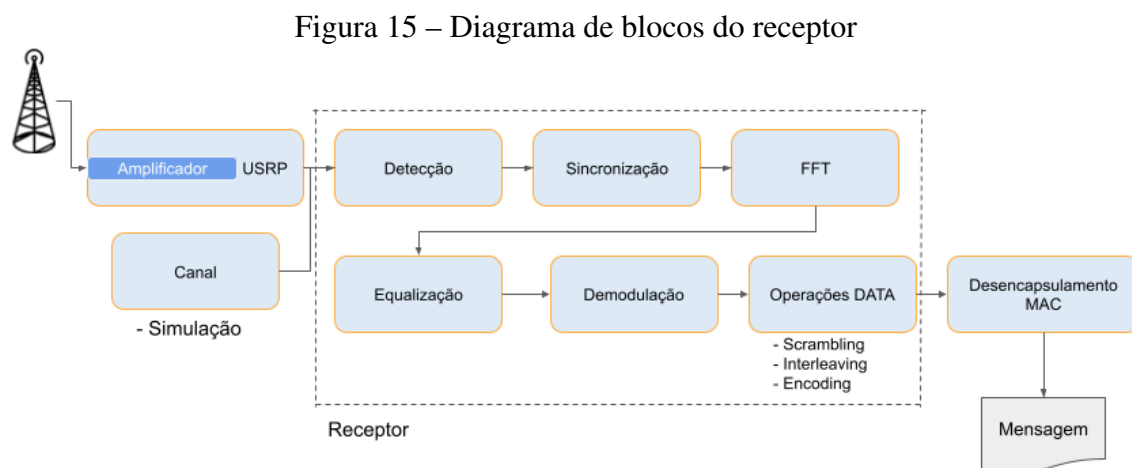
O bloco **WiFi Parse MAC** é responsável por uma interpretação da mensagem MAC encaminhada. Este bloco não está completamente implementado, então é meramente exibida a interpretação da mensagem, embora não ocorra a ação pretendida.

O bloco **Wireshark Connector** permite salvar a sequência de pacotes recebidos como um arquivo .pcap, que pode ser aberto pelo *software* analisador de pacotes de rede Wireshark.

Os demais blocos presentes na Figura 14 servem para a exibição de dados.

4.6 Receptor

A Figura 15 apresenta o diagrama de blocos simplificado do receptor. As funções destes blocos serão retomadas ao longo desta seção.



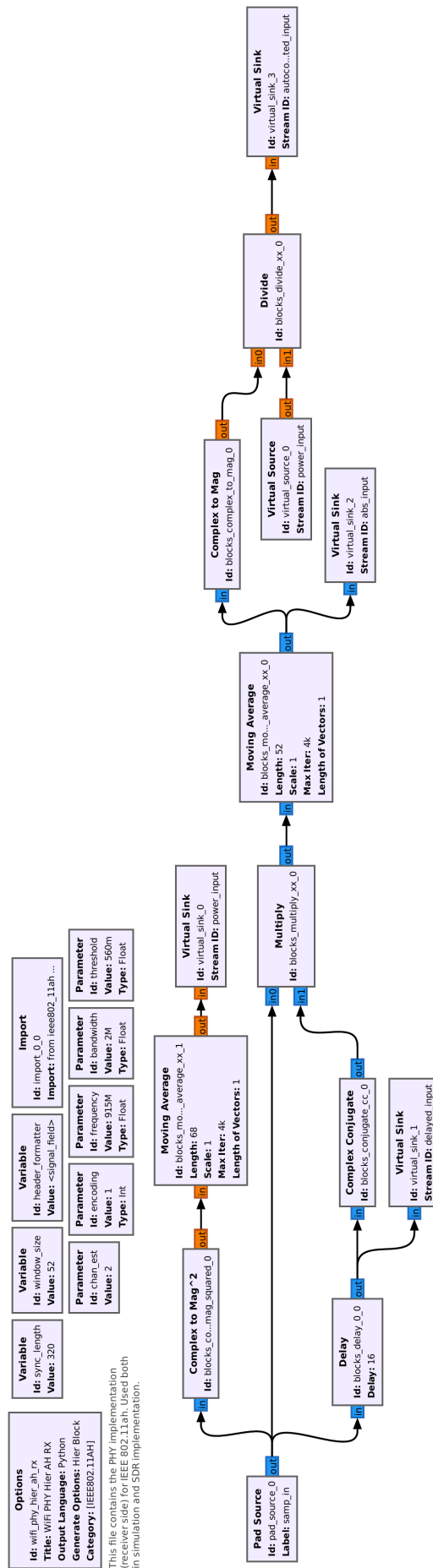
Fonte: do autor

O bloco receptor em camada física é mostrado na Figura 16. A cadeia na parte superior desta figura, entre **pad_source_0** e **virtual_sink_3** é responsável por gerar o sinal de autocorrelação destacado na seção 3.2.1. Estes sinais são, então, passados ao bloco **sync_short** presente na cadeia de blocos da parte inferior da figura.

Na cadeia da parte inferior, mostrada na Figura 17, entre **virtual_source_1** e **pad_sink_2**, o primeiro bloco é **Sync Short**, cuja função é monitorar o valor da autocorrelação calculada e, superado um limiar, dar início a um processo de alinhamento e decodificação, realizado pelo resto dos blocos do conjunto. Na Figura 15, as atividades deste bloco correspondem ao bloco **Detecção**.

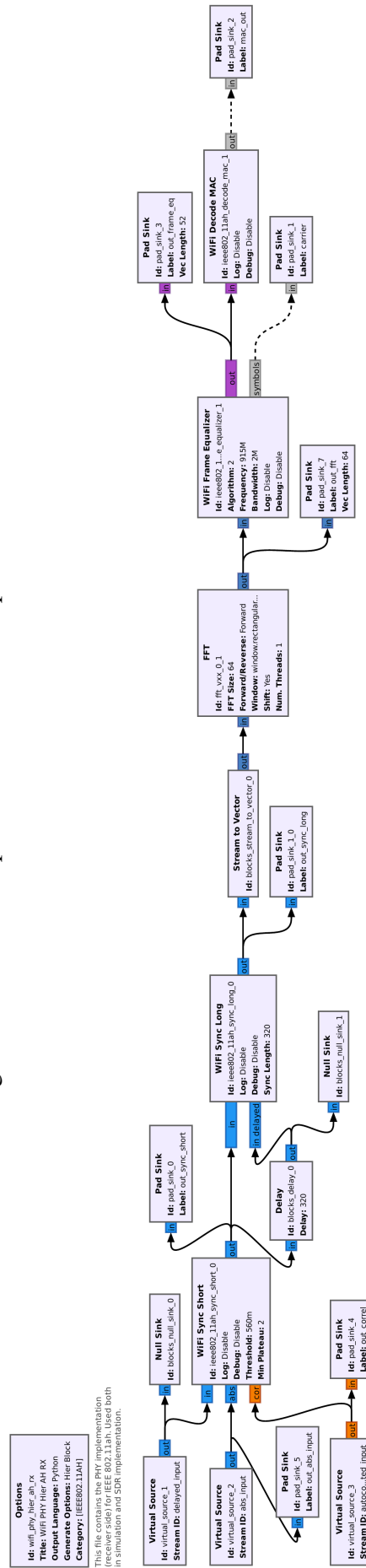
O bloco seguinte é **Sync Long**, cuja função é, após a detecção do *frame* obter o alinhamento necessário dos símbolos OFDM, o que é feito através da correlação com uma

Figura 16 – Bloco receptor em camada física - parte superior



Fonte: do autor

Figura 17 – Bloco receptor em camada física - parte inferior



Fonte: do autor

amostra do sinal LTS, conforme descrito na seção 3.2.2. Na Figura 15, as atividades deste bloco correspondem ao bloco **Sincronização**.

Uma vez realizado o alinhamento do *frame* no domínio do tempo o mesmo pode ser convertido para o domínio da frequência através de um bloco **FFT**.

O bloco **WiFi Frame Equalizer**, representado na Figura 15 através do bloco **Equalização**, é responsável pelas seguintes operações:

- ajuste de *offset* em frequência e *clock* utilizando o algoritmo descritos na seção 3.2.3;
- equalização do canal, conforme os algoritmos descritos na seção 3.2.4;
- decodificação do campo SIG do pacote e recuperação de informações como o comprimento e MCS utilizados e presentes no campo DATA.

O bloco **WiFi Decode MAC**, representado na Figura 15 pelos blocos **Demodulação** e **Operações DATA**, recebe um *stream* de vetores de 52 bits, realiza a decodificação do campo DATA utilizando apoio de um algoritmo Viterbi.

4.7 Alterações específicas

Como apresentado no início deste capítulo, este trabalho é baseado no trabalho de (BLOESSL *et al.*, 2013). Esta seção destacará as estruturas modificadas para adaptar o transceptor IEEE 802.11 a, g, p desenvolvido originalmente para a variante ah de interesse.

No bloco **WiFi Mapper** é necessária a alteração do *interleaver*, já que os comprimentos dos símbolos diferem são diferentes.

No bloco **Packet Header Generator** é necessária a completa alteração do cabeçalho (*header*) a ser gerado, já que este é processado em dois símbolos. Implica também a implementação de um CRC-4, que substitui um bit de paridade nas variantes a, g e p.

No bloco **OFDM Carrier Allocator** são alteradas a quantidade de portadoras utilizadas e os sinais STF e LTF.

No bloco **WiFi Frame Equalizer** deve ser alterada a sequência de processamento dos símbolos para que o novo símbolo do cabeçalho seja processado. Os dados transmitidos neste cabeçalho devem ser extraídos com o uso de novo código.

Devido à quantidade distinta de subportadoras utilizadas no cabeçalho (48) e no campo DATA (52), é necessário criar *flags* e rotinas de desvio para tratar, no mesmo bloco de código, os símbolos de um e de outro.

4.8 Métodos para Simulações e Experimentos

A estatística escolhida para comparar as medidas foi a taxa de erro de pacotes (PER), conforme definida na seção 3.4. Os testes realizados foram:

- Rejeição à interferência de canal adjacente e não adjacente (802.11ah);
- Rejeição à interferência de um sinal senoidal (tom piloto);
- Rejeição à interferência de IEEE 802.15.4 (O-QPSK);
- Rejeição à interferência de LoRa.
- Rejeição à interferência em um mesmo canal (802.11ah);

A escolha destes testes provê uma referência para a avaliação de situações que podem ser encontrados pelo usuário do protocolo. A rejeição à interferência de canal adjacente e não adjacente é prevista na especificação e avalia o vazamento para além da largura de banda designada. A interferência a um sinal senoidal replica eventual interferência de fontes não moduladas. A avaliação em relação a sinais provenientes dos protocolos IEEE 802.15.4 (O-QPSK) e LoRa, que atuam na mesma faixa de frequência (DE POORTER *et al.*, 2017) objetiva avaliar se esses diferentes sistemas podem coexistir em uma mesma célula de forma passiva, sem a necessidade, por exemplo, de avaliar a energia presente no canal para determinar sua ocupação antes de iniciar uma transmissão. A rejeição à interferência em um mesmo canal para o mesmo protocolo, além de avaliar uma situação esperada em uma rede IEEE 802.11ah densa nos mesmos termos dos protocolos anteriores, provê um indício de viabilidade para sistemas NOMA (*Non Orthogonal Medium Access*), uma técnica de acesso ao meio baseada na sobreposição de sinais em mesmos canais (HIGUCHI; BENJEBBOUR, 2015).

Uma coleção de tarefas é necessária para realizar os estudos de robustez ao ruído e contra interferência:

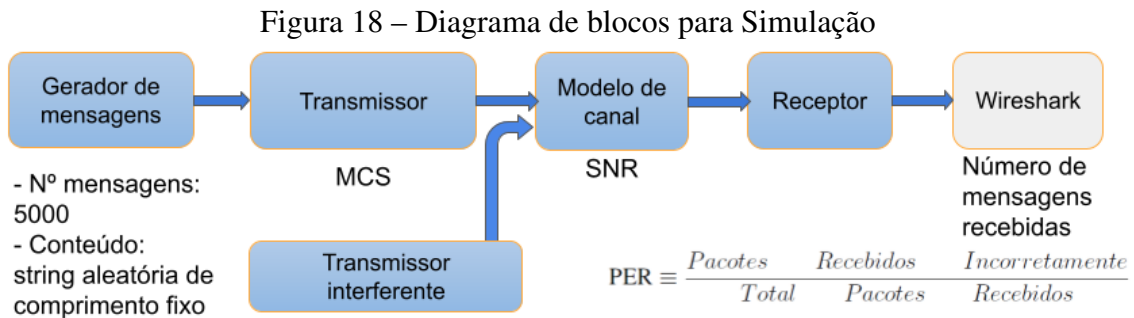
- Escolha da simulação ou medida a ser realizada, definida a partir dos casos de interesse elencados no Capítulo 5, de Resultados;
- A configuração de parâmetros de interesse;
- A injeção de sinais de teste (sequência de caracteres representando o *payload* de uma mensagem);
- Execução da simulação ou medida, por tempo ou condição determinada;
- Arquivamento do conjunto de pontos medidos (*dataset*);
- Avaliação das métricas relevantes para o trabalho sendo desenvolvido;
- Produção de gráficos e estatísticas de interesse.

Um baixo valor de PER ($< 10\%$), para determinado MCS e condição ambiente, indica que, nessa condição, o protocolo é capaz de transmitir dados efetivamente, com uma baixa necessidade de repetição. Assim, os fatores pertinentes em uma avaliação de PER são:

- Os diferentes MCS possíveis para o protocolo;
- Considerando um modelo de canal AWGN: o ruído de fundo ou, em outros termos, a relação sinal-ruído (SNR);
- Nos casos de análise da coexistência com outros protocolos na mesma frequência, a potência do sinal interferente.

4.8.1 Setup de simulação

A Figura 18 apresenta um diagrama de blocos para a simulação. O procedimento encontra-se detalhado na seção 4.8.3



Fonte: do autor

As figuras 19 e 20 mostra um bloco específico para a simulação na presença de ruído.

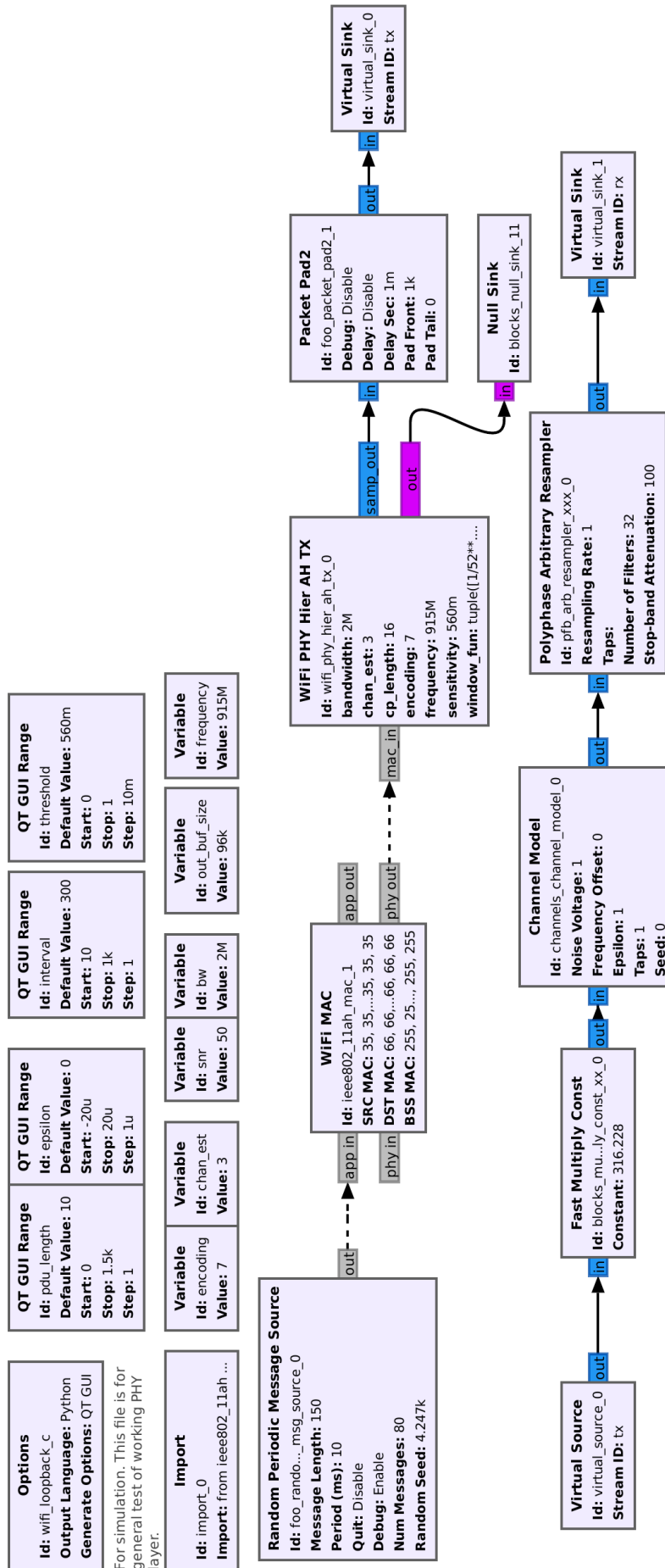
A variável utilizada para controlar o modelo de canal é a relação sinal-ruído (SNR). O ruído, do tipo AWGN, é mantido fixo em $N_0 = 1 \text{ V}_{\text{rms}}$, enquanto a amplitude do sinal do transmissor X , que tem tensão RMS 1 V_{RMS} é variada em escala logarítmica conforme (34).

$$Y = X \times 10^{\left(\frac{SNR}{10}\right)} + N_0 \quad (34)$$

onde N_0 é uma distribuição gaussiana de média $\mu = 0$ e variância $\sigma^2 = 1$.

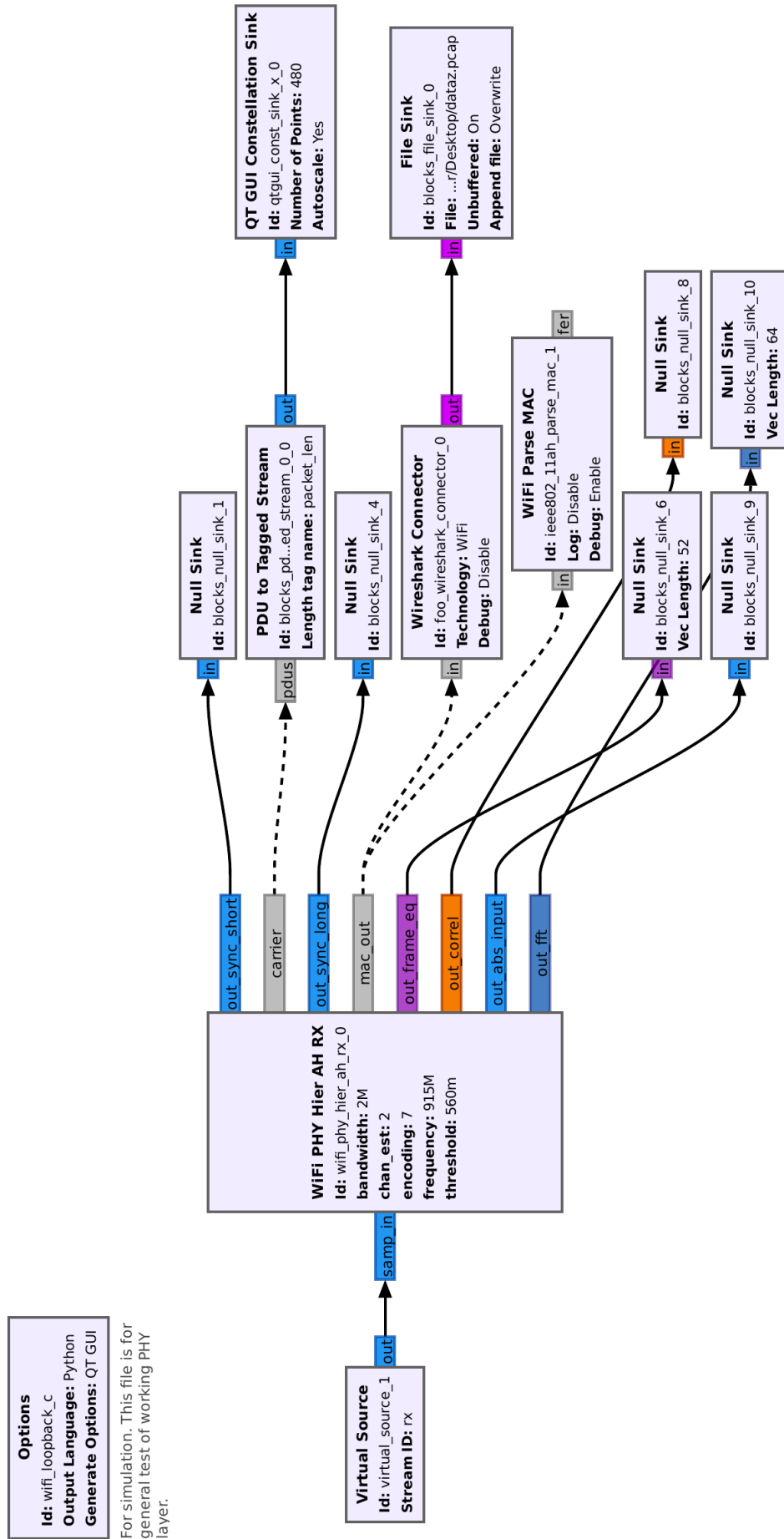
Na Figura 19, o modelo de canal é introduzido pelo bloco **Channel Model**. O modelo interno deste bloco é aditivo, um gerador de sinal de ruído e um somador ao sinal de entrada, reproduzindo a parcela N_0 de (34). O produto $X \times 10^{\left(\frac{SNR}{10}\right)}$ é produzido pelo bloco **Fast Multiply Const**.

Figura 19 – Bloco de Simulação - Transmissor e Canal



Fonte: do autor

Figura 20 – Bloco de Simulação - Receptor



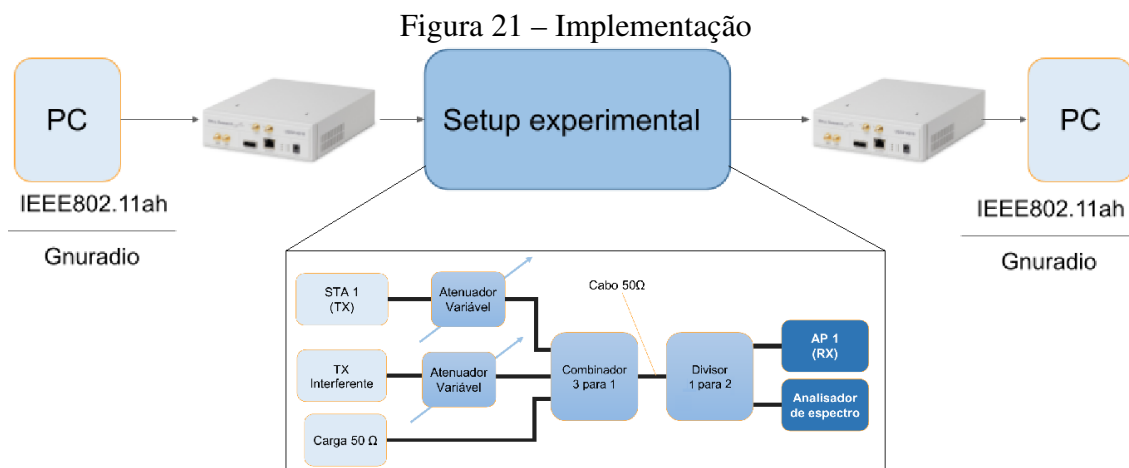
Fonte: do autor

Options
 Id: wifi_loopback_c
Output Language: Python
Generate Options: QT GUI

For simulation. This file is for general test of working PHY layer.

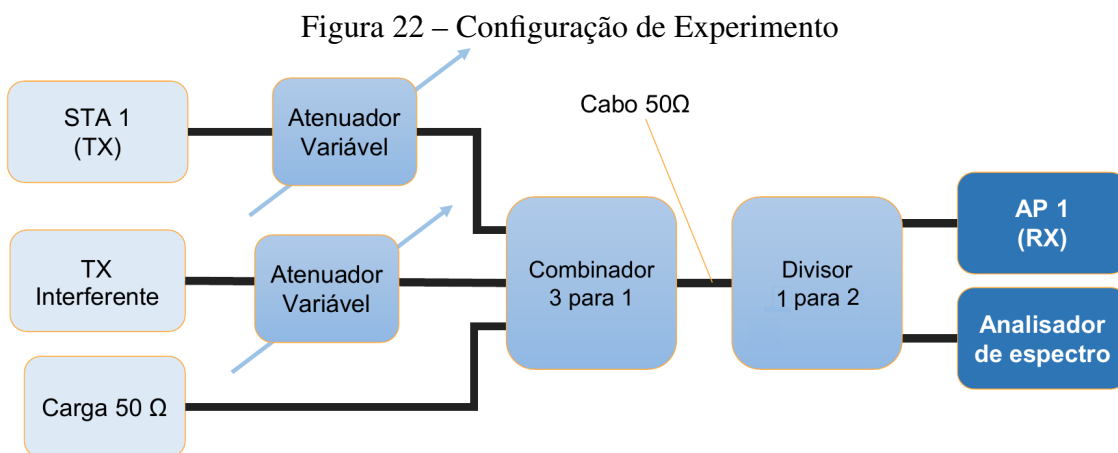
4.8.2 Setup de Experimentos

A Figura 21 apresenta um diagrama de blocos para a conexão necessária para os experimentos. Os experimentos foram realizados por meio de 2 rádios USRP, cada um conectado a um computador distinto, os quais executavam o *software* GNURadio e os respectivos *flowgraphs* para transmissão e recepção.



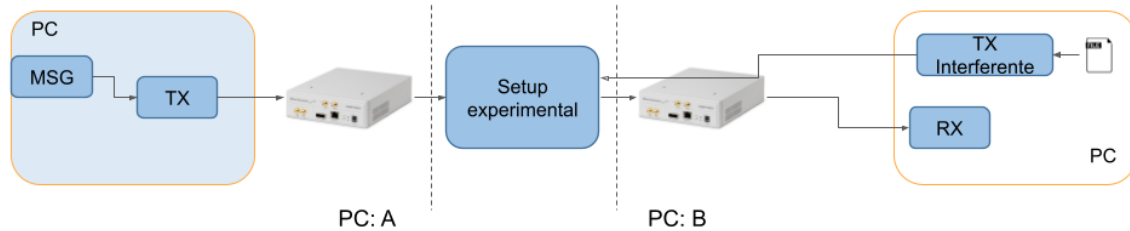
Fonte: do autor

Os testes foram executados em 1 (uma) configuração física, estruturada conforme a Figura 22, utilizando os equipamentos descritos na seção 4.1, de *hardware*. A entrada do sinal interferente foi alternada entre o gerador de sinais para a interferência através de um sinal de banda estreita (um sinal senoidal contínuo) e a saída TX do rádio USRP.



Fonte: do autor

Figura 23 – Diagrama de blocos para experimento



Fonte: do autor

A Figura 24 mostra uma fotografia das ligações executadas para as medidas realizadas e descritas neste capítulo.

As figuras 25 e 26 mostram o diagrama de blocos construído no GNURadio para a recepção dos sinais. Este diagrama utiliza dois conjuntos completamente independentes. O conjunto superior, mostrado na Figura 25, que termina com **USRP Sink** é responsável por utilizar a saída TX1 como o sinal interferente. Os sinais interferentes (exceto para fonte senoidal) advêm de arquivos gerados anteriormente e gravados em disco, conforme demonstrado na Figura 23. Para o sinal interferente correspondente ao protocolo IEEE 802.15.4, o sinal foi gerado através de um diagrama de blocos disponibilizado por (BLOESSL *et al.*, 2013), adaptado para a frequência de 915 MHz, mas que conserva a mesma modulação. Para o sinal interferente correspondente ao sinal LoRa foi utilizado um conjunto de sinais gravados por (ROBYNS *et al.*, 2017), tratados para que seu ciclo de trabalho fosse superior a 50 %. Para o sinal interferente correspondente ao sinal 802.11ah, foi utilizada a saída gravada com MCS 0 deste trabalho e que não apresenta tempo de silêncio significativo entre os pacotes, isto é ciclo de trabalho próximo a 100 %.

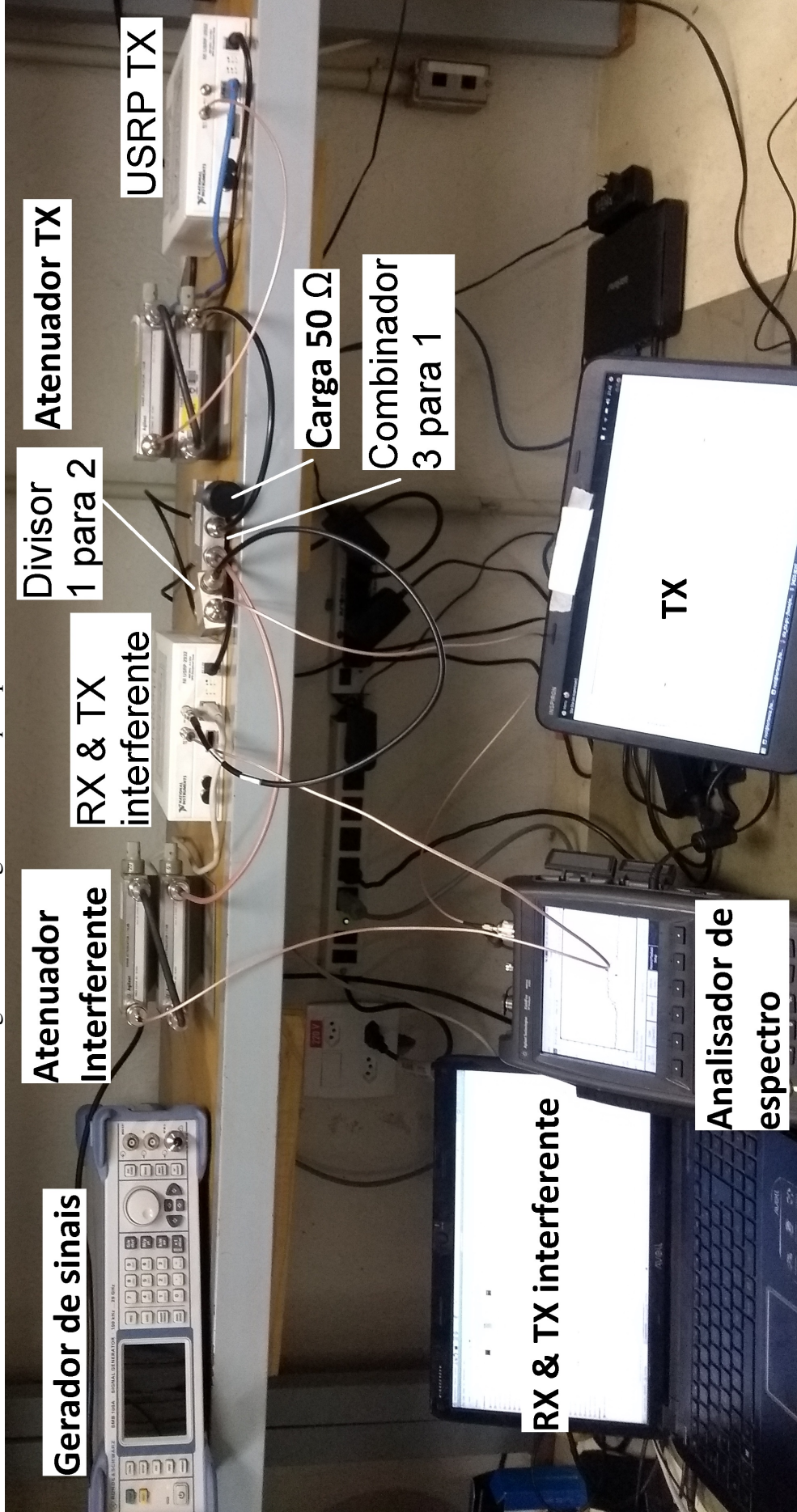
O conjunto inferior, mostrado na Figura 26, apresenta a cadeia de recepção, idêntica à cadeia utilizada no bloco AP, tratada na seção 4.5.

4.8.3 Procedimentos para testes

Os levantamentos das curvas de PER versus SNR ou potência do interferente foram realizados da seguinte forma:

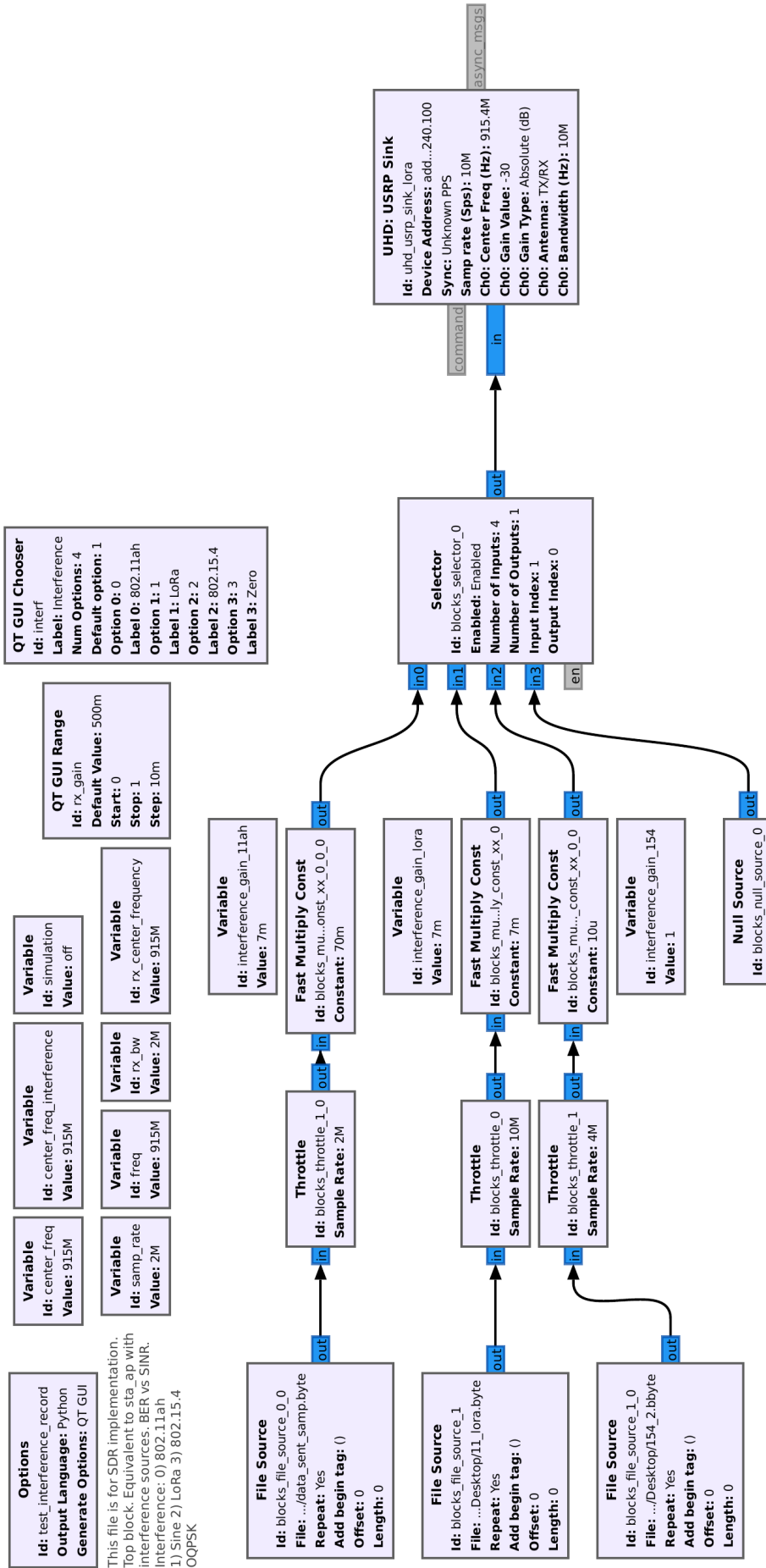
- São configurados os ganhos e atenuações dos dispositivos. As operações são ordenadas de forma que as alterações nos atenuadores variáveis, que possuem atuação mecânica, ocorram em menor número possível;
- O transmissor é configurado para a transmissão de mensagens aleatórias de comprimento fixo, em número suficiente para que seja atingido um nível de confiança de 95 %;
- O receptor é configurado para gravar todos os pacotes recebidos e decodificados com sucesso;
- A PER é calculada conforme a definição apresentada anteriormente e interpretada conforme o contexto do experimento realizado;

Figura 24 – Fotografia do *setup* experimental construído



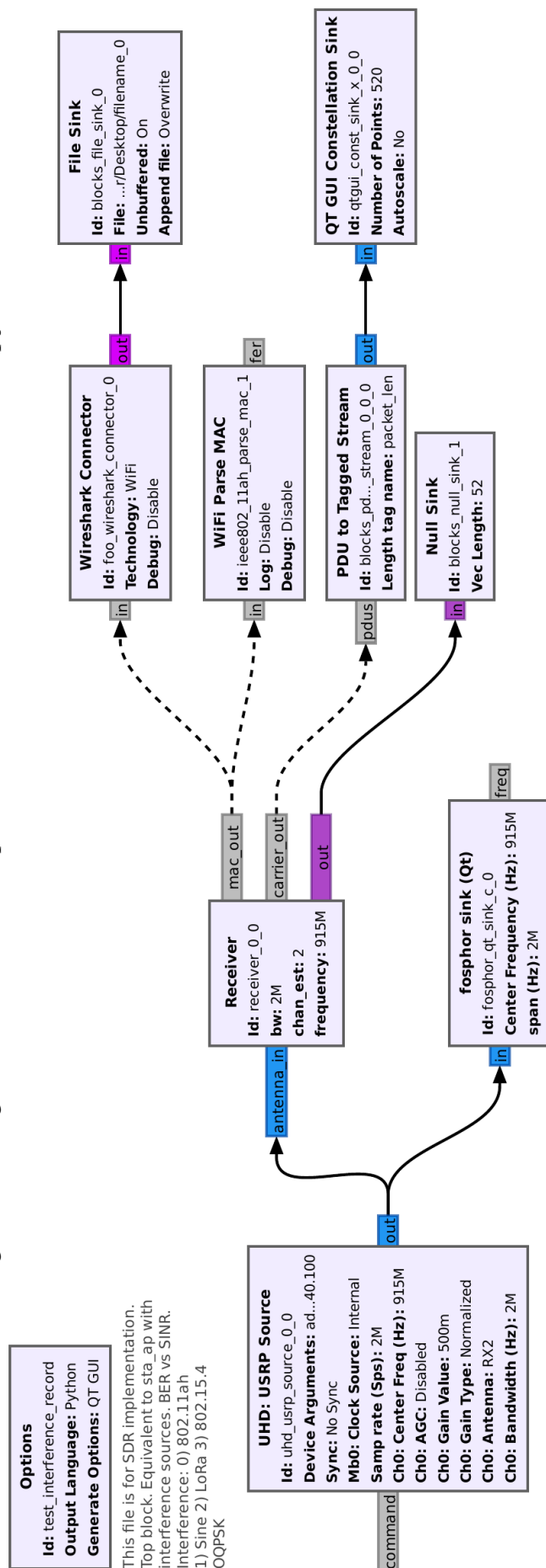
Fonte: do autor

Figura 25 – Diagrama de blocos do receptor/interferente utilizado - Parte superior (interferente)



Fonte: do autor

Figura 26 – Diagrama de blocos do receptor/interferente utilizado - Parte inferior (recepção)



Fonte: do autor

- A variável de interesse (SNR ou potência do sinal interferente) é alterada em pequenos passos (conforme o contexto) para que o próximo ponto experimental seja obtido;
- O processo é repetido até se atingir uma condição de saturação do resultado (0 % a 100 % para os levantamentos de curva de SNR ou até uma taxa de PER de 10 % para a avaliação de coexistência, conforme definido pela especificação do protocolo (IEEE, 2016a) em sua seção 23.3.17.2).

Para os estudos de coexistência e auto-coexistência, a diferença de potência (ΔP em dB) é calculada conforme (35).

$$\Delta P \equiv P_{interf} - P_{primario} \quad (35)$$

onde P_{interf} é a potência do sinal interferente (em dBm) e $P_{primario}$ é a potência do sinal de interesse 802.11ah (em dBm).

Assim, um valor negativo de ΔP implica que a potência do sinal interferente é inferior a do sinal de interesse. Para a definição da rejeição de canal adjacente e não adjacente também deve ser utilizada (35).

Como as potências são medidas no receptor e não no transmissor, não é necessário fazer a calibração do *setup* experimental. Quanto à resposta em frequência, esta se encontra plana em toda a faixa de interesse.

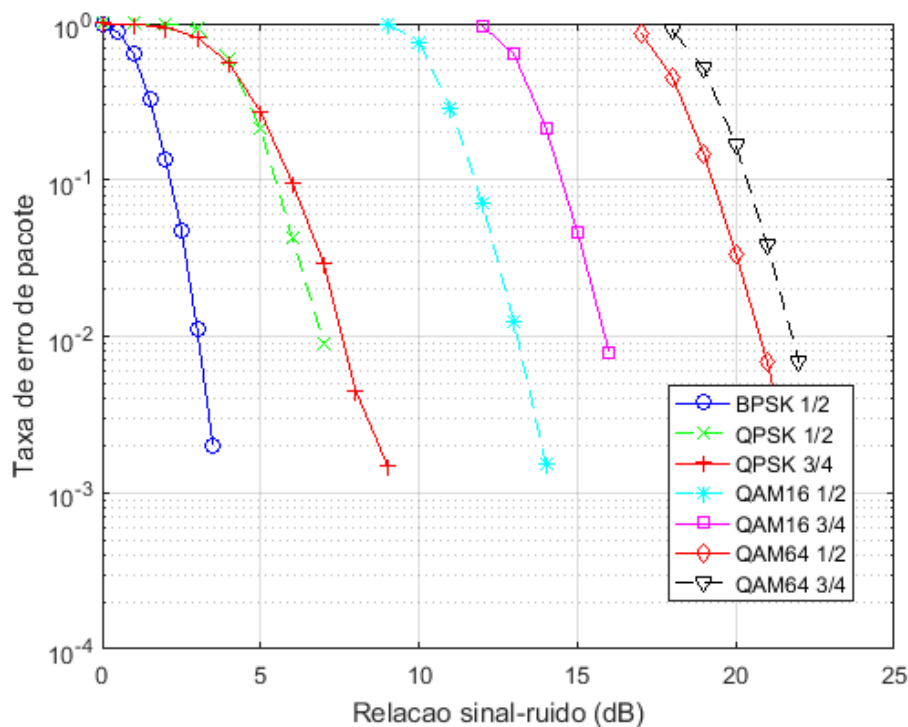
5 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados de simulações e experimentos de bancada realizados com base na implementação discutida nos capítulos anteriores.

5.1 Simulações

A Figura 27 apresenta a PER conforme a relação sinal-ruído para diferentes MCS. Estas simulações são conduzidas através do uso do *flowgraph* mostrado na seção 4.8.1, operado conforme o procedimento apresentado na seção 4.8.3. Foram transmitidos 30000 pacotes, já que o número de pacotes enviados necessários para que a PER seja calculada com nível de confiança de 95 %, no limiar de $PER < 10^{-4}$, é igual a 29958 pacotes.

Figura 27 – Tolerância a ruído AWGN para os diferentes MCS conforme simulação



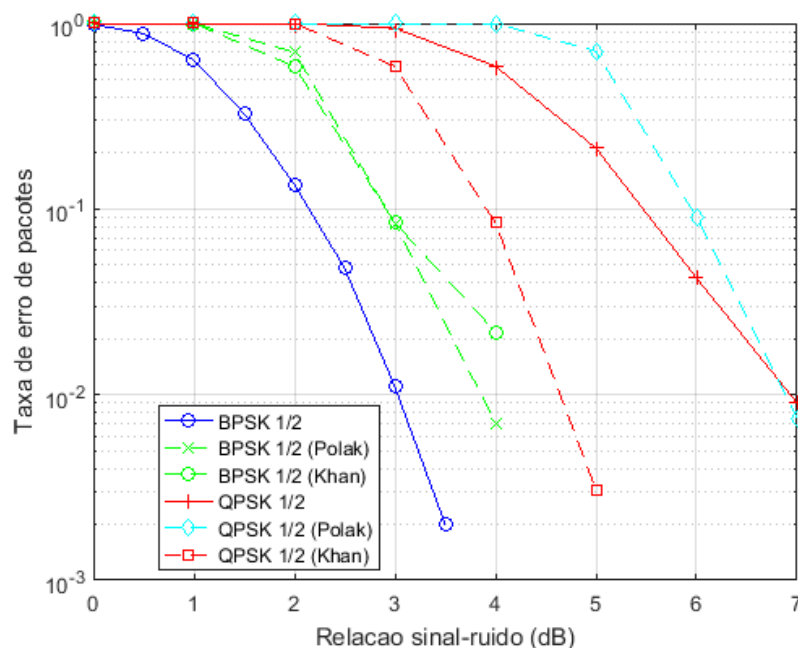
Fonte: do autor

Os resultados encontrados na Figura 27 permitem verificar que o conjunto está operando adequadamente. Os MCS estão listados em ordem de complexidade, isto é, de uma modulação de 2 estados (BPSK) até uma modulação de 64 estados (QAM64 - *Quadrature Amplitude Modulation*) e, em cada uma, da maior taxa de repetição (1:2) para a menor (3:4). Este aumento de complexidade se reflete no desempenho de cada MCS conforme aumenta a relação sinal-ruído. As curvas das modulações se separam em famílias espaçadas, com a de taxa de repetição maior tendo desempenho superior.

5.1.1 Comparação com os resultados encontrados na literatura

Os resultados presentes na Figura 27 podem ser comparados com os provenientes do simulador de camada física apresentado no trabalho de (POLAK; JURAK; MILOS, 2020) e também dos resultados apresentados por (KHAN; ZEESHAN, 2018). As curvas de BER versus SNR extraídas daquele trabalho foram corrigidas através de $PER = 1 - (1 - BER)^N$, já apresentada em (33), introduzida na seção 3.4, Estatística de Interesse. Transformar entre BER e PER provoca um achatamento da curva na direção vertical, sem alterar a posição horizontal (SNR) a qual os pontos estão vinculados. A comparação entre a simulação deste trabalho e a do trabalho supracitado pode ser visualizada nas figuras 28 a 30.

Figura 28 – Comparação de tolerância ao ruído AWGN: Simulação vs literatura - I

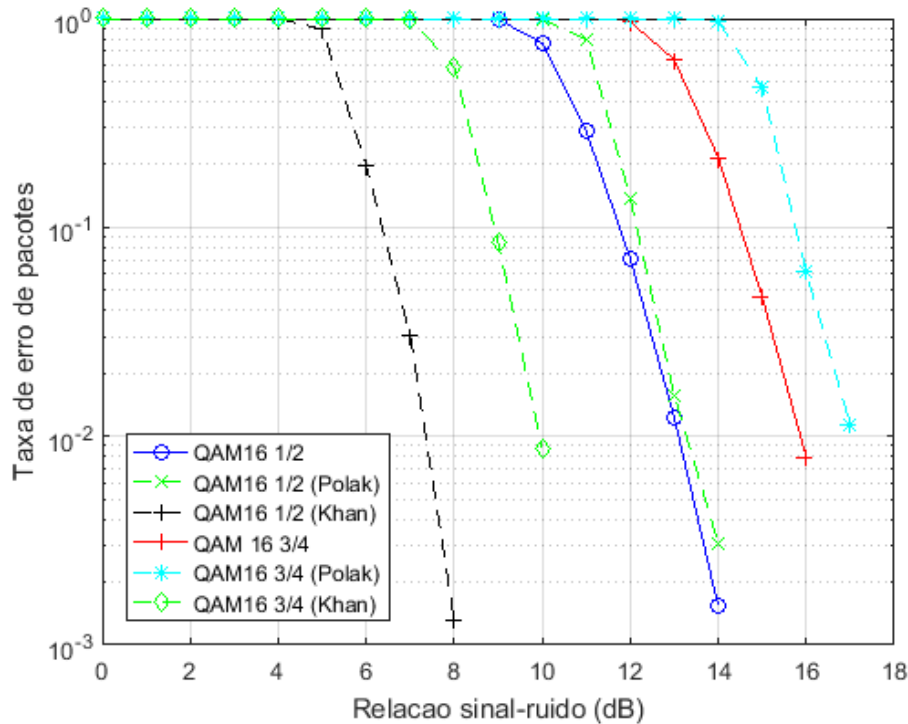


Fonte: do autor

A Figura 28, que apresenta comparação entre os três MCS mais simples (MCS0 a MCS2) apresenta divergência entre o valor da simulação e o valor encontrado na literatura. Como comparação adicional, reproduz-se também um dos resultados de (KHAN;

ZEESHAN, 2018), que são originalmente computados como BER versus EbNo, que embora se situe de forma intermediária entre as duas simulação, acaba por estar mais próxima da curva apresentada pela simulação deste trabalho.

Figura 29 – Comparação de tolerância ao ruído AWGN: Simulação vs literatura - II

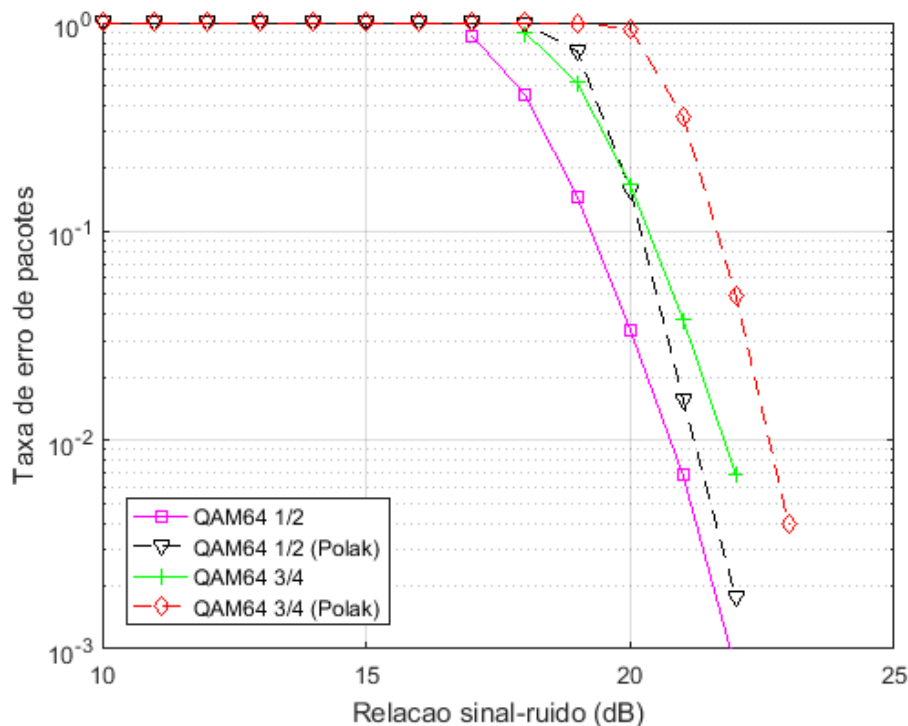


Fonte: do autor

A Figura 29 apresenta os resultados de simulação e de comparação para QAM16. Pode-se observar diferença de cerca de 4 dB entre os resultados desta simulação e os do simulador de (POLAK; JURAK; MILOS, 2020). Atribui-se essa diferença ao critério mais estrito representado pelo uso da taxa de erro de pacotes, mesmo após a conversão das curvas, que não leva em conta as correções possíveis, somente reescala os erros na vertical.

A Figura 30 apresenta a comparação dos resultados de simulação para uma única modulação e duas taxas de repetições diferentes. Estas tem entre si as menores diferenças do grupo de MCS.

Figura 30 – Comparação de tolerância ao ruído AWGN: Simulação vs literatura - III



Fonte: do autor

A Tabela 8 apresenta a diferença entre o valor de SNR para $PER = 10^{-1}$, que é considerado o limiar de perda de pacotes aceitável, conforme a especificação do protocolo e que já tiveram hipóteses para tal consideradas junto às figuras.

Tabela 8 – Valores aproximados de SNR para $PER = 10^{-1}$ para comparação de simulações

MCS	Valor simulação	Valor (POLAK,2020)	Valor (KHAN,2018)	Diferença aproximada
BPSK 1/2	2 dB	3 dB	3 dB	-1 dB / -1 dB
QPSK 1/2	5,5 dB	6 dB	4 dB	-0,5 dB / +2 dB
QAM16 1/2	12 dB	12 dB	6 dB	0 dB / +6 dB
QAM16 3/4	14,5 dB	16 dB	9 dB	-1,5 dB / 5,5 dB
QAM64 1/2	19 dB	22 dB	-	3 dB
QAM64 3/4	20,5 dB	23 dB	-	2,5 dB

onde (POLAK,2020) se refere ao trabalho de (POLAK; JURAK; MILOS, 2020) e (KHAN,2018) se refere ao trabalho de (KHAN; ZEESHAN, 2018).

5.2 Avaliação da sensibilidade

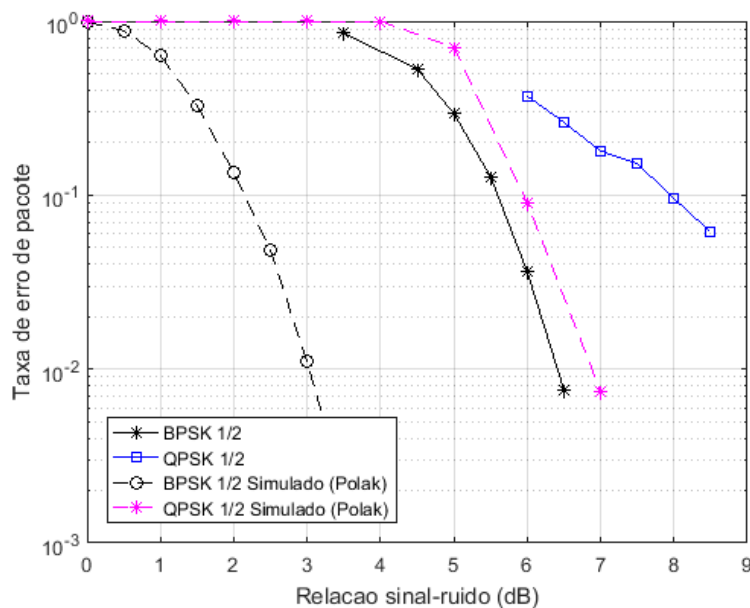
A sensibilidade do receptor foi avaliada experimentalmente para verificar se as limitações do USRP não afetariam o levantamento de dados, já que as medidas de PER vs. potência devem ser realizadas próximas a uma sensibilidade mínima especificada em norma. Os resultados são mostrados na Tabela 9, onde a coluna "Valor especificado" é proveniente da Tabela 23-31 de (IEEE, 2016a), que descreve a potência de recepção mínima para a qual a PER deve ser inferior a 10 %. Esta mesma coluna serve de referência para as medidas de rejeição, que devem ser realizadas com potência de sinal interferido recebido 3 dB acima destas sensibilidades mínimas. Em todas as medidas de coexistência e autoexistência presentes neste capítulo foram utilizadas as sensibilidades especificadas (primeira coluna) e não as medidas (segunda coluna).

Tabela 9 – Sensibilidade mínima especificada e medida ($PER = 10^{-1}$)

MCS	Valor especificado (dBm)	Valor medido (dBm)
BPSK 1/2	-92	-100
QPSK 1/2	-87	-98

A Figura 31 apresenta a PER conforme SNR para diferentes MCS observada em experimentos de bancada e as compara com resultados de simulação para a mesma condição. Para o valor de PER de interesse ($PER = 10^{-1}$), os resultados de simulação e experimentais tem diferença considerável.

Figura 31 – Comparação de resultados de simulação e experimentais



Fonte: do autor

Os valores experimentais medidos podem ser comparados com os resultados experimentais presentes em (CASAS *et al.*, 2015), na forma da Tabela 10. É possível verificar que os resultados medidos neste trabalho encontram-se entre os outros dois resultados da literatura.

Tabela 10 – Comparação entre os valores experimentais SNR medidos e simulados para a sensibilidade

MCS	SNR simulado (dB)	SNR medido (dB)	SNR comparação (dB)
	Este trabalho	Este trabalho	(CASAS <i>et al.</i> , 2015)
BPSK 1/2	2,1	5,5	6,8
QPSK 1/2	5,5	8	9,8

5.3 Coexistência com outras tecnologias

Os parâmetros utilizados e necessários para os testes de taxa de erro de pacotes na presença de sinais interferentes de diferentes tecnologias na mesma faixa de frequência são apresentados na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros para avaliação experimental de coexistência com tecnologias diferentes

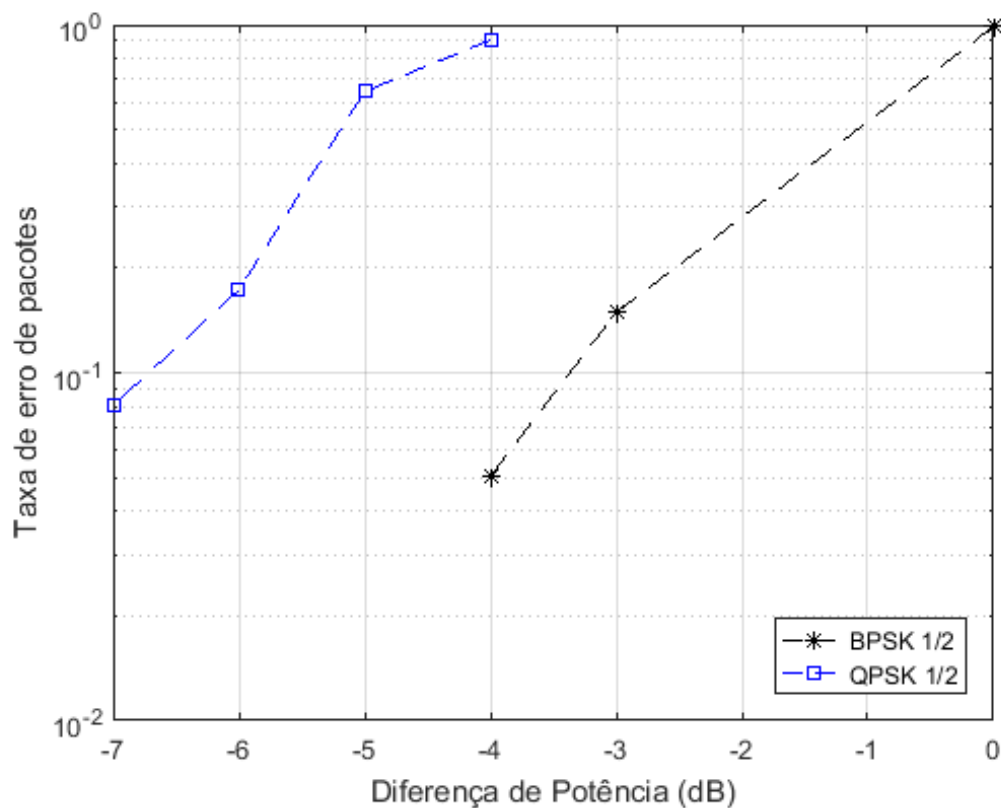
Parâmetro	Valor
Potência do sinal primário BPSK 1/2	-89 dBm
Potência do sinal primário QPSK 1/2	-86 dBm
Potência do sinal primário QPSK 3/4	-84 dBm
Potência do sinal primário QAM16 1/2	-82 dBm
Potência do sinal interferente - tom piloto	-93 dBm a -89 dBm
Potência do sinal interferente - LoRa	-103 dBm a -89 dBm
Potência do sinal interferente - 802.15.4	-100 dBm a -88 dBm

A especificação de coexistência sendo desenvolvida no âmbito da norma IEEE802.19-TG3 (IEEE, 2019) apresenta valores de detecção de coexistência (canal ocupado) por meio de detecção de energia (ED - *Energy Detection*) de -72 dBm para largura de banda de 2 MHz.

5.3.1 Sinal Senoidal - Tom Piloto

A Figura 32 mostra a PER versus a diferença de potência de um sinal senoidal interferente em relação a um sinal IEEE 802.11ah de referência.

Figura 32 – Tolerância a um sinal interferente senoidal (tom piloto)



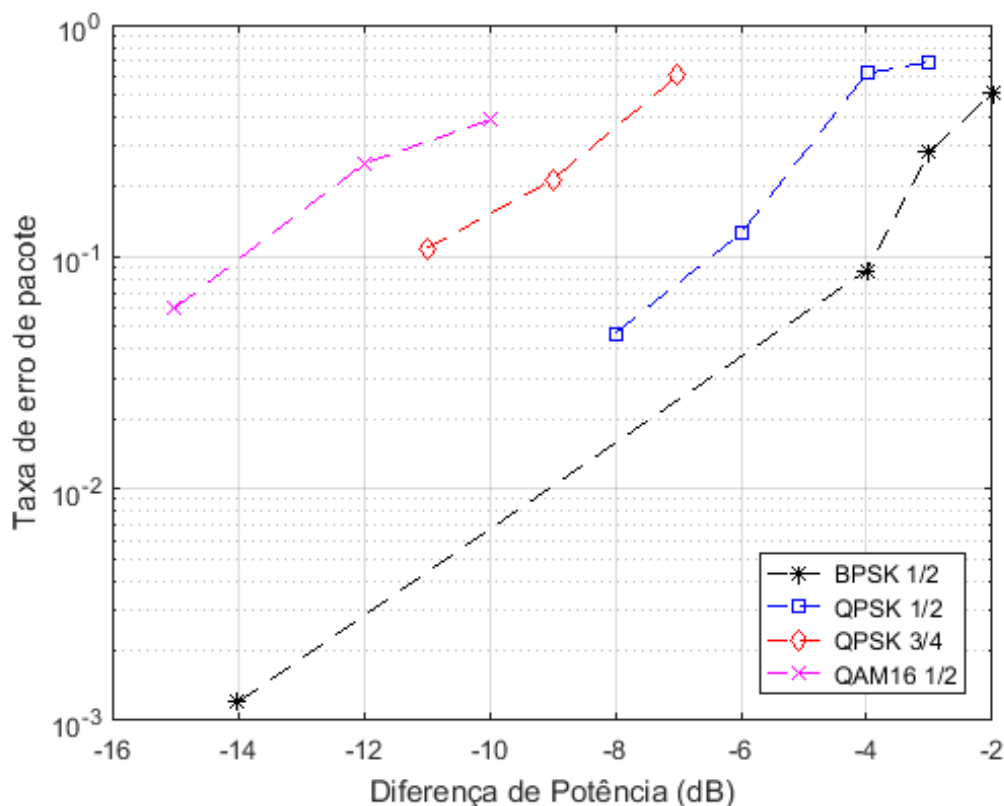
Fonte: do autor

As tolerâncias observadas como diferenças de potência para as quais ocorre uma perda de pacotes aceitável (10 %), conforme especificação do protocolo, na Figura 32 demonstram que a modulação OFDM é robusta contra interferências deste tipo. Devido à baixa ocupação de espectro de um sinal senoidal não modulado e a redundância natural oferecida pelas operações de intercalamento e codificação com repetição, as potências desse tipo de interferente podem ser poucas vezes menores que a do sinal de interesse.

5.3.2 LoRa

A Figura 33 mostra a PER versus a diferença de potência de um sinal LoRa interferente em relação a um sinal IEEE 802.11ah de referência.

Figura 33 – Tolerância a um sinal interferente LoRa



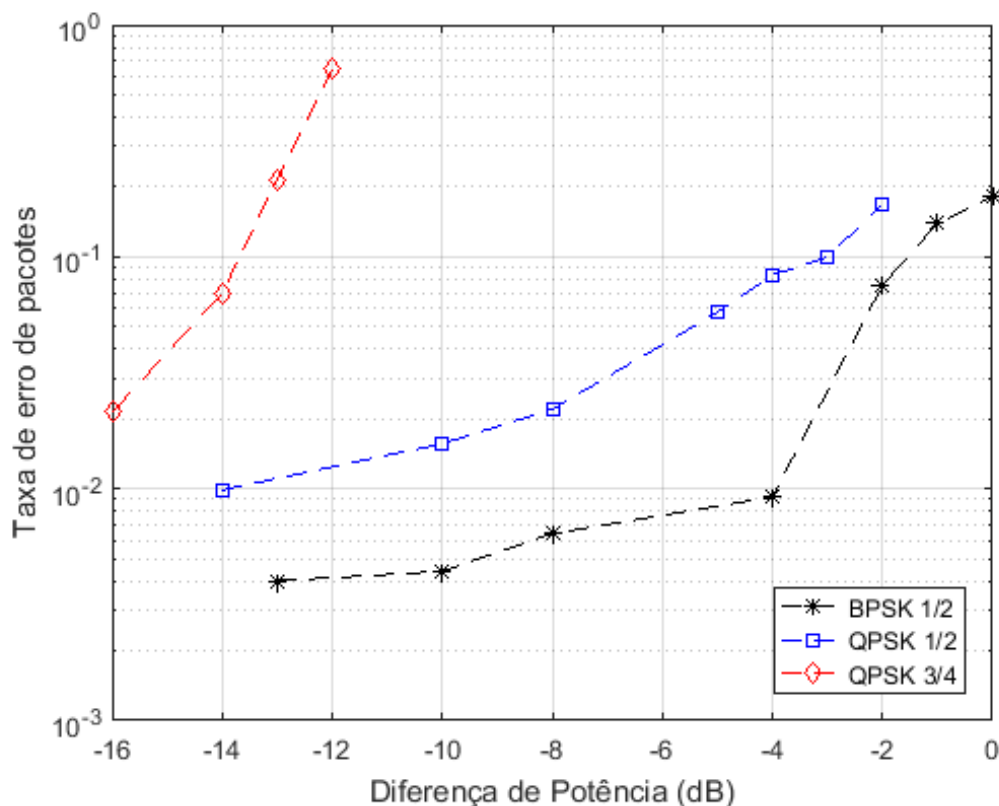
Fonte: do autor

Com o uso de um sinal interferente LoRa, cuja estratégia de modulação é baseada em uma portadora com frequência ascendente ou descendente, deveriam ser esperados resultados semelhantes entre as figuras 33 e 32. É o que ocorre, já que para os MCS BPSK 1/2 e QPSK 1/2, comuns entre as duas figuras, os pontos de limiar $PER = 10^{-1}$ são praticamente os mesmos. Esta semelhança se deve ao fato de que os tempos associados à modulação do protocolo LoRa são muito superiores aos tempos de símbolos do sinal IEEE 802.11ah, assim, do ponto de vista instantâneo, a situação é idêntica. A divergência com o outro MCS estudado QPSK 3/4, de mesma modulação, mas taxa de repetição diferente permite derivar que a taxa de repetição representa um componente importante de rejeição ao ruído mais importante que a intercalação de blocos.

5.3.3 IEEE 802.15.4

A Figura 34 mostra a PER versus a diferença de potência de um sinal IEEE 802.15.4 interferente em relação a um sinal IEEE 802.11ah de referência.

Figura 34 – Tolerância a um sinal interferente IEEE 802.15.4



Fonte: do autor

Comparado com os outros dois sinais interferentes estudados, o sinal interferente baseado em uma modulação O-QPSK, com desempenho de recepção mostrado na Figura 34, é o melhor tolerado, com a diferença de 1 dB para BPSK 1/2 e cerca de 2 dB para QPSK 1/2. A comparação entre QPSK 3/4 para este sinal interferente e o sinal interferente LoRa revela um desempenho cerca de 2 dB pior. Esta tolerância se deve à modulação: o protocolo IEEE 802.11ah, ao utilizar OFDM, apresenta uma redundância entre seus símbolos; a modulação O-QPSK, por sua vez, é percebida como um outro sinal de banda estreita, como é o caso dos interferentes anteriores.

A Tabela 12 resume as tolerâncias do receptor IEEE 802.11ah que, enquanto recebe um sinal IEEE 802.11ah, encontra também um sinal interferente de três possíveis tipos: um sinal senoidal, emulando um tom piloto, um sinal LoRa (de 200 kHz de largura de banda) ou um sinal O-QPSK (de 400 kHz de largura de banda) conforme observadas nas figuras 32 a 34. O desempenho, avaliado sempre com base no limiar de funcionamento adequado do protocolo $PER = 10^{-1}$ indica que é possível a coexistência não gerenciada mesmo com níveis consideráveis de potências deste interferentes, tal como uma diferença de potência de apenas 2 a 3 dB em favor do enlace IEEE 802.11ah quando o interferente é um sinal O-QPSK.

Tabela 12 – Tolerância do receptor com sinais interferentes para a coexistência com tecnologias diferentes para $PER = 10^{-1}$

Interferente e MCS do sinal principal	Diferença aproximada
Tom piloto - BPSK 1/2	-3,5 dB
Tom piloto - QPSK 1/2	-7 dB
LoRa - BPSK 1/2	-4 dB
LoRa - QPSK 1/2	-6 dB
LoRa - QPSK 3/4	-11 dB
LoRa - QAM16 1/2	-14 dB
IEEE 802.15.4 - BPSK 1/2	-2 dB
IEEE 802.15.4 - QPSK 1/2	-3 dB
IEEE 802.15.4 - QPSK 3/4	-14 dB

5.4 Autocoexistência

Os parâmetros utilizados para a avaliação da autocoexistência são os presentes na Tabela 13.

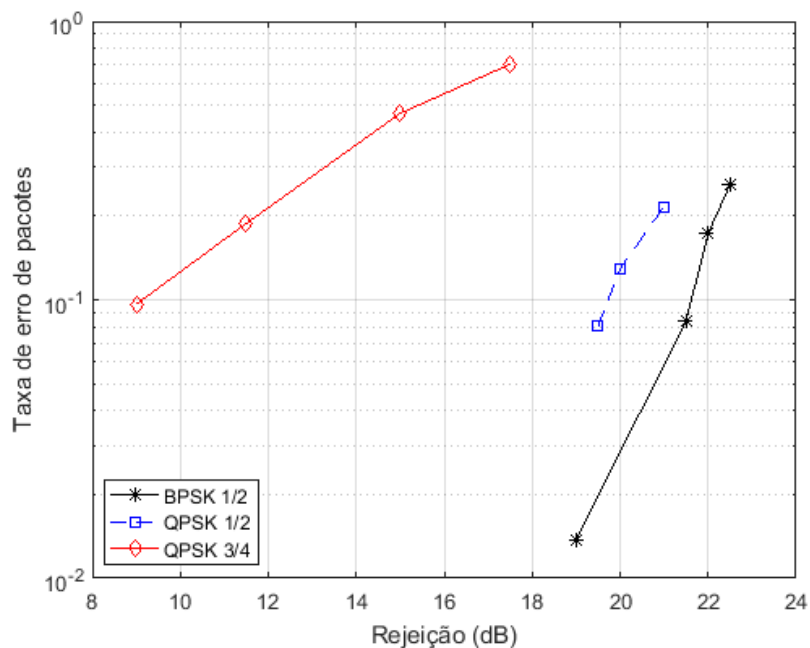
Tabela 13 – Parâmetros para avaliação experimental de autocoexistência

Característica	Valor
Canal interferido	914-916 MHz
Canal adjacente	916-918 MHz
Canal não adjacente	918-920 MHz
Potência do sinal primário BPSK 1/2	-89 dBm
Potência do sinal primário QPSK 1/2	-86 dBm
Potência do sinal primário QPSK 3/4	-84 dBm
Potência de sinal em canal adjacente	-75 dBm a -65 dBm
Potência de sinal em canal não adjacente	-47 dBm a -37 dBm
Potência de sinal interferente no mesmo canal	-101 dBm a -93 dBm

5.4.1 Rejeição de canal adjacente

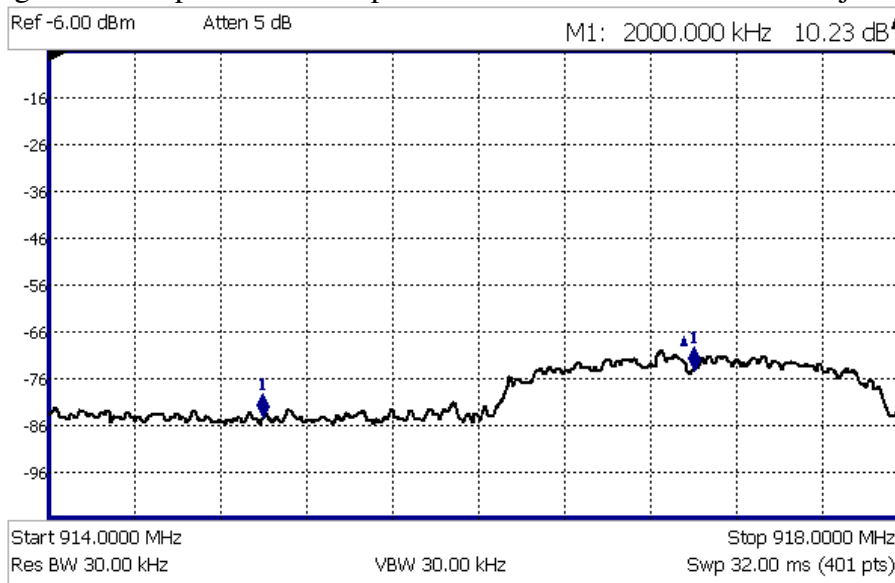
A Figura 35 apresenta a curva de PER versus diferença de potência do sinal principal para o sinal interferente 802.11ah para avaliação da rejeição em canal adjacente para os diferentes MCS conforme experimentos. A Figura 36 apresenta uma das leituras obtidas através do analisador de espectro.

Figura 35 – Avaliação experimental para rejeição de canal adjacente



Fonte: do autor

Figura 36 – Espectro do sinal para o teste de inferência de canal adjacente

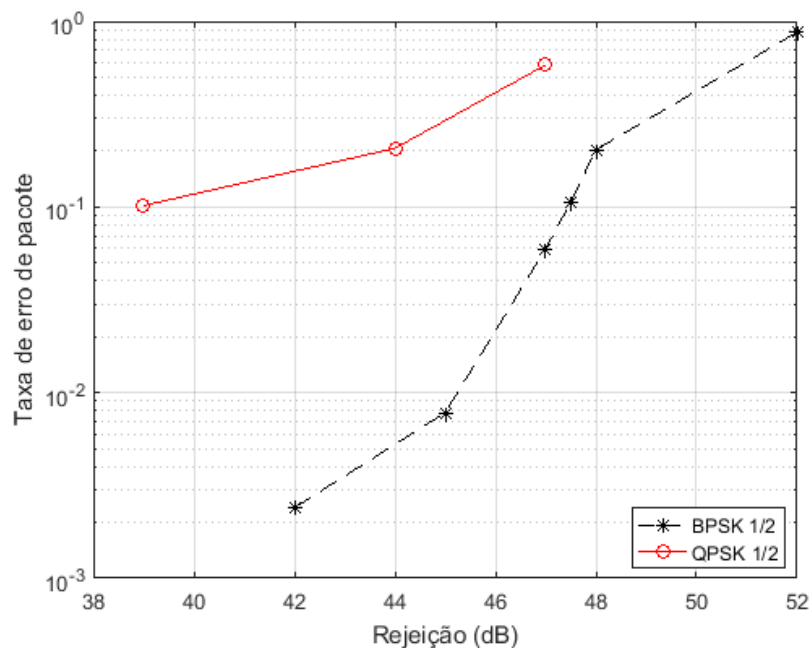


Fonte: do autor

5.4.2 Rejeição de canal não adjacente

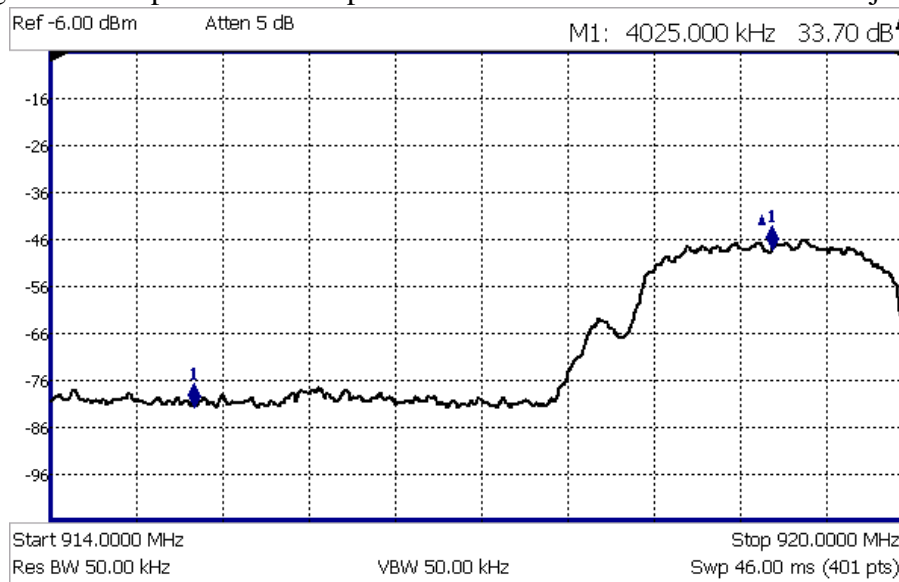
A Figura 37 apresenta a curva de PER potência do sinal interferente 802.11ah para rejeição do sinal interferente em canal não adjacente para os diferentes MCS conforme experimentos. A Figura 38 apresenta o espectro do sinal medido através do analisador de espectro em um dos pontos de medida.

Figura 37 – Avaliação experimental para rejeição de canal não adjacente



Fonte: do autor

Figura 38 – Espectro do sinal para o teste de inferência de canal não adjacente

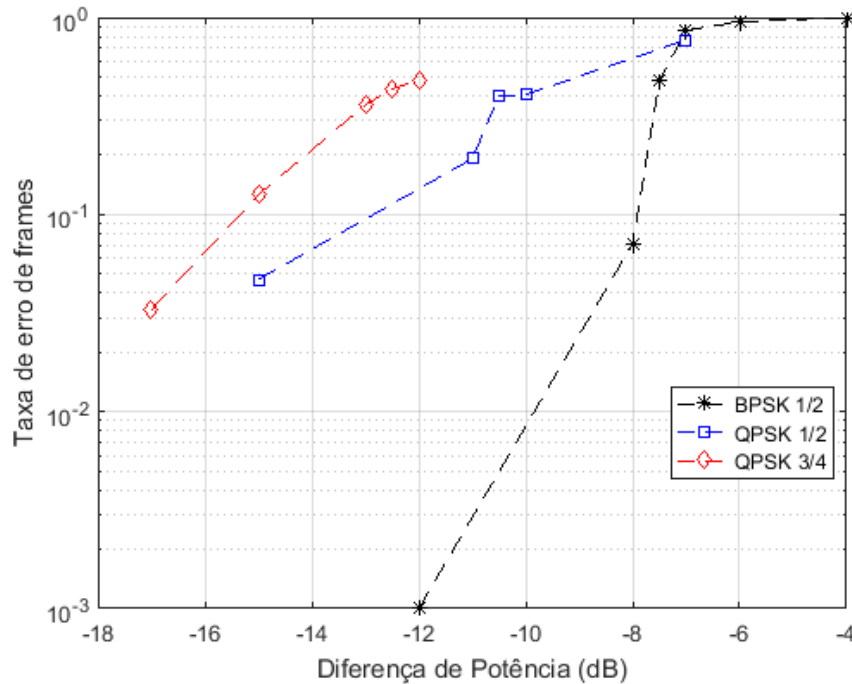


Fonte: do autor

5.4.3 Rejeição de mesmo canal

A Figura 39 apresenta a curva de PER potência do sinal interferente 802.11ah para rejeição do sinal interferente no mesmo canal para os diferentes MCS conforme experimentos.

Figura 39 – Avaliação experimental para rejeição de mesmo canal



Fonte: do autor

A Tabela 14 resume as margens de rejeição avaliadas para o protocolo IEEE 802.11ah para alguns MCS. Para os casos de canal adjacente e canal não adjacente, os requisitos especificados pelo protocolo encontram-se plenamente atendidos em 4 dos 5 casos examinados, falhando apenas junto ao teste de canal adjacente para QPSK 3/4, ainda que por uma diferença de 2 dB. Quanto à rejeição para um outro sinal IEEE 802.11ah que utiliza a mesma faixa, foi encontrada uma evidência de que uma diferença de cerca de -10 dB entre as potências dos sinais primário e secundário seria suficiente para permitir sua coexistência. Cabe observar que o receptor recebeu os pacotes correspondentes a ambos os sinais (primário e interferente), decodificando ambos com sucesso.

Tabela 14 – Resultados de testes de coexistência considerando a rejeição limite e $PER = 10^{-1}$

Condição interferência - MCS sinal primário	Rejeição aproximada	Requisito
Canal não adjacente - BPSK 1/2	47 dB	32 dB
Canal não adjacente - QPSK 1/2	39 dB	29 dB
Canal adjacente - BPSK 1/2	22 dB	16 dB
Canal adjacente - QPSK 1/2	20 dB	13 dB
Canal adjacente - QPSK 3/4	9 dB	11 dB
Mesmo canal - BPSK 1/2	-8 dB	Não
Mesmo canal - QPSK 1/2	-13 dB	se
Mesmo canal - QPSK 3/4	-15 dB	aplica

5.5 Ocupação do espectro

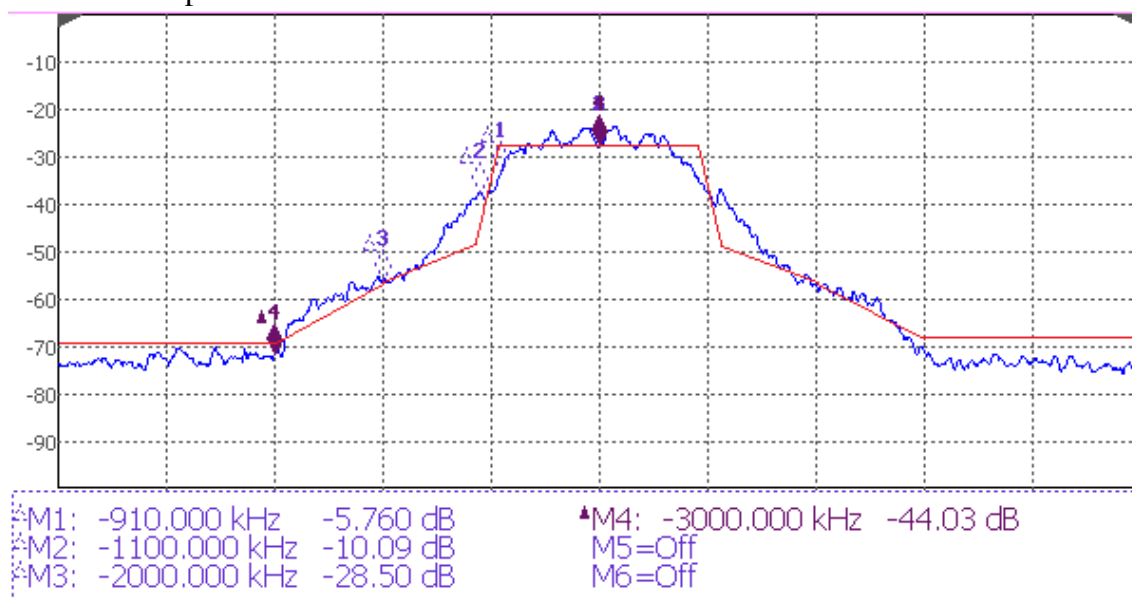
A Tabela 15 apresenta a configuração padrão utilizada em diversas observações com o uso do analisador de espectro, incluindo a utilizada para a avaliação da ocupação do espectro eletromagnético da Figura 40

Tabela 15 – Parâmetros para medição do espectro eletromagnético

Parâmetro	Valor
Equipamento	Agilent N9912A
<i>Resolution</i> BW (RBW)	75,00 kHz
<i>Video</i> BW (VBW)	75,00 kHz
<i>Span</i>	10 MHz
Frequência Central	915 MHz
Pontos de <i>Sweep</i>	1001
Tipo de Detector	Pico
Tipo de média Número de amostras	Log 1000

O espectro eletromagnético ocupado pelo sinal transmitido é apresentado na Figura 40. As retas em linha vermelha contínua representam a máscara espectral especificada (conforme Figura 7). É possível verificar inconformidades entre os *breakpoints* especificados e as potências medidas, conforme mostrado na Tabela 16.

Figura 40 – Espectro eletromagnético ocupado pelo sinal transmitido com máscara especificada sobreposta



Fonte: do autor

Tabela 16 – Comparação de diferenças entre a máscara espectral medida e especificada

<i>Breakpoint</i>	Valor medido	Valor especificado
M1 em 0,9 MHz	-5,76 dBr	+4/-6 dB
M2 em 1,1 MHz	-10 dBr	-20 dBr
M3 em 2 MHz	-28,5 dBr	-28 dBr
M4 em 3 MHz	-44 dBr	-40 dBr

As não conformidades anotadas na Tabela 16 são possivelmente devidas aos algoritmos de FFT e ausência de uma filtragem mais conformativa do sinal, além de não linearidades do amplificador do transmissor. Entretanto, em nada prejudicaram a autocoexistência, já que os requisitos de rejeição foram adequadamente atendidos.

5.6 Dificuldades encontradas

Cabe elencar alguns problemas encontrados no levantamento de dados experimentais.

O uso simultâneo da saída (TX1) para o sinal interferente e da entrada do mesmo dispositivo USRP (RX2) conforme pretendido no *setup* experimental apresenta dificuldades com a a isolação entre os dois canais, que é pequena e, portanto, o sinal sendo transmitido em TX1 é recebido em RX2 sem qualquer ligação externa no dispositivo, caracterizando um vazamento. O uso de um atenuador externo, ligado entre TX1 e RX2, só provoca efeitos se a potência de transmissão for significativa. Abaixo de -50 dBm em RX2, o

acoplamento entre os dois prevalece como forma de recepção do sinal ao invés do cabo ligado à porta SMA. Mesmo com esta dificuldade, foi possível o uso da saída TX1 como interferente, alterando a amplitude do sinal interferente sendo transmitido. Esta atenuação pode ser baixa o suficiente para que o sinal interferente seja percebido com poucos dB acima do piso de ruído. Esta solução, entretanto, tem a desvantagem de tornar pouco útil o monitoramento através de instrumento externo ao SDR interferente/receptor, como o analisador de espectro, já que este não recebe a mesma potência de sinal que o receptor recebe.

Para avaliar a isolamento, realizamos o seguinte procedimento:

- No rádio que opera como receptor primário e transmissor interferente, ambas as entradas foram casadas com cargas de 50Ω e o transmissor foi utilizado para a reprodução de um sinal padrão (IEEE 802.11ah) com tensão igual a $1 V_{RMS}$. O ganho de transmissão foi de 0 dBFS (ETTUS RESEARCH, 2020);
- Na porta do receptor primário no mesmo dispositivo, o receptor registrou uma potência recebida de -49 dBm;
- No rádio que opera como transmissor primário, o transmissor foi configurado com o mesmo sinal ($1 V_{RMS}$) e ganho (0 dBFS);
- Como segurança, a saída do transmissor primário recebeu um atenuador de 30 dB e foi conectado, via cabo SMA ao rádio receptor/interferente. A potência medida no receptor principal foi de -34 dBm e, descontado o efeito do atenuador, -4 dBm;
- A diferença entre as duas condições mostra que a isolamento é igual a 45 dB.

Para contornar esta situação, em alguns casos a entrada de sinal interferente foi casada com uma carga de 50Ω e o sinal interferente foi introduzido digitalmente, como um conjunto de amostras a serem somados com o sinal principal, diretamente na entrada do rádio transmissor. Esta solução, embora não seja ideal, foi considerada válida, pelas seguintes razões:

- todos os elementos (cabos, cargas, divisores, combinadores, amplificadores de entrada e saída) são ou operam linearmente (a faixa dinâmica do USRP é de 80 dB);
- as representações numéricas também possuem precisão suficiente para acomodar as diferenças de potência (cerca de 30 dB).

Ainda, o uso do analisador de espectro como instrumento externo implica em ligeiras diferenças nas medidas, já que elas precisam ser obtidas com o uso de recursos do tipo "Trace", baseado em acumulações de amostras, médias e retenções de máximos ("Max Hold"). Estas, entretanto, serviram como referência para a calibração de um analisador de espectro *real-time* instalado no GNURadio, através do pacote **gr-fosphor**.

A escolha do critério de PER, mais restritivo conforme observado na seção 3.4 tornou impossível a observação do desempenho para MCS de maior complexidade, como QAM16 e QAM64. Como foi observado anteriormente, o erro em um único bit provoca a rejeição de todo o pacote. Devido a esta falha recorrente, os experimentos foram reali-

zados parcialmente, quando as taxas e potências utilizadas permitiram gerar conjuntos de pacotes com sucesso para que as curvas fossem levantadas.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho, o protocolo IEEE 802.11ah, concebido para IoT, foi estudado, simulado e implementado em um rádio definido por *software*. Foram utilizados o *software open-source* GNURadio e o rádio definido por *software* USRP. A implementação foi realizada em linguagem C++, mediante modificações em uma implementação já existente (IEEE 802.11a,g,p) e livre, de acordo com a licença GNU GPL (*General Public License*). Esta implementação foi utilizada em simulações e experimentos de forma a observar seu desempenho conforme a métrica de taxa de erro de pacotes.

Inicialmente, os indicadores avaliados foram a tolerância ao ruído de fundo de forma simulada e experimental. Os resultados obtidos acordam entre si e com um trabalho recente na literatura. A sensibilidade mínima, também avaliada, foi encontrada em -100 dB, abaixo e comparativamente melhor que a sensibilidade mínima especificada no padrão IEEE (-92 dB) para o MCS BPSK 1/2. Assim, os demais testes puderam ser realizados sem a influência de um piso de sensibilidade introduzido pelos dispositivos e considerando o ponto indicado na especificação. Ainda que as figuras de mérito sejam particulares ao hardware empregado, estas servem para balizar a utilidade da implementação.

Em seguida, foi examinada a tolerância a sinais interferentes de diferentes tecnologias: i) um sinal senoidal contínuo (tom piloto), para servir como base de comparação; ii) um sinal da tecnologia LoRa, com ciclo de trabalho superior a 50 %, ocupando banda de 200 kHz e iii) um sinal da tecnologia IEEE 802.15.4, com modulação O-QPSK e largura de banda de 400 kHz. Em relação a estas rejeições, um sinal senoidal com potência até -3,5 dB abaixo do sinal de interesse permite uma taxa de sucesso de entrega de pacotes até 90 % para a modulação BPSK 1/2. Já, no segundo caso, com um interferente da tecnologia LoRa, a diferença necessária é de 4 dB para a mesma taxa de sucesso e mesma modulação. Um MCS mais complexo, como QAM16 1/2 necessita de uma diferença maior, de pelo menos 14 dB, para que a taxa de sucesso permaneça. Por fim, para o terceiro tipo de interferente, um sinal O-QPSK, a menor diferença é de -2 dB (BPSK 1/2) até -14 dB (QPSK 3/4). O nível de ruído, introduzido por cabos, conectores e atenuadores variáveis de operação mecânica, além dos próprios dispositivos foi mantido o mesmo em todos os testes.

Também foi analisada a tolerância para autocoexistência, sendo observadas: i) a rejeição a canal adjacente; ii) a rejeição a canal não adjacente; iii) a rejeição em relação a ocupação de um mesmo canal. Para o primeiro e segundo casos, os resultados observados superaram os requisitos da especificação. A rejeição de canal adjacente encontrada foi de 22 dB ante o requisito de 16 dB (BPSK 1/2). A rejeição não adjacente foi de 47 dB ante o requisito de 32 dB (BPSK 1/2). Para o terceiro caso, foi observada que uma diferença de 8 dB permite a recepção de 90 % dos pacotes para o MCS BPSK 1/2.

A avaliação do espectro de potência emitido apresentou não conformidade em apenas um de quatro *breakpoints*, na primeira zona de transição, com uma diferença de 10 dB. Para frequências além desta faixa de transição, as emissões respeitam a máscara espectral especificada.

Assim, pode-se concluir que, embora tenham existido desafios para a execução das medições relatadas, os valores encontrados encontram-se de acordo com o especificado em norma.

O trabalho desenvolvido também serve de base para pesquisas futuras relacionadas com protocolos que tomem por base a modulação OFDM e a troca de pacotes. Para permitir esse desenvolvimento por outros pesquisadores, o mesmo se encontra disponibilizado no repositório aberto GitHub¹.

Diversos trabalhos futuros podem ser sugeridos para ampliar o escopo da implementação deste trabalho, bem como para propor e avaliar melhorias em seu desempenho.

Quanto à implementação, podem ser suportados outros formatos de *frame* de camada física, como S1G_1M e S1G_LONG e os modos duplicado S1G_1MDUP. O primeiro possibilitaria investigar o comportamento em banda mais estreita, enquanto o segundo habilitaria o trabalho para o uso de múltiplos usuários (MIMO - *Multiple Input Multiple Output*). O terceiro caso, por sua vez, habilitaria uma maior tolerância à interferência em frequência estimulada no capítulo de Resultados. Ampliar o suporte a diferentes larguras de banda e MCS permitirá verificar ainda outras limitações. Um novo *encoder*, baseado em *Low Density Parity-Check* (LDPC) pode apresentar resultados superiores em relação à tolerância ao ruído, já que um menor SNR é necessário para a decodificação sem erros quando comparado com outros códigos como turbo e polar e o convolucional utilizado (TAHIR; SCHWARZ; RUPP, 2017).

Outra avaliação futura consiste em realizar a validação desta implementação em relação a soluções comerciais para o protocolo IEEE 802.11ah. Conforme informado, soluções comerciais passaram a estar disponíveis apenas no final de 2020.

Também pode-se avaliar o desempenho da implementação sob modelos de canais mais complexos, em situações de desvanecimento multipercurso ou em movimento, por exemplo.

Quanto a inovações nos algoritmos empregados, sugere-se expandir a lista de algo-

¹<https://github.com/bnervis/gr-ieee802-11ah>

ritmos de detecção de pacotes e estimação do canal. Como elencado na motivação, são inúmeras as ideias de algoritmos que são provadas através de simulações, mas que teriam seu valor aumentado se fossem desenvolvidas sobre um *framework* comum e replicável.

Nas contribuições mais imediatas, uma interface pode ser provida para realizar simulações entre os sinais já computados e permitir a variação de parâmetros. A sensibilidade do desempenho aos parâmetros não pôde ser estudada, mas a arquitetura modulável facilitaria a resposta a perguntas do tipo: i) qual o desempenho experimentado por protocolos que devem coexistir na mesma faixa de frequência? ii) Existe um ponto de equilíbrio de interferência versus desempenho para ambos os protocolos que ainda atenda aos desempenhos mínimos especificados para cada um?

Sugere-se também a implementação dos algoritmos para a subcamada de acesso, com os modos de disputa RAW e TWT. O primeiro modo separa as STA em grupos para que a disputa para o acesso ao meio seja otimizada, enquanto o segundo permite maiores tempos de hibernação de dispositivos. Ambos receberam numerosas contribuições no campo teórico, algumas das quais foram citadas brevemente no capítulo de Trabalhos Relacionados. Entretanto, não encontramos nenhuma implementação. O desenvolvimento destes modos elevaria o trabalho desenvolvido a uma STA e AP totalmente funcionais. Entretanto, há preocupações quanto à viabilidade, já que o tempo de resposta é diminuto e os recursos do computador e do sistema operacional, em termos de latência e vazão, podem não ser suficientes.

REFERÊNCIAS

ADAME, T. *et al.* IEEE 802.11AH: the wifi approach for m2m communications. **IEEE Wireless Communications**, New York, v. 21, n. 6, p. 144–152, dec 2014. DOI: 10.1109/MWC.2014.7000982. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7000982/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

AGILENT TECHNOLOGIES. **Advanced Design System 2008**: wlan design guide. [S.l.: s.n.], 2008. Disponível em: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/ads2008/pdf/dgwlan.pdf>. Acesso em: 10 jan. 2021.

AUST, S.; PRASAD, R. V. Advances in Wireless M2M and IoT: rapid sdr-prototyping of ieee 802.11ah. *In*: IEEE CONFERENCE ON LOCAL COMPUTER NETWORKS CONFERENCE, 39., 2014, Edmonton. **Proceedings [...]**. New York, [s.n.], 2014. p. 1–3. Disponível em: <http://www.ieeelcn.org/prior/LCN39/lcn39demos/Aust.pdf>. Acesso em: 10 jan. 2021.

BELLEKENS, B. *et al.* Outdoor IEEE 802.11ah Range Characterization Using Validated Propagation Models. *In*: IEEE GLOBAL COMMUNICATIONS CONFERENCE (GLOBECOM), 2017. **Proceedings [...]**. Singapore: IEEE, 2017. v. December, p. 1–6. DOI: 10.1109/GLOCOM.2017.8254515. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8254515/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

BISHNU, A.; BHATIA, V. Receiver for IEEE 802.11ah in Interference Limited Environments. **IEEE Internet of Things Journal**, New York, v. 5, n. 5, p. 4109–4118, oct. 2018. DOI: 10.1109/JIOT.2018.2867908. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8451873/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

BLOESSL, B. *et al.* Decoding IEEE 802.11a/g/p OFDM in software using GNU radio. *In*: MOBILE COMPUTING & NETWORKING - MOBICOM '13, 19., 2013, New York. **Proceedings [...]**. [S.l.]: ACM Press, 2013. p. 159. DOI: 10.1145/2500423.2505300. Disponível em: <http://dl.acm.org/citation.cfm?doid=2500423.2505300>. Acesso em: 10 jan. 2021.

BLOESSL, B. *et al.* A GNU Radio-based IEEE 802.15.4 Testbed. *In: GI/ITG KUVS FACHGESPRÄCH DRAHTLOSE SENSORNETZE (FGSN 2013)*, 12., 2013, Cottbus, Germany. **Proceedings** [...]. [S.l.: s.n.], 2013. p. 37–40. Disponível em: <https://d-nb.info/1114282693/34#page=43>. Acesso em: 10 jan. 2021.

BRASIL. Conselho Diretor da Agência Nacional de Telecomunicações. **Resolução ANATEL nº 680, de 29 de junho de 2017**. Aprova o Regulamento sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita e altera o Regulamento dos Serviços de Telecomunicações, o Regulamento de Gestão da Qualidade do Serviço de Comunicação Multimídia, o Regulamento do Serviço de Comunicação Multimídia e o Regulamento do Serviço Limitado Privado. Diário Oficial [da] República Federativa do Brasil, [Brasília, DF], v. Seção I, p. 4–5, 29 jun. 2017. Disponível em: <https://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2017/936-resolucao-680>. Acesso em: 10 jan. 2021.

BRASIL. Conselho Diretor da Agência Nacional de Telecomunicações. **Resolução ANATEL nº 726, de 05 de maio de 2020**. Altera o Regulamento sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita. Diário Oficial [da] República Federativa do Brasil, [Brasília, DF], v. Seção I, p. 13, 5 maio 2020. Disponível em: <https://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2020/1411-resolucao-726>. Acesso em: 10 jan. 2021.

CASAS, R. A. *et al.* An IEEE 802.11ah programmable modem. *In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON A WORLD OF WIRELESS, MOBILE AND MULTIMEDIA NETWORKS (WOWMOM)*, 16., 2015. **Proceedings** [...]. [S.l.], IEEE, 2015. p. 1–6. DOI: 10.1109/WoWMoM.2015.7158203. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7158203/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

LIU, C.-H.. On the Design of OFDM Signal Detection Algorithms for Hardware Implementation. *In: GLOBECOM '03. IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE*, 2003. **Proceedings** [...]. [S.l.], IEEE, 2003. v. 2, n. 2, p. 596–599. DOI: 10.1109/GLOCOM.2003.1258308. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1258308/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

DE POORTER, E. *et al.* Sub-GHz LPWAN Network Coexistence, Management and Virtualization: an overview and open research challenges. **Wireless Personal Communications**. [S.l.], v. 95, n. 1, p. 187–213, jul 2017. DOI: 10.1007/s11277-017-4419-5. Disponível em: <http://link.springer.com/10.1007/s11277-017-4419-5>. Acesso em: 10 jan. 2021.

DOMAZETOVIC, B.; KOCAN, E. Packet error rate in IEEE 802.11ah use case scenarios. *In: TELECOMMUNICATION FORUM (TELFOR)*, 2017. **Proceedings**

[...]. Belgrade: IEEE, 2017. p. 1–4. DOI: 10.1109/TELFOR.2017.824930. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8249307/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

ETTUS RESEARCH. **USRP Hardware Driver and USRP Manual: power level controls**. [S.l.: s.n.], 2020. Disponível em: https://files.ettus.com/manual/page_power.html. Acesso em: 10 jan. 2021.

FERNANDEZ, J. A.; STANCIL, D. D.; BAI, F. Dynamic channel equalization for IEEE 802.11p waveforms in the vehicle-to-vehicle channel. *In: ANNUAL ALLERTON CONFERENCE ON COMMUNICATION, CONTROL, AND COMPUTING (ALLERTON)*, 2010., 2010. **Proceedings** [...]. Allerton: IEEE, 2010. p. 542–551. DOI: 10.1109/ALLERTON.2010.5706954. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5706954/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

GNURADIO FOUNDATION. **GNURadio**. [S.l.: s.n.], 2001. Disponível em: <https://www.gnuradio.org/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

GONSIOROSKI, L. *et al.* Channel Measurement and Modeling for Path Loss Prediction in Vegetated Environment for IEEE 802.11ah Network. *In: IEEE LATIN-AMERICAN CONFERENCE ON COMMUNICATIONS (LATINCOM)*, 2020., 2020. **Proceedings** [...]. [S.l.], IEEE, 2020. p. 1–6. DOI: 10.1109/LATINCOM50620.2020.9282327. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9282327/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

HIGUCHI, K.; BENJEBBOUR, A. Non-orthogonal Multiple Access (NOMA) with Successive Interference Cancellation for Future Radio Access. **IEICE Transactions on Communications**. [S.l.], v. E98.B, n. 3, p. 403–414, 2015. DOI: 10.1587/transcom.E98.B.403. Disponível em: https://www.jstage.jst.go.jp/article/transcom/E98.B/3/E98.B_403/_article. Acesso em: 10 jan. 2021.

IEEE. **Specification Framework for TGah (11/1137r15)**. New York: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2013. 53 pp. Disponível em: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/11/11-11-1137-15-00ah-specification-framework-for-tgah.docx>. Acesso em: 10 jan. 2021.

IEEE. **TGah Channel Model - Proposed Text (11/0968r04ah)**. New York: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2015. 6 pp. Disponível em: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/11/11-11-0968-04-00ah-channel-model-text.docx>. Acesso em: 10 jan. 2021.

IEEE. **IEEE 802.11ah**: IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control MAC and Physical Layer PHY Specifications Amendment 2: Sub 1 GHz License Exempt Operation. New York: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2016a. DOI: 10.1109/IEEESTD.2008.4544755. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7920364>. Acesso em: 10 jan. 2021.

IEEE. **IEEE 802.11-2016** IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks - Specific requirements. Part 11: wireless lan medium access control mac and physical layer phy specifications. New York: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2016b. DOI: 10.1109/IEEESTD.2016.7786995. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7786995>. Acesso em: 10 jan. 2021.

IEEE. **Coexistence methods for 802.11 and 802-15-4-based systems operating in the sub 1 GHz frequency bands (19-19/71r3)**. New York: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2019. 49 pp. Disponível em: <https://mentor.ieee.org/802.19/dcn/19/19-19-0071-03-0003-coexistence-methods-for-802-11-and-802-15-4-based-systems-operating-in-the-sub-1-ghz-frequency-bands.docx>. Acesso em: 10 jan. 2021.

KEYSIGHT. **How Do I Measure the Bit Error Rate (BER) to a Given Confidence Level on the J-BERT M8020A and the M8040A**. [S.l.: s.n.], 2020. Disponível em: <https://www.keysight.com/main/editorial.jsp?ckey=1481106&id=1481106&nid=-11143.0.00&cc=BR&lc=por>. Acesso em: 10 jan. 2021.

KHAN, S.; ZEESHAN, M. Performance and Throughput Analysis of IEEE 802.11ah for Multiband Multimode Operation. *In*: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON WIRELESS PERSONAL MULTIMEDIA COMMUNICATIONS (WPMC), 2018., 2018. **Proceedings [...]**. [S.l.]: IEEE, 2018. v. 2018-November, p. 150–155. DOI: 10.1109/WPMC.2018.8712956. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8712956/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

KIM, M.-C.; KIM, Y.-T. Design and Implementation of IEEE 802.11ah (HaLow) Dongle for IoT Wireless Networking. *In*: ASIA-PACIFIC NETWORK OPERATIONS AND MANAGEMENT SYMPOSIUM (APNOMS), 2020., 2020. **Proceedings [...]**. [S.l.]: IEEE, 2020. p. 361–364. DOI: 10.23919/APNOMS50412.2020.9237023. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9237023/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

LIU, Y. *et al.* Coexistence of 802.11ah and 802.15.4g networks. *In*: IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING CONFERENCE (WCNC), 2018., 2018.

Proceedings [...]. [S.l.]: IEEE, 2018. v. 2018-April, p. 1–6. DOI:

10.1109/WCNC.2018.8376972. Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8376972/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

MITOLA, J. The software radio architecture. **IEEE Communications Magazine**, New York, v. 33, n. 5, p. 26–38, maio 1995. DOI: 10.1109/35.393001. Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/393001/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

MORENO, B. R.. **A study of IEEE 802.11ah and its SDR implementation**. 2016 Degree Final Project (Engenharia Elétrica) — École d'ingénieurs généraliste dans les domaines des nouvelles technologies — Paris, France, 2016. Disponível em:

<https://academica->

[e.unavarra.es/xmlui/bitstream/handle/2454/22446/TFE_RemirezMoreno.pdf](https://academica-e.unavarra.es/xmlui/bitstream/handle/2454/22446/TFE_RemirezMoreno.pdf). Acesso em: 10 jan. 2021.

NEWRACOM. **NRC7292EVK: ieee802.11ah wi-fi module evaluation kit**. [S.l.: s.n.],

2020. Disponível em: <https://www.newracom.com/product/nrc7292-evk/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

POLAK, L.; JURAK, P.; MILOS, J. MATLAB-Based PHY Simulators for Performance Study of the IEEE 802.11ah/af Systems. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON TELECOMMUNICATIONS AND SIGNAL PROCESSING (TSP), 2020.*, 2020.

Proceedings [...]. [S.l.], IEEE, 2020. p. 184–187. DOI:

10.1109/TSP49548.2020.9163438. Disponível em:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9163438/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

ROBYNS, P. *et al.* **gr-lora: an efficient lora decoder for GNU Radio**. [S.l.: s.n.], 2020.

Disponível em: <https://github.com/rpp0/gr-lora>. Acesso em: 10 jan. 2021.

SANTI, S. *et al.* Accurate Energy Modeling and Characterization of IEEE 802.11ah RAW and TWT. **Sensors**, [s.l.], v. 19, n. 11, p. 2614, jun 2019. DOI:

10.3390/s19112614. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1424-8220/19/11/2614>.

Acesso em: 10 jan. 2021.

SEMTECH. **LoRa Modulation Basics AN1200.22**. [S.l.: s.n.], 2015. Disponível em:

<http://www.semtech.com/images/datasheet/an1200.22.pdf>. Acesso em: 10 jan. 2021.

SOUROUR, E.; EL-GHOROURY, H.; MCNEILL, D. Frequency offset estimation and correction in the IEEE 802.11a WLAN. *In: IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC-FALL), 60.*, 2004. **Proceedings [...]. [S.l.]: IEEE, 2004. v. 7, p.**

4923–4927. DOI: 10.1109/VETECF.2004.1405033. Disponível em:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/1405033/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

TAHIR, B.; SCHWARZ, S.; RUPP, M. BER comparison between Convolutional, Turbo, LDPC, and Polar codes. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON TELECOMMUNICATIONS (ICT), 2017., 2017. Proceedings [...]*. Limassol: IEEE, 2017. p. 1–7. DOI: 10.1109/ICT.2017.7998249. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7998249/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

SILEX TECHNOLOGY. **SX-NEWAH**: industrys first 802.11ah wi-fi solution for iot devices. [*S.l.: s.n.*], 2020. Disponível em: <https://www.silextechnology.com/connectivity-solutions/embedded-wireless/sx-newah>. Acesso em: 10 jan. 2021.

TIAN, L. *et al.* Implementation and Validation of an IEEE 802.11ah Module for ns-3. *In: WORKSHOP ON NS-3 - WNS3 '16, 2016, New York. Proceedings [...]*. New York: ACM Press, 2016. n. Jan., p. 49–56. DOI: 10.1145/2915371.2915372. Disponível em: <http://dl.acm.org/citation.cfm?doid=2915371.2915372>. Acesso em: 10 jan. 2021.

TSCHIMBEN, S.; GIFFORD, K.; BROWN, R. IEEE 802.11ah SDR Implementation and Range Evaluation. *In: IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING CONFERENCE (WCNC), 2019., 2019. Proceedings [...]*. Marrakech: IEEE, 2019. v. 2019-April, p. 1–6. DOI: 10.1109/WCNC.2019.8885445. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8885445/>. Acesso em: 10 jan. 2021.

WANG, H.; FAPOJUWO, A. O. A Survey of Enabling Technologies of Low Power and Long Range Machine-to-Machine Communications. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, [*s.l.*], v. 19, n. 4, p. 2621–2639, 2017. DOI: 10.1109/COMST.2017.2721379. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7962157/>. Acesso em: 10 jan. 2021.