

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**SIMULAÇÃO DA CAMADA FÍSICA DO PROTOCOLO
IEEE 802.11AC UTILIZANDO A FERRAMENTA MATLAB**

Willian Lopes Machado

Brasília, julho de 2015

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**SIMULAÇÃO DA CAMADA FÍSICA DO PROTOCOLO
IEEE 802.11AC UTILIZANDO A FERRAMENTA MATLAB**

Willian Lopes Machado

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro de Redes de Comunicação*

Banca Examinadora

Prof. André Noll Barreto, ENE/UnB
Orientador

Prof. João Paulo Leite, ENE/UnB
Membro Interno

Rafhael Medeiros de Amorim, INdT
Membro Externo

Dedicatória

A todos que acreditaram que este trabalho poderia ser bem sucedido.

Willian Lopes Machado

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por nunca me ter feito desistir do meu ideal de se tornar um engenheiro; à família, pela compreensão; à Universidade de Brasília, pela oportunidade e pelo conhecimento que pôde me proporcionar; aos colegas que conheci durante estes mais de cinco anos, sobretudo à rapaziada do sindicato; ao meu orientador, pela sugestão de projeto final e pelo conhecimento compartilhado; ao Fadhil, pela permissão do uso de algumas imagens, pois não sei nada de photoshop; e ao meu processador, que, embora tenha dado sinais de exaustão, resistiu pelo menos até o fim da graduação.

Willian Lopes Machado

RESUMO

Este trabalho tem por finalidade a simulação e análise de transmissões sem fio em Matlab do novo padrão IEEE 802.11ac, também conhecido como VHT (*Very High Throughput*), aprovado em dezembro de 2013. Muitas das características das versões anteriores, sobretudo IEEE 802.11n, se mantiveram na nova versão, mas os principais ganhos em camada física possibilitam transmissões com alta taxa de dados, alcançando quase 7 Gbps em sua máxima capacidade de operação (largura de banda de 160 MHz, modulação 256-QAM com taxa de código 5/6, oito fluxos espaciais e intervalo de guarda curto entre símbolos OFDM). No simulador usado, já era possível simular transmissões com os padrões IEEE 802.11a e IEEE 802.11n. O principal objetivo deste trabalho foi incluir algumas das novas características da camada física do padrão IEEE 802.11ac e garantir coexistência com IEEE 802.11a e IEEE 802.11n. Alguns deles são o novo formato do preâmbulo para redes IEEE 802.11ac, o mapeamento e o demapeamento da nova ordem de modulação 256-QAM e transmissões com 80 MHz e 160 MHz.

ABSTRACT

This work has as purpose the simulation and analysis of wireless transmissions in Matlab of the new standard IEEE 802.11ac, also known as VHT (*Very High Throughput*), approved in December 2013. Many of the features of the previous versions, specially IEEE 802.11n, have been maintained on the new one, but the main gains on the physical layer enable transmissions with high data rate, reaching almost 7 Gbps on its maximum operation capability (bandwidth of 160 MHz, 256-QAM modulation with code rate of 5/6, eight spatial streams and short guard interval between OFDM symbols). In the simulator used, it was already possible to simulate transmissions with IEEE 802.11a and IEEE 802.11n standards. The main goal of this work was to include some of the new features of the physical layer of the standard IEEE 802.11ac and to make sure coexistence with IEEE 802.11a and IEEE 802.11n. Some of them are the new format of the preamble to IEEE 802.11ac networks, the mapper and demapper of the new 256-QAM order of modulation and transmissions with 80 MHz and 160 MHz.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTO	1
1.2	OBJETIVOS DO TRABALHO	2
1.3	DESCRIÇÃO DO TRABALHO	2
1.4	APRESENTAÇÃO DA REDAÇÃO	2
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	3
2.1	INTRODUÇÃO	3
2.2	O CANAL SEM FIO	3
2.3	MODELOS DE DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA	5
2.3.1	PERDA DE PERCURSO	5
2.3.1.1	MODELO DE FRIIS	5
2.3.1.2	MODELO DE DOIS RAIOS	5
2.3.1.3	MODELO LEI DE POTÊNCIA	6
2.3.2	SOMBREAMENTO	6
2.4	MODELOS DE DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA	7
2.4.1	ESPALHAMENTO DE ATRASO	7
2.4.2	DESVANECIMENTO POR EFEITO DOPPLER	8
2.4.3	DISTRIBUIÇÕES ESTATÍSTICAS DE RICE E RAYLEIGH	8
2.5	TRANSMISSÃO COM MIMO	9
2.5.1	MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL	9
2.5.2	DIVERSIDADE ESPACIAL	11
2.5.2.1	<i>Selection Combining</i>	11
2.5.2.2	<i>Maximum Ratio Combining</i>	12
2.5.2.3	CÓDIGOS EM BLOCO ESPÁCIO-TEMPORAIS (STBC)	13
2.6	OFDM	14
2.6.1	PREFIXO CÍCLICO	15
2.6.2	PROBLEMA DA POTÊNCIA DE PICO	15
3	IEEE 802.11AC	17
3.1	SUBPORTADORAS DE DADOS E PILOTOS	19
3.2	MU-MIMO	19
3.3	MCS	20

3.4	FORMATO DO QUADRO EM CAMADA FÍSICA	21
3.5	TRANSMISSÃO DE UM QUADRO IEEE 802.11AC.....	23
3.6	DEMAPEAMENTO POR LLR (<i>Log-Likelihood Ratio</i>).....	25
4	RESULTADOS	27
4.1	AMBIENTE DE SIMULAÇÃO	27
4.1.1	MODELOS DE CANAIS	28
4.2	RESULTADOS ALCANÇADOS.....	29
4.2.1	LLR PARA 256-QAM.....	29
4.2.2	BER EM FUNÇÃO DE MCS	31
4.2.2.1	CANAIS DO TIPO B	31
4.2.2.2	CANAIS DO TIPO E	33
4.2.3	BER EM FUNÇÃO DA LARGURA DE BANDA.....	33
4.2.4	BER EM FUNÇÃO DO PREFIXO CÍCLICO	35
4.2.5	STBC E SISO	38
5	CONCLUSÕES	40
5.1	CONCLUSÕES DO TRABALHO	40
5.2	TRABALHOS FUTUROS.....	41
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	42

LISTA DE FIGURAS

2.1	Desvanecimento em larga escala vs. Desvanecimento em pequena escala. Fonte: [1]. .	4
2.2	Modelo de dois raios para perda de percurso. Fonte: [2].	6
2.3	Exemplo de multiplexagem espacial com três antenas.	10
2.4	Canal de múltiplas antenas. Fonte: [2].	10
2.5	Exemplo de diversidade espacial com três antenas.	12
2.6	<i>Selection Combining</i> . Fonte: [3].	12
2.7	<i>Maximum Ratio Combining</i> . Fonte: [3].	12
2.8	Resposta em frequência de um sistema de transmissão com multicanais. Fonte: [4].	14
2.9	Cópia e inserção das últimas v amostras para formação do prefixo cíclico. Fonte: [3].	15
3.1	Formatos de quadros IEEE 802.11n: <i>Greenfield</i> (acima) e <i>Mixed</i> (abaixo). Fonte: [5].	18
3.2	Transmissão com multiusuários.	20
3.3	Formato de quadro VHT. Fonte: [6].	22
3.4	Transmissão de um quadro com código convolucional e 160 MHz. Fonte: [7].	24
3.5	Constelação 16-QAM	26
3.6	Regiões de definição para b_0 em fase.	26
3.7	LLR para os <i>bits</i> em fase em 16-QAM	26
4.1	LLR para os <i>bits</i> em fase em 256-QAM	31
4.2	BER por SNR para canal de 80 MHz do tipo B com prefixo cíclico de 800 ns	32
4.3	BER por SNR para canal de 160 MHz do tipo B com prefixo cíclico de 800 ns	32
4.4	BER por SNR para canal de 80 MHz do tipo E com prefixo cíclico de 800 ns	33
4.5	BER por SNR para canal de 160 MHz do tipo E com prefixo cíclico de 800 ns	33
4.6	BER por SNR em função da largura de banda para MCS 0	34
4.7	BER por SNR em função da largura de banda para MCS 5	34
4.8	BER por SNR em função da largura de banda para MCS 8	34
4.9	Resposta em frequência para um canal de 20 MHz do tipo B	35
4.10	Resposta em frequência para um canal de 160 MHz do tipo B	35
4.11	BER em função do prefixo cíclico em canais de 20 MHz do tipo B	36
4.12	BER em função do prefixo cíclico em canais de 160 MHz do tipo B	36
4.13	BER em função do prefixo cíclico em canais de 80 MHz do tipo E	37
4.14	BER em função do prefixo cíclico em canais de 80 MHz sem multipercurso	37
4.15	BER em função do prefixo cíclico em canais de 160 MHz sem multipercurso	38
4.16	STBC vs. SISO em 80 MHz em canal do tipo B	38

4.17 STBC vs. SISO em 160 MHz em canal do tipo B.....	39
4.18 STBC vs. SISO em 80 MHz em canal do tipo E	39

LISTA DE TABELAS

2.1	Expoente para perda de percurso	7
2.2	Esquema de Alamouti	13
2.3	Rotação de subportadoras	16
3.1	Comparação entre IEEE 802.11n e IEEE 802.11ac	18
3.2	Atribuição de subportadoras em símbolo OFDM	19
3.3	Esquema de modulação e codificação no IEEE 802.11ac	21
3.4	MCSes inválidas em função de N_{ss}	21

LISTA DE ABREVIATURAS

Acrônimos

AGC	Automatic Gain Control
AP	Access Point
ASK	Amplitude-Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
CRC	Cyclic Redundancy Code
CSD	Cyclic Shift Diversity
DFT	Discrete Fourier Transform
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
GF	Greenfield Format
HD	High Definition
HT	High Throughput
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISI	Intersymbol Interference
LDPC	Low Density Parity Check
LNA	Low Noise Amplifier
L-LTF	Non-HT (Legacy) Long Training Field
L-SIG	Non-HT (Legacy) Signal Field
L-STF	Non-HT (Legacy) Short Training Field
LOS	Line-of-Sight
MAC	Medium Access Control
MCS	Modulation and Coding Scheme
MF	Mixed Format
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximum Ratio Combining

Acrônimos

NDP	Null Data Packet
NLOS	Non-Line-of-Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PDF	Probability Density Function
PLCP	Physical Layer Convergence Procedure
PPDU	PLCP Protocol Data Unit
PSDU	PLCP Service Data Unit
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shifting Keying
RMS	Root Mean Square
SC	Selection Combining
SDM	Space Division Multiplexing
SDMA	Space Division Multiple Access
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Coding
VHT	Very High Throughput
VHT-LTF	Very High Throughput Long Training Field
VHT-SIG	Very High Throughput Signal Field
VHT-STF	Very High Throughput Short Training Field
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero-Forcing

Abreviaturas

n	Expoente para modelo de perda de percurso
B_c	Banda de coerência
B_{sc}	Banda de cada subportadoras
B_w	Banda do sinal
f_c	Frequência da portadora
f_d	Espalhamento Doppler
N_{ss}	Quantidade de fluxos espaciais
N_{rx}	Quantidade de antenas receptoras
N_{tx}	Quantidade de antenas transmissoras
R_x	Receptor
T_c	Tempo de coerência
T_s	Tempo de símbolo
T_x	Transmissor
τ	Espalhamento de atraso do canal
τ_{RMS}	Espalhamento de atraso RMS
c	Velocidade da luz no vácuo

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

O padrão IEEE 802.11 foi criado pelo IEEE no final dos anos 90 para redes locais sem fio, conhecidas como WLANs. Embora não chegue a substituir as redes locais cabeadas, sobretudo devido às altas taxas de dados que o *Ethernet* dispõe aos usuários, as redes sem fio se destacam por prover mobilidade.

Nos primórdios da Internet, a maioria das aplicações eram principalmente serviços de *e-mail* e salas de bate-papo. Quase duas décadas depois, outros serviços que demandam taxas de dados mais altas surgiram, como, por exemplo, vídeos em HD (Alta definição), jogos *multiplayer* e videoconferências. Além disso, os usuários não se conectam mais a apenas redes domésticas, mas também a *hotspots*, locais públicos onde se encontram pontos de acesso como aeroportos, cafés, *shopping centers* e hotéis. Isso requer mudanças na tecnologia que possibilitem taxas de transmissão cada vez maiores, principalmente na camada física.

Em seus primórdios, as transmissões sem fio alcançavam taxas de 1 a 2 Mbps e utilizavam técnicas de modulação como DSSS (Espectro espalhado por sequência direta) e FHSS (Espectro espalhado por salto em frequência), como visto em [8] e [9]. Ambas se baseiam em espalhamento espectral, no qual o sinal é transmitido com uma largura de banda maior do que realmente é necessária. Esse sinal banda larga parecerá ruído para os demais sinais, apresentando robustez por ser difícil de ser detectado. A partir da versão IEEE 802.11a, aprovada em 1999, passou-se a empregar como técnica de modulação o OFDM (Multiplexação por divisão de frequência ortogonal), no qual a mensagem é transmitida em múltiplas portadoras em vez de uma portadora única, como nas tradicionais técnicas digitais ASK, PSK e QAM [10]. Uma breve explicação sobre OFDM se encontra na Seção 2.6, além de em [3], [4] e [11].

Porém, um dos maiores avanços observados quando se fala em transmissões sem fio é o emprego de múltiplas antenas transmissoras e receptoras, arranjo de antenas conhecido no meio acadêmico e na indústria como MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*). MIMO passou a ser empregado a partir do padrão IEEE 802.11n, podendo comportar até quatro fluxos espaciais, o que permite que se alcance taxas teóricas de até 600 Mbps [8]. Como parte da busca por maiores taxas, o padrão

IEEE 802.11ac permite o uso de até oito fluxos espaciais. Além disso, com MIMO, não apenas é possível prover altas taxas, mas também robustez à transmissão, melhorando a SNR (Relação sinal-ruído) para um determinado canal quando a quantidade de antenas transmissoras é diferente da quantidade de antenas receptoras. MIMO será tratado no Capítulo 2.

1.2 Objetivos do trabalho

O trabalho visa a análise da transmissão a nível de camada física seguindo o padrão IEEE 802.11ac em função de diferentes parâmetros tais como largura de banda do canal, arranjo de antenas, tipos de canais com diferentes respostas em frequência e comprimento do prefixo cíclico entre símbolos OFDM. Curvas de BER (Taxa de erro de *bit*) por SNR foram levantadas para efeito de comparação e análise, além da resposta em frequência de cada tipo de canal utilizado na simulação, de acordo também com sua largura de banda.

1.3 Descrição do trabalho

O trabalho consiste na simulação de um enlace sem fio em banda base do protocolo IEEE 802.11ac em ambiente Matlab. Um simulador [12] já havia sido criado para os padrões IEEE 802.11a e IEEE 802.11n operando apenas com SISO - apenas uma antena transmissora e uma receptora - e Alamouti 2x1, ou seja, diversidade no espaço com duas antenas de transmissão e uma de recepção. No novo padrão IEEE 802.11ac, é possível a transmissão de dados em canais de 80 MHz, 80+80 MHz (um canal de 160 MHz descontínuo) e 160 MHz contínuo. Para a transmissão com OFDM, as subportadoras de dados, pilotos e nulas foram alocadas de acordo com a norma do IEEE que trata de transmissões abaixo de 6 GHz [7], baseada em [8]. Na parte de recepção, funções foram criadas que possibilitem o tratamento dos dados com multiplexação espacial.

1.4 Apresentação da redação

O Capítulo 2 apresenta uma fundamentação teórica sobre as principais características do meio sem fio, múltiplas antenas e OFDM. O Capítulo 3 trata do padrão IEEE 802.11ac e suas principais características de camada física. A seguir, o Capítulo 4 apresenta os resultados das simulações realizadas e, por fim, o Capítulo 5 traz a conclusão do trabalho e as perspectivas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 Introdução

Este capítulo é dedicado à descrição do canal sem fio. Na Seção 2.2, abordam-se as principais características de uma transmissão em radiofrequência, com destaque às diferenças existentes entre esta e uma transmissão por rede cabeada. A Seção 2.3 apresenta os principais modelos de desvanecimento em larga escala, enquanto que a Seção 2.4 trata dos modelos de desvanecimento em pequena escala. A Seção 2.5 descreve algumas das técnicas que podem ser empregadas com múltiplas antenas. Por fim, a Seção 2.6 trata de transmissões ortogonais com multiportadoras, conhecidas como OFDM, usadas nas versões mais recentes do IEEE 802.11.

2.2 O canal sem fio

Diferentemente das redes cabeadas, caracterizadas por seu comportamento quase estático e previsível, as redes sem fio são sobretudo aleatórias e dinâmicas, o que impede uma análise precisa do sistema e a obtenção de um modelo que as caracterize. Isso ocorre não apenas porque os usuários podem ser móveis, aproximando-se ou afastando-se da fonte, mas também porque o próprio canal de comunicação está propenso a alterações durante a transmissão. Além disso, durante sua propagação, as ondas de rádio estão sujeitas a fenômenos como reflexão, difração e espalhamento.

A reflexão é um fenômeno físico que ocorre quando a onda eletromagnética incide sobre uma superfície de dimensões maiores que seu comprimento de onda λ . A onda então é refletida para o meio no qual estava se propagando, podendo ser parcial ou totalmente refletida.

A difração ocorre quando o caminho entre o transmissor e o receptor é obstruído por superfícies pontiagudas ou pequenas aberturas. Pela incidência da onda eletromagnética, novas ondas surgem em torno do obstáculo, úteis para a formação de novos caminhos entre transmissor e receptor, mesmo quando não há linha de visada.

O espalhamento se refere às múltiplas cópias do mesmo sinal que são geradas quando este incide sobre uma superfície. Tais componentes podem ser atenuadas em amplitude, atrasadas no tempo

e apresentar deslocamentos de frequência e/ou fase em comparação com a componente LOS do sinal.

Além de sofrer interferência do tipo de ruído mais comum, conhecido como AWGN (Ruído Gaussiano branco aditivo), o meio sem fio sofre com variações aleatórias do sinal em amplitude e frequência, fenômeno conhecido como desvanecimento. Em resumo, o meio sem fio está sujeito a:

- Perda de percurso: conforme atravessa o meio de transmissão, o sinal é atenuado, mesmo em espaço livre. Quanto maior a distância entre transmissor e receptor, maior a atenuação do sinal;
- Sombreamento: assim como a luz, as ondas eletromagnéticas podem ser atenuadas por objetos de grandes dimensões como prédios e árvores;
- Múltiplos percursos: ocorre sobretudo devido a reflexões do sinal propagado. Diferentes porções da onda eletromagnética chegam ao receptor com diferentes fases e amplitudes.

O desvanecimento pode ser classificado em dois tipos diferentes: desvanecimento em larga escala e desvanecimento em pequena escala. Perda de percurso e sombreamento são exemplos de desvanecimento em larga-escala, pois ocorrem a medida que um usuário móvel percorre uma grande distância. Já o desvanecimento em pequena escala é caracterizado por rápidas variações em amplitude e fase do sinal devido aos múltiplos percursos quando a estação móvel se desloca por pequenas distâncias. A relação entre os desvanecimentos em larga e pequena escala é ilustrada na Figura 2.1.

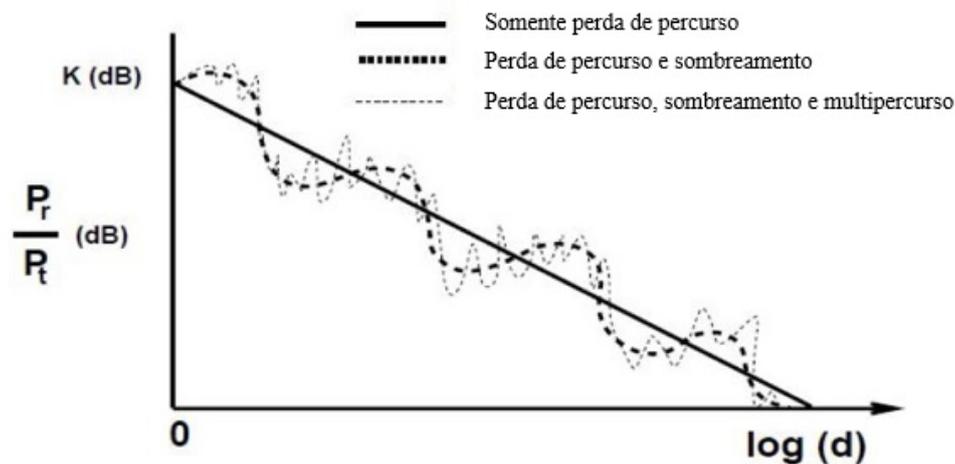


Figura 2.1: Desvanecimento em larga escala vs. Desvanecimento em pequena escala. Fonte: [1].

2.3 Modelos de desvanecimento em larga escala

2.3.1 Perda de percurso

2.3.1.1 Modelo de Friis

O modelo para perda de percurso mais comumente usado é o de espaço livre, também conhecido como modelo de Friis. Nele, considera-se que há visada direta entre transmissor e receptor e que a onda não é refletida. A potência do sinal recebido P_r é inversamente proporcional ao quadrado da distância d entre as antenas transmissora e receptora [1]:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L}, \quad (2.1)$$

onde P_t representa a potência transmitida; G_t e G_r são os ganhos das antenas transmissora e receptora, respectivamente; λ é o comprimento de onda; e L é a perda do sistema que independe do meio de propagação, caracterizada sobretudo pela atenuação em sistemas de *hardware*, como linhas de transmissão, cabos e filtros. No geral, $L \geq 1$, mas, por simplificação, considera-se $L = 1$. Pela Equação 2.1, observa-se que, como $\lambda = \frac{c}{f_c}$ (onde c representa a velocidade da luz no vácuo e f_c , a frequência da portadora), a potência recebida é também inversamente proporcional ao quadrado da frequência da onda da portadora. Portanto, transmissões em altas frequências apresentam como desvantagem o curto alcance. Para $L = 1$, a atenuação do sinal em espaço livre é dada pela diferença entre a potência transmitida e a potência recebida:

$$PL_F(d)[dB] = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log \left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (2.2)$$

No caso em que os ganhos das antenas são unitários, isto é, $G_t = G_r = 1$, a expressão (2.2), em função da frequência em Hz e da distância em metros, se torna:

$$PL_F(d)[dB] = 20 \log(f) - 147,55 + 20 \log(d) \quad (2.3)$$

2.3.1.2 Modelo de dois raios

Outro modelo comumente usado é o modelo de dois raios [1], em que, além da componente com visada direta, uma segunda componente do sinal, geralmente refletida no solo, também compõe o sinal recebido.

Dado que as alturas das antenas transmissora e receptora em relação ao solo sejam h_t e h_r , respectivamente, a potência recebida é:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.4)$$

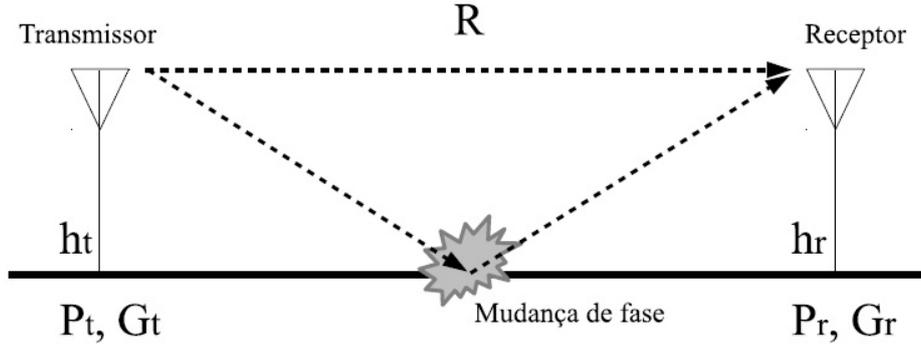


Figura 2.2: Modelo de dois raios para perda de percurso. Fonte: [2].

Percebe-se que, nesse modelo, a potência no receptor não depende da frequência da onda da portadora e é inversamente proporcional à quarta potência da distância entre as antenas. Considerando-se os ganhos das antenas unitários, a expressão de perda de percurso para o modelo de dois raios é:

$$PL_F(d)[dB] = -20 \log(h_t h_r) + 40 \log(d) \quad (2.5)$$

2.3.1.3 Modelo Lei de potência

Um modelo ainda mais geral para perda de percurso envolve um expoente de perda n - medido empiricamente -, que pode variar de 1,6 a 6, dependendo do ambiente e pode ser expresso por:

$$PL(d)[dB] = PL_0(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right), \quad (2.6)$$

onde d_0 é uma distância de referência (é definida de acordo com o ambiente de medição) e PL_0 , a atenuação do sinal medida na distância d_0 . No modelo de Friis para perda de percurso (Equação 2.3), $PL_0(d_0) = 20 \log(f) - 147,55$ e $n = 2$. No modelo de dois raios para perda de percurso (Equação 2.5), $PL_0(d_0) = -20 \log(h_t h_r)$ e $n = 4$. Valores típicos para n são mostrados na Tabela 2.1, de acordo com [1].

2.3.2 Sombreamento

Um modelo mais apropriado para perda de percurso deve levar em consideração não somente a distância que separa transmissor e receptor mas também obstáculos como prédios e árvores, que bloqueiam parte do sinal e contribuem igualmente para a sua degradação. Como modelar a localização de cada objeto em um canal sem fio é praticamente impossível, leva-se em consideração um efeito aleatório que representa o bloqueio do sinal por objetos cujas dimensões são superiores ao comprimento de onda do sinal: o sombreamento. Ele é tipicamente modelado como uma variável

Tabela 2.1: Expoente para perda de percurso

Ambiente	Expoente n
Espaço livre	2
Célula de rádio em área urbana	2,7 – 3,5
Célula de rádio em área com sombreamento	3 – 5
Prédio com linha de visada	1,6 – 1,8
Obstruções em prédio	4 – 6
Obstruções em fábrica	2 – 3

aleatória lognormal [3]:

$$X_\sigma = 10^{\frac{x_\sigma}{10}}, \quad (2.7)$$

onde $x_\sigma \sim N(0, \sigma_s^2)$, isto é, é uma variável aleatória com distribuição Gaussiana com média 0 e variância σ_s^2 , expresso em dB.

Assim, um modelo mais apropriado para o desvanecimento em larga escala é dado por:

$$PL(d)[dB] = PL_0(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + x_\sigma \quad (2.8)$$

2.4 Modelos de desvanecimento em pequena escala

O efeito de desvanecimento em pequena escala [1] ocorre sobretudo por dois fenômenos distintos: multipercurso e efeito Doppler. No primeiro deles, rápidas variações do nível do sinal devido aos múltiplos caminhos que o sinal espalhado pode percorrer são observadas no receptor. Cada versão do sinal está sujeita a mudanças de fase e a diferentes níveis de atenuação, o que leva a interferências destrutivas ou construtivas. Já o efeito Doppler está relacionado ao deslocamento relativo entre a estação móvel e/ou o transmissor e/ou dos objetos em volta, o que causa mudanças no canal de transmissão. Mesmo deslocamentos a uma pequena distância podem resultar em uma grande variação em amplitude do sinal recebido.

2.4.1 Espalhamento de atraso

Um dos conceitos mais importantes em se tratando de canais sem fio é o de espalhamento de atraso τ , definido como o tempo de chegada entre a primeira componente do sinal recebido (geralmente com linha de visada) e a componente com maior atraso. Já o espalhamento de atraso RMS τ_{RMS} fornece a dimensão da resposta do canal no tempo. Como regra geral, considera-se $\tau \approx 5\tau_{RMS}$ [3]. O equivalente para o espalhamento de atraso no domínio da frequência é a banda de coerência B_c , que dimensiona a máxima separação entre as frequências f_1 e f_2 para a qual a resposta do canal é ainda correlatada, ou seja,

$$|f_1 - f_2| \leq B_c \Rightarrow H(f_1) \approx H(f_2), \quad (2.9)$$

em que H é a resposta em frequência do canal. Para um sinal cuja largura de banda é menor do que a banda de coerência do sinal, isto é, $B_w < B_c$, o sinal transmitido se submete a desvanecimento plano, no qual apresenta ganho praticamente constante e fase linear durante a transmissão. Por outro lado, para sinais em que B_w é maior do que B_c , o sinal recebido é composto por múltiplas cópias atenuadas e atrasadas no tempo do sinal transmitido, resultando em distorção do sinal transmitido. Tal desvanecimento é portanto seletivo em frequência. Embora não exista uma relação exata entre B_c e τ , eles estão relacionados por:

$$B_c \approx \frac{1}{\tau} \quad (2.10)$$

2.4.2 Desvanecimento por efeito Doppler

O espalhamento Doppler caracteriza a taxa de variação do canal e o espectro de potência Doppler máximo está limitado ao intervalo $\Delta f = (-f_d, f_d)$. O espalhamento Doppler f_d é dado pela seguinte equação:

$$f_d = \frac{vf_c}{c}, \quad (2.11)$$

em que v é a velocidade máxima observada entre transmissor T_x e receptor R_x ; f_c é a frequência da onda portadora; e c é a velocidade da luz no vácuo.

O análogo ao espalhamento Doppler no domínio do tempo é o tempo de coerência T_c , que fornece o intervalo de tempo sobre o qual o canal permanece correlatado:

$$|t_1 - t_2| \leq T_c \Rightarrow H(t_1) \approx H(t_2) \quad (2.12)$$

Para transmissão com altas taxas de dados, o tempo de transmissão de um símbolo T_s é geralmente muito menor do que o tempo de coerência do canal, isto é, $T_s \ll T_c$. Neste caso, durante a transmissão de um símbolo, o canal permanece praticamente constante, fenômeno chamado de desvanecimento lento. Em contrapartida, se $T_s \gg T_c$, a resposta ao impulso do canal varia durante a transmissão do símbolo, o que equivale ao desvanecimento rápido. Devido às altas taxas que os processos requerem cada vez mais, desvanecimento rápido pouco ocorre na prática.

2.4.3 Distribuições estatísticas de Rice e Rayleigh

Dado que as características do canal sem fio variam com o tempo, a frequência e o espaço, modelos estatísticos foram desenvolvidos de forma a levar em consideração a variação da envoltória do sinal recebido sob desvanecimento plano, no qual $T_s > \tau$ e $B_w < B_c$. Os dois mais importantes são o modelo de Rice e o de Rayleigh.

O modelo de Rice descreve a distribuição da potência do sinal recebido quando há uma componente de sinal dominante, geralmente a componente LOS. O modelo é caracterizado por dois parâmetros: K , a razão entre as potências da componente dominante μ^2 e das demais componentes de multipercurso P_r ; e P_t , a potência total média.

$$K = \frac{\mu^2}{P_r} = \frac{\mu^2}{2\sigma^2} \quad (2.13)$$

Na Equação 2.13, σ^2 é a variância da potência média das componentes espalhadas não-dominantes. A potência média total do sinal recebido sob desvanecimento Rayleigh é $P_t = \mu^2 + 2\sigma^2$, cuja PDF (Função Densidade de Probabilidade) é dada por:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + \mu^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x\mu}{\sigma^2}\right), \quad (2.14)$$

em que I_0 é a função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem zero. A PDF de Rayleigh, em função apenas dos parâmetros K e P_t , é:

$$f(x) = \frac{2(K+1)x}{P_t} \exp\left(-K - \frac{(K+1)x^2}{P_t}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)}{P_t}}\right) \quad (2.15)$$

No caso em que $K = 0$, não há uma componente dominante, o que caracteriza o modelo de desvanecimento de Rayleigh, um caso particular do de Rice.

2.5 Transmissão com MIMO

Um dos maiores avanços da tecnologia em redes sem fio, sobretudo em camada física, é o emprego de múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras, arranjo conhecido como MIMO. Com MIMO, é possível transmitir dados independentes através das múltiplas antenas - esquema chamado de SDM (Multiplexação por Divisão no Espaço) - ou transmitir e/ou receber o mesmo fluxo de dados por meio de múltiplas antenas - esquema conhecido como diversidade espacial - para prover confiabilidade à transmissão, visto que diferentes antenas possibilitam a transmissão por diferentes canais de propagação, com diferentes níveis de atenuação. Nos dois casos, a transmissão ocorre sem aumento da largura de banda, ao contrário das diversidades em tempo e em frequência.

2.5.1 Multiplexação espacial

Supondo um sistema com N_{tx} antenas transmissoras e N_{rx} antenas receptoras, multiplexação espacial é implementada transmitindo-se diferentes fluxos de dados N_{ss} em diferentes antenas.

Como exemplo, no caso da Figura 2.3, três antenas são usadas para transmitir três símbolos diferentes ao mesmo tempo, aumentando a taxa de dados do sistema sem qualquer custo adicional de largura de banda ou potência.

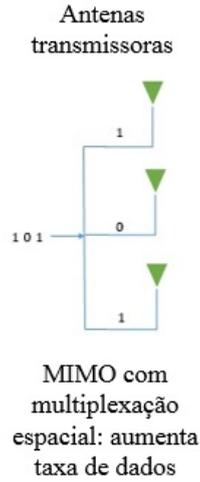


Figura 2.3: Exemplo de multiplexagem espacial com três antenas.

No caso mais geral, a quantidade máxima de fluxos espaciais N_{ss} que pode ser transmitida é dada por $\min(N_{tx}, N_{rx})$. Considerando que $N_{ss} \leq \min(N_{tx}, N_{rx})$, o cenário equivale ao da Figura 2.4:

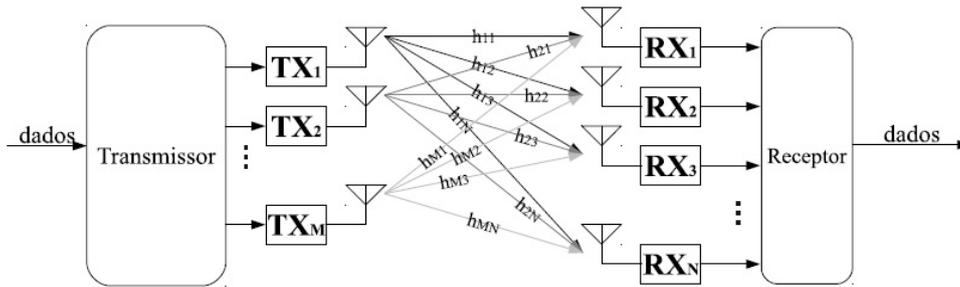


Figura 2.4: Canal de múltiplas antenas. Fonte: [2].

Dado que h_{ij} representa a resposta do canal entre a antenna receptora i e a antenna transmissora j e n_i é o ruído AWGN na antenna receptora i , a relação entre os sinais recebidos e os transmitidos é dada pelas seguintes relações:

$$\begin{aligned}
 y_1 &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + \dots + h_{1m}x_m + n_1 \\
 y_2 &= h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + \dots + h_{2m}x_m + n_2 \\
 &\vdots \\
 y_n &= h_{n1}x_1 + h_{n2}x_2 + \dots + h_{nm}x_m + n_n
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

As equações podem ser representadas em um formato matricial como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \cdots & h_{nm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_n \end{bmatrix}, \quad (2.17)$$

que é o mesmo que:

$$\mathbf{Y}_N = \mathbf{H}_{N \times M} \mathbf{X}_M + \mathbf{N}_N \quad (2.18)$$

Para o caso em que $N_{tx} = N_{rx}$, pode-se usar o modelo mais simples de equalização, conhecido como *Zero Forcing* (ZF), para estimar os dados recebidos, em que a matriz H , que representa os coeficientes do canal, é invertida:

$$\hat{\mathbf{X}} = (\mathbf{H})^{-1} \mathbf{Y} = \mathbf{X} + (\mathbf{H})^{-1} \times \mathbf{N} \quad (2.19)$$

2.5.2 Diversidade espacial

Diversidade é utilizada para garantir confiabilidade à transmissão. Alguns exemplos são:

- Diversidade em frequência: o mesmo sinal é modulado por portadoras de frequências diferentes;
- Diversidade no tempo: o mesmo sinal é transmitido em intervalos de tempos diferentes;
- Diversidade no espaço: o mesmo sinal é transmitido por antenas diferentes apropriadamente espaçadas.

Um exemplo de diversidade espacial é mostrado na Figura 2.5, na qual o mesmo símbolo é transmitido por três antenas diferentes.

Para prover diversidade espacial, algumas das técnicas mais comuns em transmissões com múltiplas antenas são: *Selection Combining* (SC); *Maximum Ratio Combining* (MRC); e *Space-Time Block Coding* (STBC) [13]. Este último, bastante implementado, é caracterizado por sua simplicidade, pois não requer conhecimento do canal de transmissão no transmissor.

2.5.2.1 Selection Combining

Considere um cenário em que haja uma antena transmissora e N antenas receptoras. Na recepção, há então N cópias do símbolo transmitido. Com SC, a antena i , em que $i \in (1, N)$, com a maior SNR é escolhida para a decodificação do símbolo, enquanto as demais são ignoradas. Embora SC não obtenha a solução mais eficaz dado que $(N - 1)$ cópias do símbolo são descartadas, ele é muito atrativo pela sua simplicidade e seu baixo custo de *hardware* implementado.

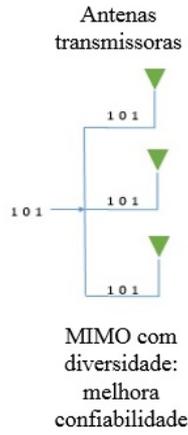


Figura 2.5: Exemplo de diversidade espacial com três antenas.

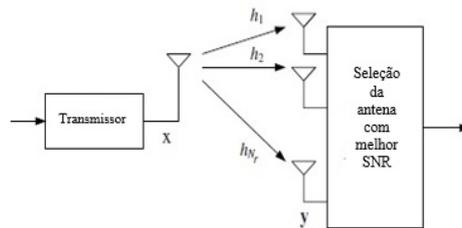


Figura 2.6: *Selection Combining*. Fonte: [3].

2.5.2.2 *Maximum Ratio Combining*

Para contornar o principal problema do SC, que analisa apenas uma entre as N cópias do símbolo recebido, MRC dá respectivos pesos de cada uma das versões do sinal e as soma de modo a maximizar a SNR.

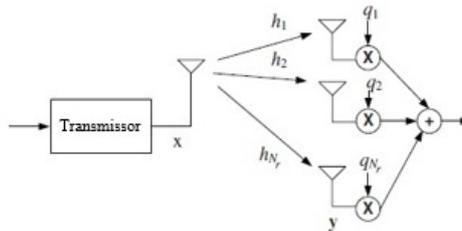


Figura 2.7: *Maximum Ratio Combining*. Fonte: [3].

Como exemplo, considere um sistema em que haja uma antena transmissora e duas antenas receptoras. Com a transmissão de um dado símbolo s , chega-se ao seguinte sistema:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 s + n_1 \\ y_2 &= h_2 s + n_2 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Rearranjando com y_1 e y_2 :

$$r = h_1^* y_1 + h_2^* y_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)s + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 \quad (2.21)$$

Nesse caso, os pesos dados aos ramos 1 e 2 são h_1^* e h_2^* , respectivamente, em que $*$ representa o complexo conjugado. Equalizando:

$$\hat{s} = \frac{r}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s + \frac{h_1^* n_1 + h_2^* n_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \quad (2.22)$$

2.5.2.3 Códigos em bloco espaço-temporais (STBC)

O esquema de Alamouti proposto em [13] utiliza duas antenas transmissoras e uma antena receptora, sistema conhecido como MISO - múltiplas antenas transmissoras e uma antena receptora. Em um primeiro instante de transmissão, dois símbolos s_1 e s_2 são transmitidos pelas antenas N_{tx1} e N_{tx2} , respectivamente. No instante de transmissão seguinte, os símbolos $-s_2^*$ e s_1^* são transmitidos por N_{tx1} e N_{tx2} , respectivamente.

Tabela 2.2: Esquema de Alamouti

	t_0	$t_0 + T_0$
N_{tx1}	s_1	$-s_2^*$
N_{tx2}	s_2	s_1^*

Considerando que o canal permaneça constante durante o intervalo de tempo T_0 , os símbolos recebidos em diferentes instantes de tempo são:

$$\begin{aligned} y(t_0) &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ y(t_0 + T_0) &= h_1 (-s_2^*) + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Para recuperar os símbolos s_1 e s_2 a partir das equações definidas em (2.23), usam-se as seguintes relações no receptor:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1^* y(t_0) + h_2 y(t_0 + T_0)^* \\ r_2 &= h_2^* y(t_0) - h_1 y(t_0 + T_0)^* \end{aligned} \quad (2.24)$$

Equalizando, tem-se:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= \frac{r_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_1 + \frac{h_1^* n_1 + h_2 n_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \\ \hat{s}_2 &= \frac{r_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} = s_2 + \frac{h_2^* n_1 - h_1 n_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{aligned} \quad (2.25)$$

No IEEE 802.11ac, outros arranjos de antenas podem ser utilizados com STBC, desde que o número de antenas transmissoras que utilizem essa técnica seja um múltiplo de 2.

2.6 OFDM

O padrão IEEE 802.11ac utiliza multiportadoras para a transmissão de dados. Para transmissões com altas taxas de dados, geralmente o tempo de símbolo T_S é muito menor do que o espalhamento de atraso do canal τ , o que acarreta severa interferência intersímbolica, conhecida como ISI. Para contornar esse problema, um sinal que seria modulado com portadora única a uma taxa R bps é dividido igualmente entre L subportadoras. Cada uma delas modula um pedaço da mensagem em subcanais ortogonalmente espaçados. Assim, a largura de banda de cada subcanal B_{sc} é muito menor do que a largura de banda total do sistema B_w . Conforme explicado na Subseção 2.4.1, se $B_{sc} = B_w/L \ll B_c$, em que B_c é a banda de coerência do canal, cada subportadora está sujeita a transmitir em um subcanal com desvanecimento plano com ganho constante e sem distorção do sinal. Modulando-se com portadora única, em que geralmente $B_w \gg B_c$, o canal de comunicação apresenta desvanecimento seletivo em frequência, apresentando distorção. Além disso, no domínio do tempo, o tempo de transmissão de um símbolo com multiportadoras excede o espalhamento de atraso, isto é, o valor de L deve ser escolhido de tal modo que $T = LT_S \gg \tau$, garantindo que a transmissão em cada subportadora não se submeta a ISI significativa.

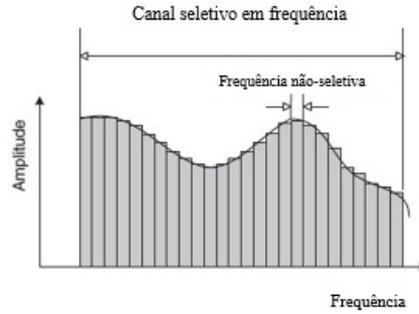


Figura 2.8: Resposta em frequência de um sistema de transmissão com multicanais. Fonte: [4].

Uma transmissão com L subportadoras requereria L moduladores e demoduladores ortogonais, além de filtros passa-faixa de alta qualidade. Como uma alternativa de baixo requisito computacional, a técnica computacional DFT (Transformada discreta de Fourier), por meio do algoritmo FFT (Transformada rápida de Fourier) e sua inversa IFFT, pode ser usada para uma transmissão com OFDM. As equações para DFT e sua inversa estão definidas em (2.26) e (2.27). Para uso efetivo do algoritmo da FFT, recomenda-se que L seja uma potência de 2.

$$DFT \{x[n]\} = X[m] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{L-1} x[n] e^{-j2\pi nm/L} \quad (2.26)$$

$$IDFT \{X[m]\} = x[n] = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{m=0}^{L-1} X[m] e^{j2\pi nm/L} \quad (2.27)$$

Dado que o fluxo de dados $x[n]$ é transmitido por um canal com resposta $h[n]$, a saída do sistema $y[n]$ é a convolução linear entre o sinal de entrada e a resposta do canal. Para que a

operação com DFT seja possível, deve-se forçar $x[n]$ a ser periódico, de tal modo que:

$$y[n] = x[n] \otimes h[n] = \sum_{k=0}^{L-1} x[k]x[n - k]_L, \quad (2.28)$$

em que $x[n]_L$ é uma versão periódica de $x[n]$ de período L , e a operação definida na equação (2.28), uma convolução circular. No domínio da frequência, tem-se:

$$Y[m] = H[m]X[m] \quad (2.29)$$

Embora nem sempre $x[n]$ seja um sinal periódico, de modo que a convolução circular seja possível, este pode ser forçado a ser periódico com a adição de um prefixo cíclico, em que as últimas v amostras do sinal são copiadas e alocadas no início do vetor de amostras do sinal a ser transmitido. O tamanho do prefixo cíclico deve ser no mínimo igual ao espalhamento de atraso máximo do canal com duração de v amostras.

2.6.1 Prefixo cíclico

Para que seja viável uma transmissão livre de ISI com os algoritmos FFT/IFFT, ao sinal transmitido são anexadas, ao início do seu vetor, as últimas v amostras dele mesmo, para que a convolução circular entre o canal e o sinal seja possível.

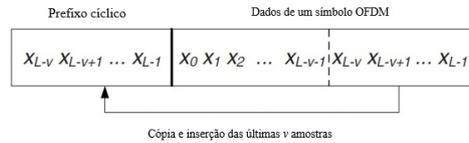


Figura 2.9: Cópia e inserção das últimas v amostras para formação do prefixo cíclico. Fonte: [3].

No caso em que o espalhamento de atraso do canal seja menor ou igual ao tamanho do prefixo cíclico, cada símbolo OFDM causará interferência apenas dentro da própria transmissão e apenas sobre amostras redundantes, que podem ser descartadas, o que garante um canal livre de ISI.

Embora fácil de ser implementado, prefixo cíclico é uma das fontes de *overhead* ao sistema, dado que v amostras redundantes necessitam ser transmitidas, e $10 \log(L + v/L)$ dB de potência a mais se faz necessário. Além de poder causar interferência na comunicação de usuários vizinhos, a potência extra gasta pode ser um fator limitante a algumas estações móveis, movidas a bateria.

2.6.2 Problema da potência de pico

Um dos grandes problemas em transmissões com multiportadoras é conhecido como PAPR, razão entre a potência de pico e a potência média. Em transmissões com portadoras simples, PAPR se encontra mais facilmente dentro da faixa de operação linear dos amplificadores de alta potência e conversores analógico-digital/digital-analógico. A expressão para PAPR [3] é:

$$PAPR_{dB} = 10 \log \left(\frac{\max[|x(t)|^2]}{E[|x(t)|^2]} \right) \quad (2.30)$$

Em um sistema OFDM, os sinais que cada subportadora carrega são somados no domínio no tempo através da IFFT. Quando a maior parte delas carrega símbolos de mesmo valor, a potência de pico do sinal transmitido se eleva e causa distorção à medida que os amplificadores passam a operar em regiões não-lineares.

Muitas estratégias são utilizadas para a redução de PAPR em sistemas OFDM. Embaralhar os *bits* ajudar a amenizar o problema por evitar longas sequências de *bits* com o mesmo valor, além de contribuir para o sincronismo e para a codificação convolucional. Os padrões IEEE 802.11 também adotam um desvio de fase entre os símbolos em função da largura de banda utilizada. As subportadoras são designadas de acordo com um índice k e são distribuídas em torno de DC. No IEEE 802.11ac, as subportadoras sofrem um desvio de fase [7] de acordo com a Tabela 2.3:

Tabela 2.3: Rotação de subportadoras

Banda (MHz)	Subportadoras rotacionadas	Rotação
20	-	-
40	$k \geq 0$	j
80	$k \geq -64$	-1
160	$-192 \leq k < 0$ e $k \geq 64$	-1

Capítulo 3

IEEE 802.11ac

O novo padrão IEEE 802.11ac, também conhecido como VHT, para WLANs começou a ser desenvolvido pelo grupo de tarefas do IEEE no fim de 2008 e foi aprovado em dezembro de 2013 com melhorias nas camadas física e MAC (Controle de acesso ao meio) [7]. Operando apenas na faixa de 5 GHz, IEEE 802.11ac garante compatibilidade com as versões anteriores IEEE 802.11a (que opera estritamente em 5 GHz) e IEEE 802.11n que opera na mesma faixa.

As principais novidades, principalmente em camada física, observadas no novo padrão são:

- larguras de banda de 80 MHz e 160 MHz para comunicação;
- até 8 fluxos espaciais com MIMO;
- ordem de modulação de 256-QAM;
- multiusuários com MIMO, por meio de acesso múltiplo por divisão no espaço SDMA.

Devido às dificuldades de se alocar um canal de 160 MHz contínuo (há apenas dois disponíveis na faixa de 5 GHz [6]), o padrão permite que dois canais de 80 MHz descontínuos sejam utilizados em uma transmissão que, ao todo, requeira 160 MHz de largura de banda.

O novo padrão prevê também a possibilidade de transmissão com múltiplos usuários. Um sistema MU-MIMO permite que uma AP transmita dados para mais de um usuário ao mesmo tempo através de *beamforming*, técnica de múltiplas antenas com reuso espacial. Um breve explicação sobre MU-MIMO encontra-se na Subseção 3.2.

A Tabela 3.1 mostra semelhanças e diferenças entre o novo padrão e o padrão anterior, o IEEE 802.11n. Dois dos conceitos descartados na nova versão são MCS (Esquema de modulação e codificação) desiguais e o formato de preâmbulo *Greenfield*.

Introduzido na versão IEEE 802.11n, MCS desiguais são usados com dois, três ou quatro fluxos espaciais, com a mesma taxa de código, porém com modulações diferentes. São utilizados juntamente com *beamforming* quando cada fluxo está submetido a canais com diferentes SNRes [5]. Como exemplo, MCS 38 utiliza taxa de código 3/4 e dois fluxos espaciais, um com modulação

Tabela 3.1: Comparação entre IEEE 802.11n e IEEE 802.11ac

	IEEE 802.11n	IEEE 802.11ac
MIMO	Sim	Sim
Largura de banda do canal (MHz)	20 e 40	20, 40 e 80 obrigatórios; 160 e 80 + 80 opcionais
Código LDPC	Opcional	Opcional
STBC	Opcional	Opcional
Intervalo de guarda curto	Opcional	Opcional
Multiusuários	Não	Opcional
Fluxos espaciais	até 4	até 8
Modulação	BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM	BPSK, QPSK, 16- QAM, 64-QAM e 256-QAM (opcional)
MCS desigual	Opcional	Não
Faixa de operação (GHz)	2,4 e 5	5
Preâmbulo Greenfield	Opcional	Não

64-QAM e outro com 16-QAM; já MCS 74 utiliza igualmente taxa de código 3/4 e quatro fluxos espaciais, dois com 64-QAM e dois com 16-QAM. Como parte da simplificação do padrão IEEE 802.11ac, MCS desiguais foram excluídos do novo padrão.

Já o preâmbulo *Greenfield* foi proposto no padrão IEEE 802.11n para diminuir a quantidade de *overhead* através da redução dos campos do preâmbulo e operar sobretudo na faixa de 5 GHz, devido ao baixo desenvolvimento do IEEE 802.11a para esta faixa de frequência em várias partes do mundo [5]. Porém, com o avanço das WLANs, seu uso para redes em larga escala é evitado exatamente por não prover coexistência com outros aparelhos IEEE 802.11 que usam o formato de preâmbulo *Mixed*. Por esse motivo e questões envolvendo alocação de canais na camada MAC [6], seu conceito foi descartado durante o desenvolvimento do IEEE 802.11ac. Os dois formatos de quadros para o IEEE 802.11n são mostrados na Figura 3.1:

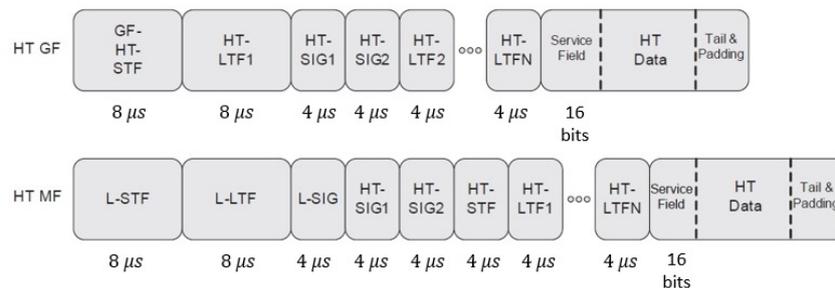


Figura 3.1: Formatos de quadros IEEE 802.11n: *Greenfield* (acima) e *Mixed* (abaixo). Fonte: [5].

3.1 Subportadoras de dados e pilotos

Nem todas as subportadoras de um símbolo OFDM transmitem dados propriamente ditos que compõem um sinal. Subportadoras nulas se encontram sobretudo nos extremos e em torno da subportadora DC. A algumas subportadoras é atribuída a função de piloto, que, embora acrescentem *overhead*, são usadas para estimação do canal. A Tabela 3.2 mostra como é feita a atribuição das subportadoras de acordo com a largura de banda do canal. Como o canal é centralizado em torno de DC, metade das subportadoras possuem índices negativos.

Tabela 3.2: Atribuição de subportadoras em símbolo OFDM

Bxanda (MHz)	Total de subportadoras	Dados	Pilotos	Porcentagem
20	64 ao todo, 56 úteis	-28 a -1 e 1 a 28	± 7 e ± 21	52/56 (7% de pilotos)
40	128 ao todo, 114 úteis	-58 a -2 e 2 a 58	± 11 , ± 25 e ± 53	108/114 (5% de pilotos)
80	256 ao todo, 242 úteis	-122 a -2 e 2 a 122	± 11 , ± 39 , ± 75 e ± 103	234/242 (3% de pilotos)
160	512 ao todo, 484 úteis	-250 a -130, -126 a -6, 6 a 126 e 130 a 250	± 25 , ± 53 , ± 89 , ± 117 , ± 139 , ± 167 , ± 203 e ± 231	468/484 (3% de pilotos)

Canais mais largos naturalmente implicam uma taxa maior de dados, porém percebe-se pela tabela que a própria proporção de pilotos diminui conforme aumenta-se a largura do canal de transmissão.

3.2 MU-MIMO

A transmissão com MIMO para multiusuários tira proveito de um dos grandes avanços em camada física que surgiu com a versão IEEE 802.11n: *beamforming*. Tradicionalmente, os pontos de acesso são equipados com antenas omnidirecionais, que espalham sua energia em todas as direções. Por causa dessa característica, elas são baratas e fáceis de ser construídas, pois não há necessidade de se inspecionar a localização de sua estação cliente. A desvantagem dessa abordagem é que o canal permanece ocupado em todas as direções durante todo o tempo da comunicação, privando outros usuários de ter acesso ao meio de comunicação.

Introduzido na versão IEEE 802.11n, *beamforming* é um método de transmissão alternativo no qual o transmissor foca sua energia na direção do receptor, permitindo que duas ou mais transmissões ocorram no mesmo canal sem que se interfiram (reuso espacial). *Beamforming* explícito requer que, antes do início da comunicação, *beamformer* e *beamformee* troquem quadros para medir o canal. O resultado é uma matriz guiada, que descreve matematicamente como o transmissor

deve configurar sua antena de modo a focar sua energia na direção do receptor ([5] e [6]). Já *Beamforming* implícito não utiliza quadro dedicados à estimação do canal, mas quadros recebidos como, por exemplo, ACKs e subportadoras pilotos no quadro de dados, podendo portanto ser implementado em um único lado do enlace. No IEEE 802.11ac, apenas *beamforming* explícito é suportado, chamado de *Null Data Packet (NDP) sounding*. O formato do pacote NDP contém os mesmos campos que um pacote de dados do IEEE 802.11ac, porém sem a parte que corresponde aos dados (Figura 3.3).

Com IEEE 802.11n, embora um equipamento possa transmitir múltiplos fluxos, todos eles têm um único destino. Porém, muitos dos aparelhos conectados a redes sem fio são alimentados por bateria e suportam a recepção de um único fluxo, limitando assim o uso de *beamforming*. Já com IEEE 802.11ac, um AP é capaz de transmitir múltiplos quadros a diferentes clientes (no máximo 4 por transmissão de acordo com a norma [7]) simultaneamente sob a mesma frequência, como ilustrado na Figura 3.2. Mais informações sobre MU-MIMO está em [6].



Figura 3.2: Transmissão com multiusuários.

3.3 MCS

A taxa de transmissão nos padrões IEEE 802.11 é especificada de acordo com um índice MCS, que diz respeito à ordem de modulação e à taxa de código. No padrão IEEE 802.11n, há ao todo 77 MCSes: de 0 a 31, usam-se fluxos espaciais com mesma ordem de modulação; de 33 a 76, são permitidos fluxos de símbolos com diferentes ordens de modulação; e 32, que provê a mais baixa taxa para 40 MHz, usada com SISO, modulação BPSK e taxa de código 1/2.

Já no padrão IEEE 802.11ac, independentemente da largura de banda da transmissão ou da quantidade de fluxos espaciais, há somente 10 MCSes: de 0 a 9, em que o índice 0 representa modulação BPSK com taxa 1/2 e 9, 256-QAM com taxa 5/6, como ilustrado na Tabela 3.3.

Em comparação com a versão anterior, que transmite dados com no máximo seis *bits* por símbolo (64-QAM), IEEE 802.11ac tem a modulação 256-QAM como opção para transmissão, em que oito *bits* são agrupados para representar um símbolo. Devido à alta densidade de sua constelação, uma transmissão com essa ordem de modulação só é viável em cenários com alta SNR e baixo espalhamento de atraso.

Outra diferença é que nem todos os MCSes são permitidos. Por exemplo, com 20 MHz, só

Tabela 3.3: Esquema de modulação e codificação no IEEE 802.11ac

Índice	Modulação	Taxa de código (R)
0	BPSK	1/2
1	QPSK	1/2
2	QPSK	3/4
3	16-QAM	1/2
4	16-QAM	3/4
5	64-QAM	2/3
6	64-QAM	3/4
7	64-QAM	5/6
8	256-QAM	3/4
9	256-QAM	5/6

existe MCS 9 (256-QAM e taxa 5/6) para três e seis fluxos espaciais. Isso ocorre porque, nesse caso, cada uma das 52 subportadoras transmite 8 *bits* que representam um símbolo, totalizando 416 bits. Com a taxa de código 3/4 (MCS 8), dos 416 bits, 312 são de dados, e o restante, redundantes, formando 104 blocos de 4 *bits*. Com $R = 5/6$, há 69 blocos de 6 *bits*, restando 2 *bits*. O Grupo de Tarefa responsável pela definição do padrão então decidiu classificar MCS 9 com um fluxo espacial para 20 MHz como inválido. A Tabela 3.4 mostra quais MCSes são consideradas inválidas no IEEE 802.11ac de acordo com a quantidade de fluxos espaciais:

Tabela 3.4: MCSes inválidas em função de N_{ss}

	20 MHz	80 MHz	160 MHz
MCS 6	-	3 e 7	-
MCS 9	1, 2, 4, 5, 7 e 8	6	3

3.4 Formato do quadro em camada física

O formato de um quadro é definido pela PLCP (Procedimento de Convergência da Camada Física) como PPDU (Unidade de Dados de Protocolo PLCP) e, como mostrado na Figura 3.3, contém campos *legacy* para garantir compatibilidade com as versões anteriores. Há apenas um único formato, diferentemente do IEEE 802.11n, que suporta MF (*Mixed Format*) e GF (*Greenfield Format*).

Os três primeiros campos (L-STF, L-LTF e L-SIG) são comuns às versões IEEE 802.11a e IEEE 802.11n. A descrição de cada um deles é:

- L-STF: formado por uma sequência de símbolos que utiliza 12 das 52 subportadoras, é usado sobretudo para alertar o receptor de que um quadro está prestes a começar, além de controle de ganho automático AGC, estimação inicial de desvio de frequência e sincronização

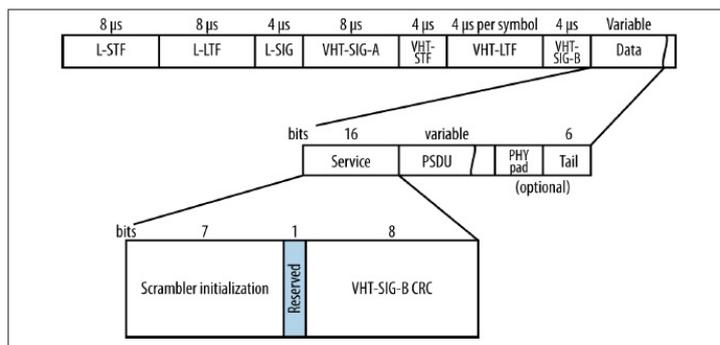


Figura 3.3: Formato de quadro VHT. Fonte: [6].

temporal;

- L-LTF: usado como primeira estimação do canal, sobretudo na versão IEEE 802.11a. Devido ao padrão de repetição dos símbolos, também é usado para estimar mais precisamente o desvio em frequência;
- L-SIG: na versão IEEE 802.11a, L-SIG descreve a taxa de transmissão e tamanho do quadro em *bytes*, o que permite calcular o tempo de duração da transmissão. Em IEEE 802.11ac, a taxa é fixa em 6 Mbps;
- VHT-SIG-A: semelhante ao L-SIG no IEEE 802.11a e ao HT-SIG no IEEE 802.11n, é composto por dois campos com 24 *bits* cada, VHT-SIG-A1 e VHT-SIG-A2. Inclui atributos como largura do canal, tipo de codificação, MCS, largura do intervalo de guarda, entre outros, além de 8 *bits* para o cálculo de CRC (Checagem de redundância cíclica). Por conterem informações sobre a transmissão, são codificados com modulação BPSK e taxa de código 1/2. A constelação entre os dois símbolos é rotacionada em $\pi/2$, de modo que estações que não sejam IEEE 802.11ac deixem de decodificar o restante do quadro. Mais detalhes em [7];
- VHT-STF: possui as mesmas características do L-STF, mas com a duração de apenas 4 μs ;
- VHT-LTF: utilizado para maior refinamento na estimação do canal, sobretudo em transmissões com *beamforming*. Dependendo da quantidade de fluxos, é formado por 1, 2, 4, 6 ou 8 símbolos;
- VHT-SIG-B: assim como o VHT-SIG-A, contém informações sobre atributos da transmissão, principalmente para sistemas MU-MIMO;
- *Data Field*: composto por outros quatro campos:

Service (16 *bits*): os sete primeiros *bits* são usados para inicializar o *scrambler*, que embaralha os *bits* de modo a evitar longas sequência de *bits* idênticos. Outros oito *bits* são usados como cálculo do CRC do VHT-SIG-B;

PHY Service Data Unit (PSDU): a carga útil propriamente dita, variável em tamanho;

Pad: *pad bits* (todos zero) são adicionados de modo a garantir que a quantidade de *bits* transmitidos em um símbolo OFDM seja completamente preenchido;

Tail (6 *bits*): incluídos para permitir ao codificador convolucional retornar ao estado inicial. Quando LDPC é utilizado, *tail bits* não são incluídos no quadro.

3.5 Transmissão de um quadro IEEE 802.11ac

O seguinte procedimento é executado para a transmissão de um quadro:

1. Alocação do *Service Field*: sete *bits* de valor 0 são usados para iniciar o *scrambler*, e oito são inseridos como resultado do CRC sobre os *bits* do VHT-SIG-B;
2. *Bits de padding*: Anexados aos *bits* de dados, servem para garantir o preenchimento de todos os símbolos OFDM;
3. *Bits de tail*: *bits* nulos alocados após os *bits* de *padding*, possuem quantidade variável que depende da taxa de transmissão. Usados unicamente com código BCC;
4. *Scrambling*: embaralha os *bits* de modo a evitar o surgimento de longas sequências de *bits* idênticos, o que compromete o sincronismo;
5. *Encoder Parser*: dependendo da taxa de dados, envia *bits* a diferentes codificadores em paralelo para diminuir a complexidade do processo de codificação. Usado apenas com BCC;
6. Codificador FEC: codifica os *bits* com BCC ou LDPC com taxa 1/2. Para atingir taxas maiores, alguns dos *bits* são descartados em um processo chamado de perfuração;
7. *Stream Parser*: divide os *bits* de saída do codificador igualmente entre os fluxos espaciais (não necessariamente entre as antenas transmissoras) estabelecidos no início da comunicação;
8. *Segment Parser*: para todas as transmissões com 160 MHz, divide fluxo espaciais em dois subblocos de 80 MHz cada. Não usado para transmissões com 20 MHz, 40 MHz e 80 MHz;
9. *Interleaving*: códigos convolucionais apresentam melhor rendimento quando erros acontecem em *bits* isolados, mas o canal sem fio se caracteriza por causar erros em rajadas (afeta vários *bits* em seguida). Para permitir a correção, vários *bits* que representam um símbolo são alocados em subportadoras distintas em uma sequência conhecida. Não usado com LDPC;
10. Mapeamento: mapeia *bits* em símbolos de acordo com a constelação;
11. Mapeamento de tom LDPC: assegura que os pontos da constelação são mapeados em subportadoras suficientemente espaçadas. Não usado com BCC;
12. *Segment Deparser*: para transmissões com 160 MHz contínuas, agrupa novamente os dois segmentos em um único bloco;
13. STBC: passo opcional usado quando $N_{ss} \leq \min(N_{tx}, N_{rx})$. Mapeia determinado símbolos em múltiplas cadeias de rádios, caracterizando fluxos temporais-espaciais. No padrão IEEE 802.11ac, só são permitidos as combinações 2x1, 4x2, 6x3 e 8x4;

14. Inserção de subportadoras pilotos: pilotos são alocadas em subportadoras predeterminadas (Subseção 3.1);
15. CSD (Diversidade de desvio cíclica): para múltiplos fluxos, um deslocamento de fase é aplicado em cada um deles para decorrelatar sinais transmitidos por antenas diferentes;
16. Mapeamento espacial: mapeamento dos fluxos temporais-espaciais em cadeias de rádio. O modelo mais simples é o mapeamento direto, em que um fluxo é replicado em outra antena juntamente com uma CSD apropriada;
17. Rotação de fase: aplica rotações de fase a determinadas subportadoras para reduzir o valor de PAPR (Tabela 2.3);
18. IFFT: transforma os dados do domínio da frequência para o domínio do tempo;
19. Inserção do intervalo de guarda: inserido no início de cada símbolo para amenizar o efeito da ISI (Subsecção 2.6.1);
20. Janelamento: usado para suavizar a transição entre símbolos de modo a reduzir o impacto espectral dos lóbulos laterais;
21. RF e seção analógica: o sinal complexo em banda-base é modulado e transmitido pelo canal.

Os passos listados acima podem ser verificados na Figura 3.4, para um canal de 160 MHz e codificador BCC:

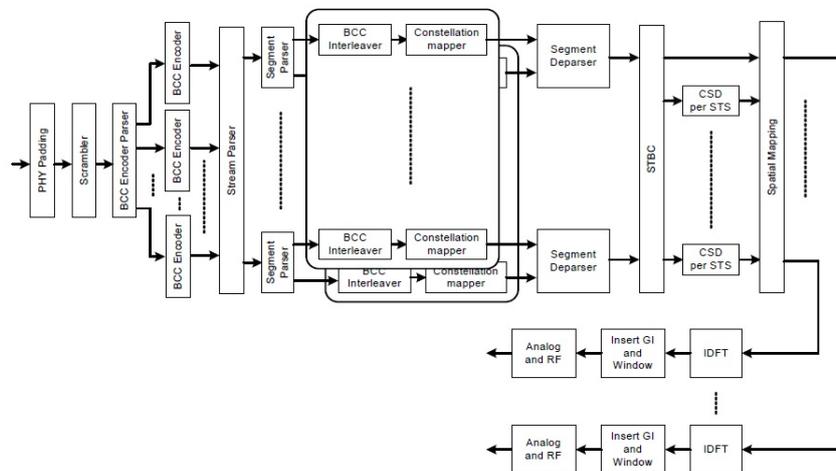


Figura 3.4: Transmissão de um quadro com código convolucional e 160 MHz. Fonte: [7].

O processo de recepção desfaz todos os passos implementados do lado do transmissor. Assim que chegam às antenas receptoras, os sinais são amplificados por um amplificador de baixo ruído LNA presente em cada cadeia de rádio e demodulados. Os preâmbulos são usados pelo receptor para estimação do canal, correções em desvios de frequência e sincronismo. Os prefixos cíclicos de todos os símbolos são descartados, e os dados a seguir, equalizados com ZF. Os símbolos da

constelação são demapeados para *bits* e, a seguir, *deinterleaver* retorna os *bits* às suas respectivas posições. Caso a transmissão contenha múltiplos fluxos espaciais, eles são rearranjados e compõem um vetor de dados. Em seguida, são decodificados com o algoritmo de Viterbi caso BCC tenha sido utilizado e, por fim, desembaralhados com o mesmo tipo de *scrambler* do transmissor.

3.6 Demapeamento por LLR (*Log-Likelihood Ratio*)

Uma das novidades do novo padrão IEEE 802.11ac é a presença da nova ordem de modulação 256-QAM, cuja constelação é composta por duas modulações 16-PAM.

Uma abordagem muito simples e eficiente de se demapear símbolos de uma constelação em seus respectivos *bits* é maximizar a probabilidade de que um determinado *bit* b_k tenha sido transmitido dado que o símbolo y foi recebido [14]. Se, em um dado ponto da constelação, $b_k = 0$, pela codificação de *Gray*, a taxa de probabilidade é:

$$\frac{P(y|b_0 = 0)}{P(y|b_0 = 1)} \geq 1 \quad (3.1)$$

Considerando apenas a presença de ruído AWGN e apenas os símbolos em fase (em constelações quadradas, o mesmo procedimento é válido em quadratura), o cálculo para LLR é:

$$\ln \left(\frac{P(y|b_0 = 0)}{P(y|b_0 = 1)} \right) = \ln \sum_{A \in s: b_k = 0} \exp \left(\frac{-(y - A)^2}{2\sigma^2} \right) - \ln \sum_{B \in s: b_k = 1} \exp \left(\frac{-(y - B)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (3.2)$$

Na Equação 3.2, A corresponde a todos os pontos da constelação em que $b_k = 0$, e B , aos pontos em que $b_k = 1$. Como forma de simplificação, os somatórios da Equação 3.2 podem ser substituídos apenas pelos pontos mais próximos de y em que $b_k = 0$ e $b_k = 1$:

$$\ln \left(\frac{P(y|b_0 = 0)}{P(y|b_0 = 1)} \right) \approx \frac{1}{2\sigma^2} \left(\min_{A \in s: b_k = 0} (y - A)^2 - \min_{B \in s: b_k = 1} (y - B)^2 \right) \quad (3.3)$$

Como exemplo, considera-se a modulação 16-QAM (uma ordem de modulação menor do 256-QAM), em que o espaçamento entre os símbolos corresponda a duas unidades, mas os resultados podem ser igualmente generalizados para ordens maiores (Figura 3.5).

Considera-se a decodificação do *bit* b_0 para o caso em que o símbolo y tenha caído na região $y \leq -2$, como mostrado na Figura 3.6.

A probabilidade condicional para que o *bit* b_0 do símbolo y seja decodificado corretamente como 0 é a probabilidade condicional de que a parte real de y seja um valor menor do que 0. Logo:

$$P(y|b_0 = 0) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{-(y + 3)^2}{2\sigma^2} + \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{-(y + 1)^2}{2\sigma^2} \quad (3.4)$$

Igualmente para o caso em que $b_0 = 1$:

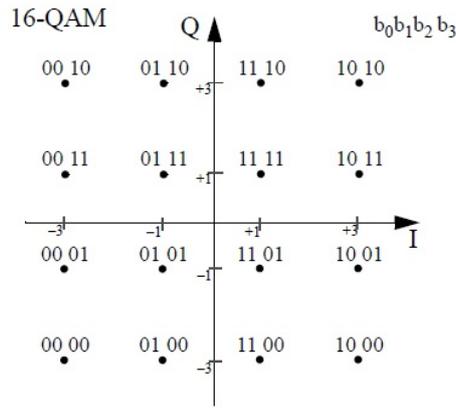


Figura 3.5: Constelação 16-QAM

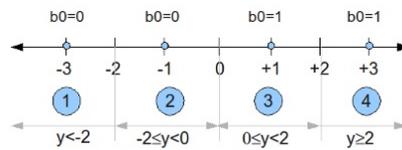


Figura 3.6: Regiões de definição para b_0 em fase

$$P(y|b_0 = 1) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{-(y-3)^2}{2\sigma^2} + \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{-(y-1)^2}{2\sigma^2} \quad (3.5)$$

Desenvolvendo a equação 3.3 para esse caso em particular, tem-se a seguinte equação:

$$\ln \left(\frac{P(y|b_0 = 0)}{P(y|b_0 = 1)} \right) = b_{0;16-QAM} = 4(1 + z), \quad (3.6)$$

em que o termo σ^2 foi normalizado. O mesmo procedimento é feito para as demais regiões de decisão de b_0 e para o *bit* b_1 , e os resultados, devido à constelação quadrada, são iguais para os *bits* em quadratura. Para os dois *bits* em fase, têm-se as curvas da Figura 3.7:

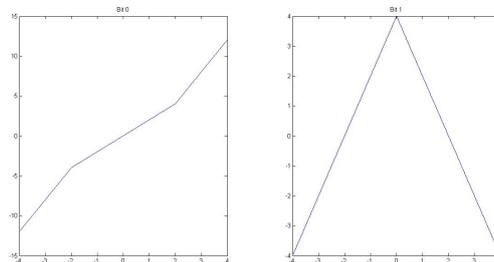


Figura 3.7: LLR para os *bits* em fase em 16-QAM

Equações e curvas de LLR para o 256-QAM serão apresentadas no Capítulo de Resultados, Subseção 4.2.1.

Capítulo 4

Resultados

4.1 Ambiente de simulação

Para a análise do novo padrão IEEE 802.11ac, usou-se a ferramenta Matlab, por tornar a manipulação das matrizes de dados mais fácil do que seria em outras linguagens e pela facilidade de geração de funções e gráficos, além de já existir um código para o IEEE 802.11a e o IEEE 802.11n [12]. Supôs-se durante as simulações que o receptor já conhecia os coeficientes do canal com multipercurso, de modo que os campos L-LTF e VHT-LTF não foram utilizados para estimação do canal. Todas as simulações foram realizadas em banda base e com perfeito sincronismo em frequência e no tempo entre as subportadoras OFDM. Desvanecimento em larga escala e alocação de canais para transmissão também não foram considerados.

Para a realização deste trabalho, os seguintes parâmetros foram incorporados ao código já existente:

- formato do preâmbulo VHT;
- mapeamento do *bits* para a modulação 256-QAM;
- demapeamento de símbolos 256-QAM por meio de LLR;
- adição de canais com largura de banda de 80 MHz e 160 MHz.

Os principais parâmetros a serem selecionados no início da simulação são:

- versão: 802.11a, 802.11n ou 802.11ac (no caso, apenas IEEE 802.11ac foi utilizado);
- largura de banda do canal: 20, 40, 80 ou 160 (em MHz);
- tamanho do pacote (usou-se um tamanho fixo de 500 bytes);
- quantidade de pacotes transmitidos;
- largura do prefixo cíclico;

- índice MCS;
- arranjo de antenas;
- tipo de canal;
- SNR.

Contudo, as simulações também apresentam algumas limitações:

- equalização apenas com ZF;
- codificação de dados apenas com BCC;
- comunicação com apenas uma antena receptora;
- apenas um usuário.

4.1.1 Modelos de canais

Durante o desenvolvimento de padrões de redes sem fio, especialmente das HiperLANs (High Performance LAN) elaboradas pelo ETSI - um padrão europeu alternativo ao IEEE -, cinco modelos de canais foram considerados, representando ambientes *indoor* como escritórios e residências:

- A: ambiente sem linha de visada correspondente a um escritório típico com espalhamento de atraso RMS de 50 ns;
- B: ambiente com espaço amplo, componentes sem linha de visada e espalhamento de atraso RMS de 100 ns;
- C: ambiente com mesmas características de B e espalhamento de atraso RMS de 150 ns;
- D: escritórios típicos com componentes LOS e NLOS, como em salas de conferência, e espalhamento de atraso RMS de 140 ns;
- E: ambientes abertos e amplos *indoor* e *outdoor* apenas com componentes NLOS com espalhamento de atraso RMS de 250 ns.

Mais informações sobre os modelos de canais, com características como número de *taps*, atrasos de cada componente de multipercurso e potência média relativa de cada uma delas podem ser encontradas em [15].

4.2 Resultados alcançados

4.2.1 LLR para 256-QAM

A constelação para o 256-QAM pode ser encontrada em [7], em que cada oito *bits* formam um símbolo, quatro deles em fase e quatro em quadratura. As curvas de LLR para os *bits* em fase (mostradas na Figura 4.1), que formam uma modulação 16-PAM, foram estimadas com base em [14], que apresenta as equações de LLR para 64-QAM e um algoritmo para se obter as equações para uma constelação quadrada genérica. Como se trata de uma constelação quadrada, cálculos que levam às equações de LLR são as mesmas para os *bits* em quadratura. As equações para os *bits* b_0 (mais significativo), b_1 , b_2 e b_3 em fase são dadas por:

$$b_{0;256-QAM} = \begin{cases} 4(7 + y), & y \leq -14 \\ 3,5(6 + y), & -14 < y \leq -12 \\ 3(5 + y), & -12 < y \leq -10 \\ 2,5(4 + y), & -10 < y \leq -8 \\ 2(3 + y), & -8 < y \leq -6 \\ 1,5(2 + y), & -6 < y \leq -4 \\ 1 + y, & -4 < y \leq -2 \\ 0,5y, & -2 < y \leq 2 \\ -1(1 + y), & 2 < y \leq 4 \\ -1,5(2 - y), & 4 < y \leq 6 \\ -2(3 - y), & 6 < y \leq 8 \\ -2,5(4 - y), & 8 < y \leq 10 \\ -3(5 - y), & 10 < y \leq 12 \\ -3,5(6 - y), & 12 < y \leq 14 \\ -4(7 - y), & y \geq 14 \end{cases} \quad (4.1)$$

$$b_{1;256-QAM} = \begin{cases} 2(11 + y), & y \leq -14 \\ 1,5(10 + y), & -14 < y \leq -12 \\ 9 + y, & -12 < y \leq -10 \\ 0,5(8 + y), & -10 < y \leq -6 \\ 7 + y, & -6 < y \leq -4 \\ 1,5(6 + y), & -4 < y \leq -2 \\ 2(5 + y), & -2 < y \leq 0 \\ 2(5 - y), & 0 < y \leq 2 \\ 1,5(6 - y), & 2 < y \leq 4 \\ 7 - y, & 4 < y \leq 6 \\ 0,5(8 - y), & 6 < y \leq 10 \\ 9 - y, & 10 < y \leq 12 \\ 1,5(10 + y), & 12 < y \leq 14 \\ 2(11 - y), & y \geq 14 \end{cases} \quad (4.2)$$

$$b_{2;256-QAM} = \begin{cases} 13 + y & y \leq -14 \\ 0,5(12 + y) & -14 < y \leq -10 \\ 11 + y & -10 < y \leq -8 \\ -1(5 + y) & -8 < y \leq -6 \\ -0,5(4 + y) & -6 < y \leq -2 \\ -1(3 + y) & -2 < y \leq 0 \\ -1(3 - y) & 0 < y \leq 2 \\ -0,5(4 - y) & 2 < y \leq 6 \\ -1(5 - y) & 6 < y \leq 8 \\ 11 - y & 8 < y \leq 10 \\ 0,5(12 - y) & 10 < y \leq 14 \\ 13 - y & y \geq 14 \end{cases} \quad (4.3)$$

$$b_{3;256-QAM} = \begin{cases} 0,5(14 + y) & y \leq -12 \\ -0,5(10 + y) & -12 < y \leq -8 \\ 0,5(6 + y) & -8 < y \leq -4 \\ -0,5(2 + y) & -4 < y \leq 0 \\ -0,5(2 - y) & 0 < y \leq 4 \\ 0,5(6 - y) & 4 < y \leq 8 \\ -0,5(10 - y) & 8 < y \leq 12 \\ 0,5(14 - y) & y \geq 12 \end{cases} \quad (4.4)$$

As equações definidas em 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4 levam aos seguintes gráficos:

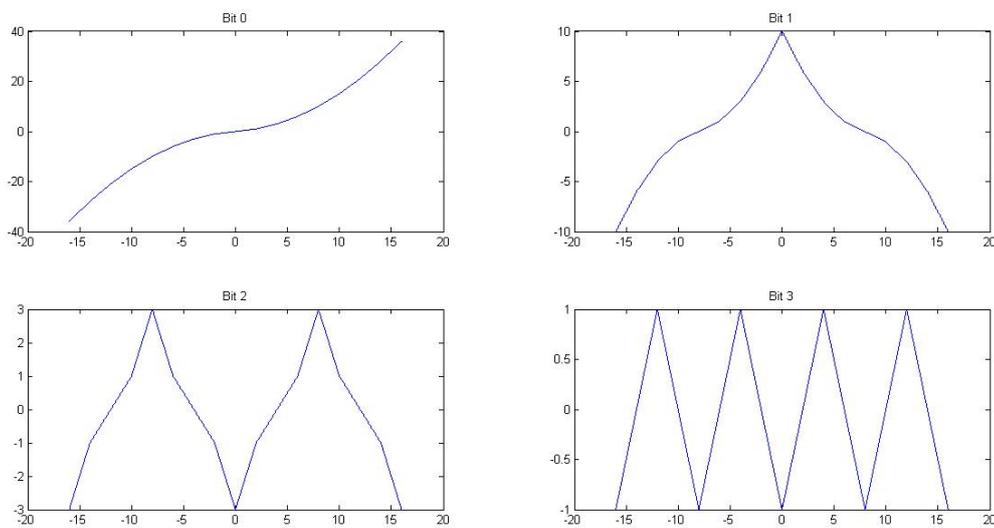


Figura 4.1: LLR para os *bits* em fase em 256-QAM

4.2.2 BER em função de MCS

4.2.2.1 Canais do tipo B

Como explicado na Seção 3.3, MCS corresponde a um índice que caracteriza qual modulação e qual taxa de código para uma dada transmissão. Quanto maior o índice, mais densa é a constelação, e menos *bits* redundantes são inseridos de forma a facilitar a decodificação. Embora apresentem uma taxa de dados maior, é preciso que a SNR seja maior para que a BER fique abaixo de um determinado nível. As Figuras 4.2 e 4.3 ilustram esse cenário para um canal do tipo B com prefixo cíclico de 800 ns para canais com 80 MHz e 160 MHz.

Canais do tipo B apresentam espalhamento de atraso médio RMS de 100 ns e sua última componente de multipercursos chega com atraso de 730 ns após a primeira, e portanto um prefixo cíclico de 800 ns é suficiente para eliminar a ISI.

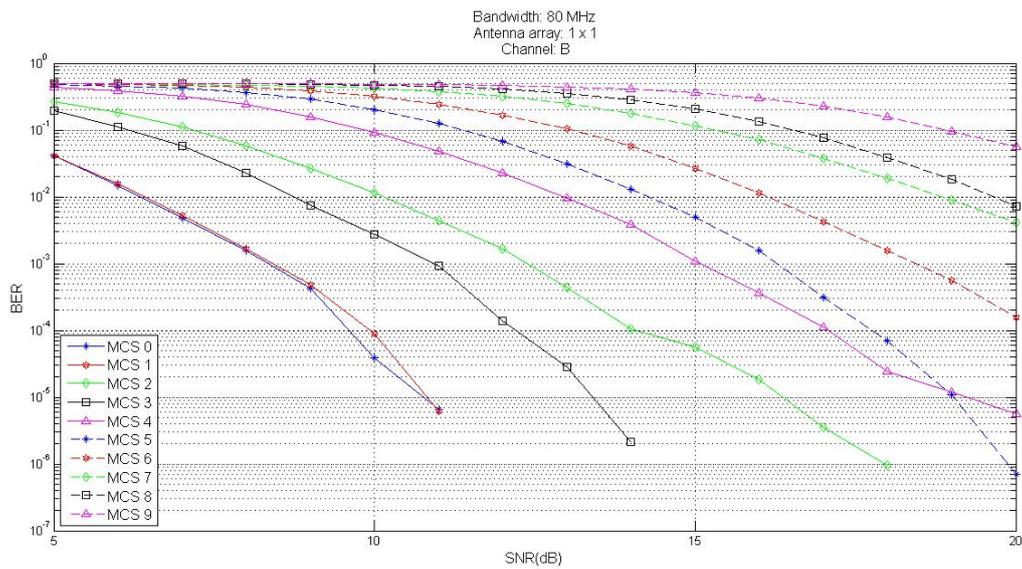


Figura 4.2: BER por SNR para canal de 80 MHz do tipo B com prefixo cíclico de 800 ns

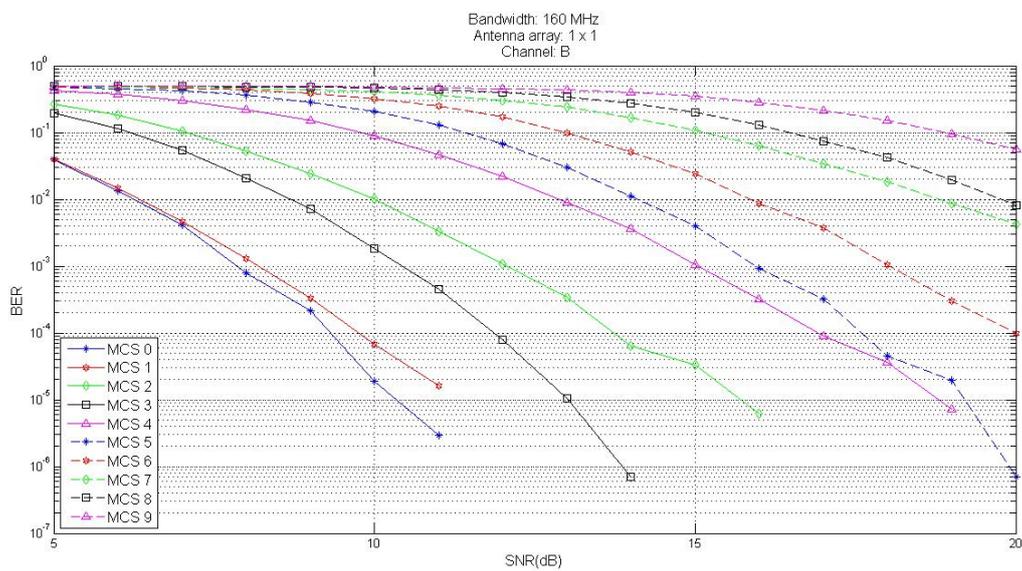


Figura 4.3: BER por SNR para canal de 160 MHz do tipo B com prefixo cíclico de 800 ns

4.2.2.2 Canais do tipo E

Para canais do tipo E, que possui um espalhamento de atraso de 1760 ns e, portanto, maior ISI, o rendimento da transmissão sem fio se degrada severamente, principalmente para as ordens de modulação maiores, como mostrado nas Figuras 4.4 e 4.5.

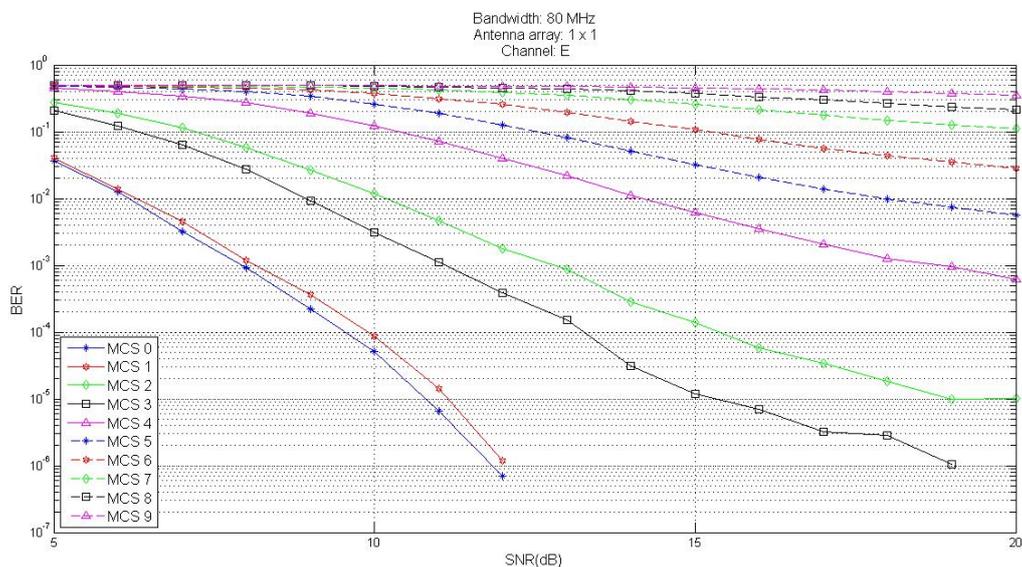


Figura 4.4: BER por SNR para canal de 80 MHz do tipo E com prefixo cíclico de 800 ns

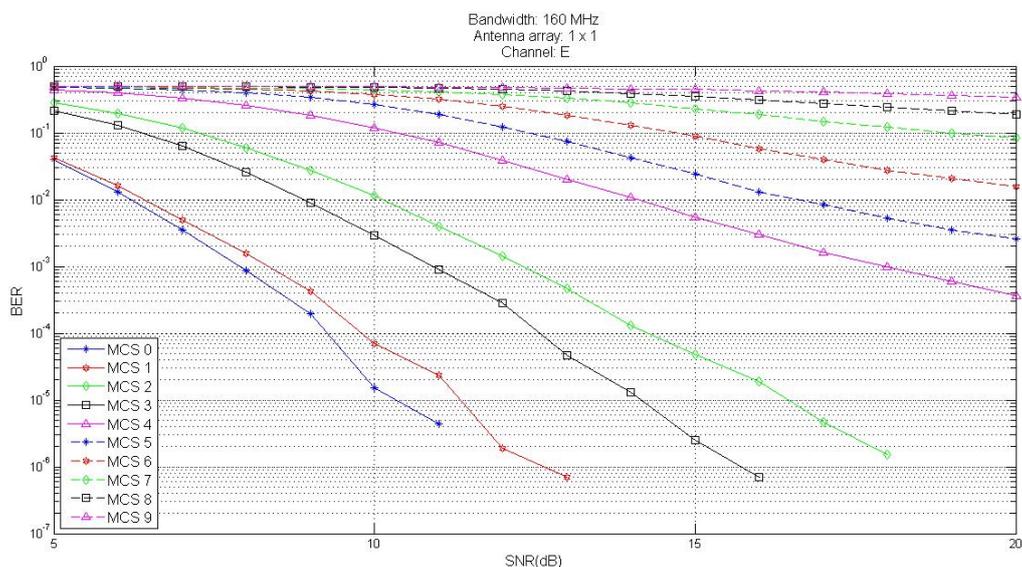


Figura 4.5: BER por SNR para canal de 160 MHz do tipo E com prefixo cíclico de 800 ns

4.2.3 BER em função da largura de banda

Outro fator que influencia a BER e sobretudo a vazão de um sistema de comunicação é a largura de banda utilizada para a transmissão dos dados. Para um canal do tipo B, abaixo encontram-se

nas Figuras 4.6, 4.7 e 4.8 exemplos para os MCSs 0, 5 e 8.

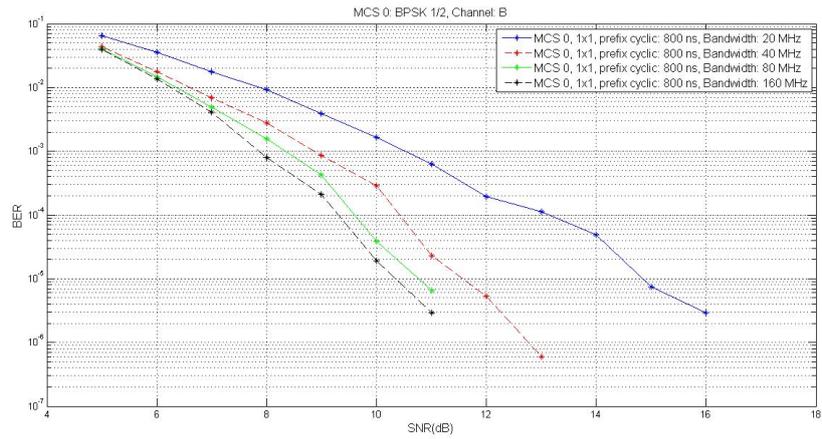


Figura 4.6: BER por SNR em função da largura de banda para MCS 0

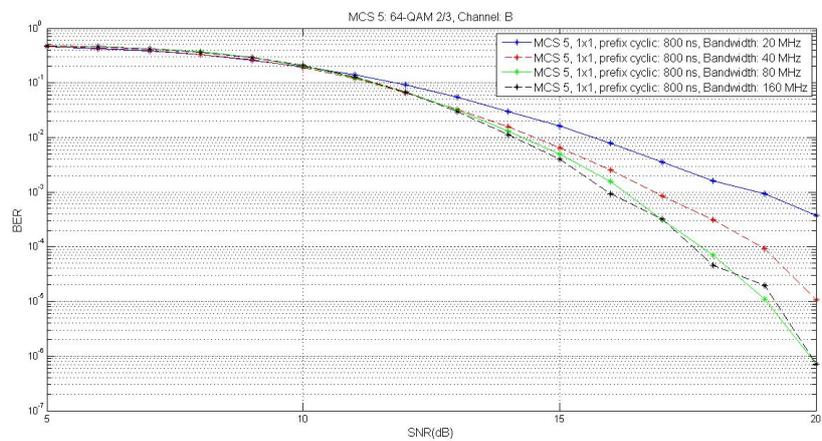


Figura 4.7: BER por SNR em função da largura de banda para MCS 5

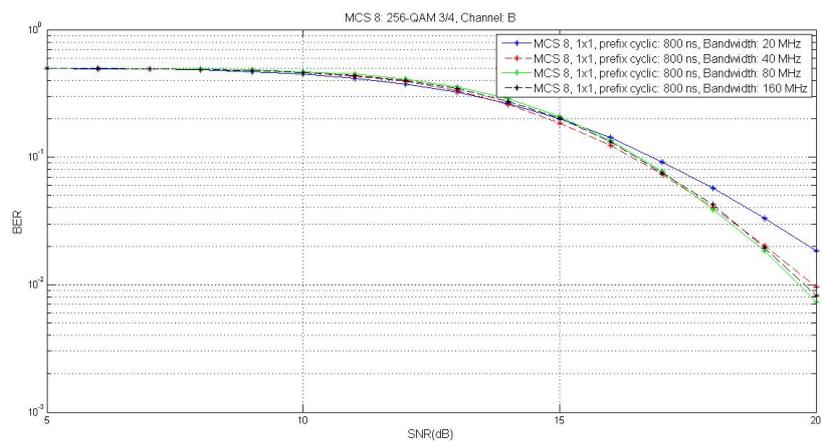


Figura 4.8: BER por SNR em função da largura de banda para MCS 8

Os resultados mostram que a largura de banda do canal possui um fator determinante para

o desempenho do sistema. A resposta em frequência para um canal de 20 MHz é mostrada na Figura 4.9, em que parte das subportadoras está sujeita a subbandas de baixa amplitude, o que compromete a tentativa de se equalizar os símbolos com ZF, pois o ruído é amplificado (Equação 2.19). Os canais de 160 MHz (Figura 4.10) apresentam resposta com maior diversidade.

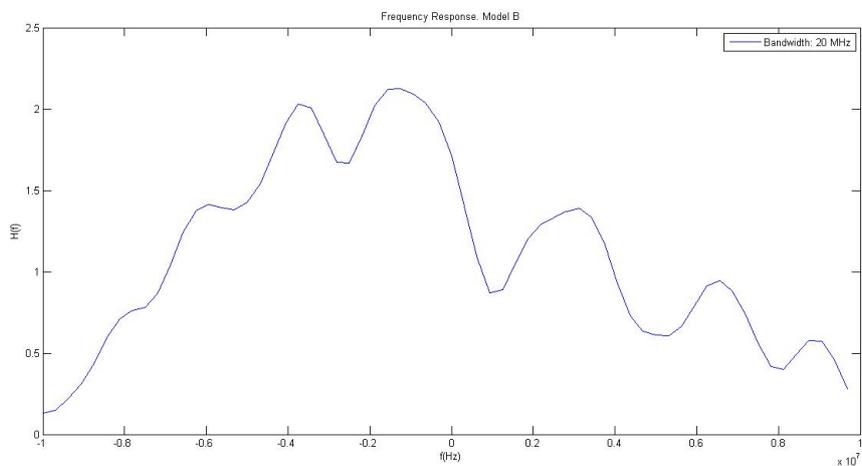


Figura 4.9: Resposta em frequência para um canal de 20 MHz do tipo B

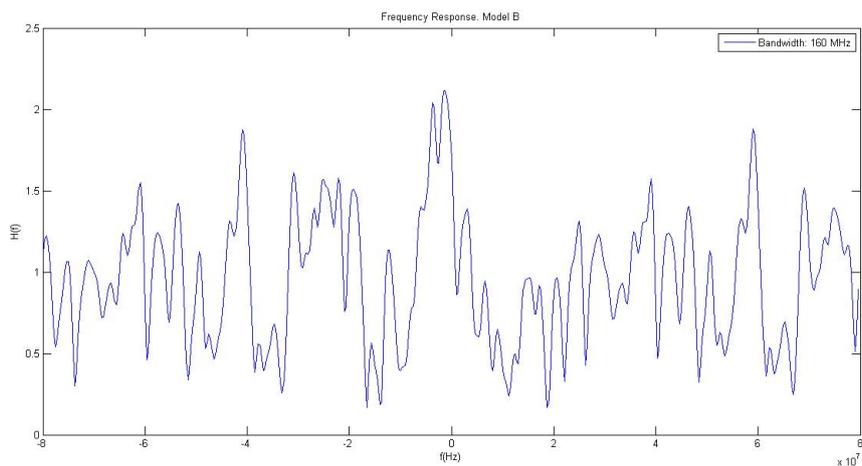


Figura 4.10: Resposta em frequência para um canal de 160 MHz do tipo B

4.2.4 BER em função do prefixo cíclico

No sistema OFDM, o prefixo cíclico, como explicado na Subseção 2.6.1, é composto pelas últimas v amostras do símbolo correspondente. Como regra geral, os desenvolvedores consideram que o tamanho do prefixo cíclico seja pelo menos quatro vezes maior do que o espalhamento de atraso da componente de maior duração [9]. No desenvolvimento do IEEE 802.11a, o primeiro com OFDM, foi escolhido um intervalo de guarda conservador de 800 ns, que se manteve nas versões subsequentes. Porém, simulações em ambientes *indoor* mostraram que o espalhamento de atraso,

na maioria dos casos, mal chegava a 100 ns. Na versão IEEE 802.11n, a opção por um intervalo de guarda mais curto com 400 ns foi estabelecida, embora não seja obrigatória.

Em um canal de 20 MHz do tipo B, as transmissões apresentam quase a mesma BER para baixas SNRes. Conforme o aumento da SNR, sobretudo a partir de 13 dB, uma transmissão com intervalo de guarda de 800 ns passa a ser mais vantajosa, conforme a Figura 4.11:

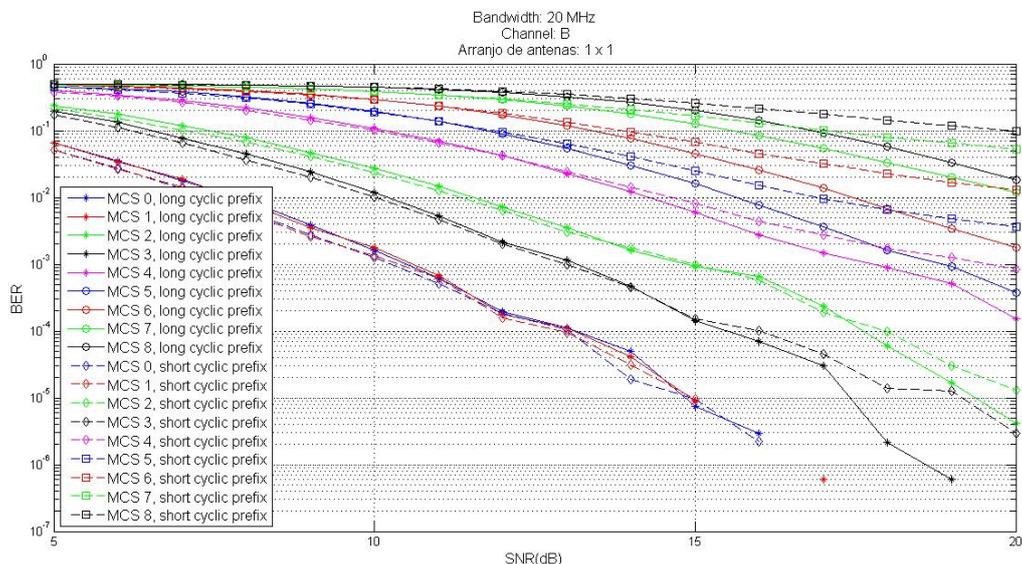


Figura 4.11: BER em função do prefixo cíclico em canais de 20 MHz do tipo B

Já com um canal de 160 MHz, o prefixo cíclico de 400 ns é levemente eficaz para baixas SNRes, e somente a partir de aproximadamente 17 dB passa a ser mais vantajoso o uso do prefixo cíclico de 800 ns (Figura 4.12).

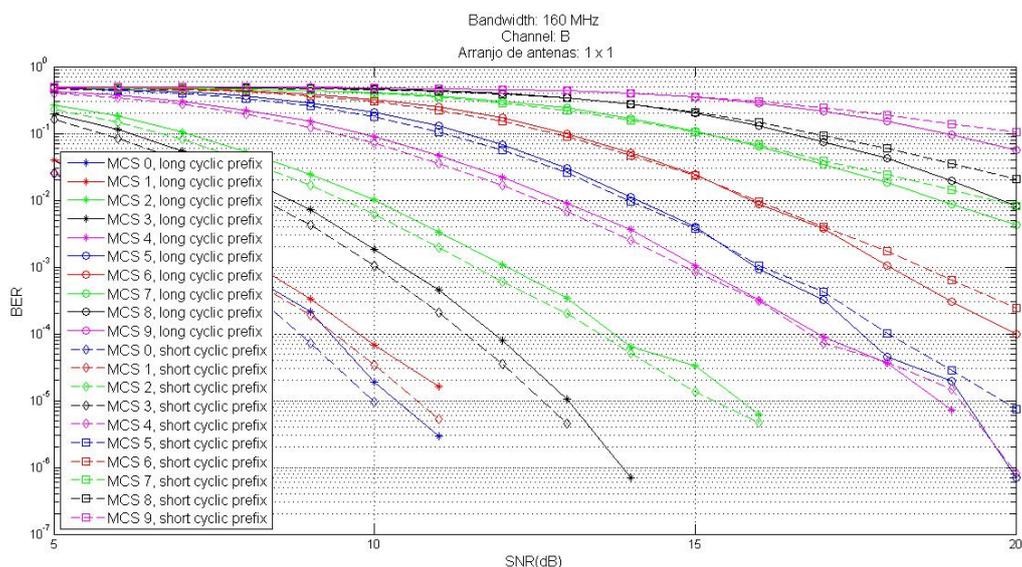


Figura 4.12: BER em função do prefixo cíclico em canais de 160 MHz do tipo B

Canais do tipo E são os mais suscetíveis a ISI por apresentarem o maior espalhamento de atraso

entre todos os modelos utilizados, e portanto, um prefixo cíclico de 800 ns sempre apresenta melhor performance ante a um de 400 ns. Porém, a partir de MCS 4 (16-QAM 3/4), nenhum dos dois apresenta performance satisfatória (Figura 4.13).

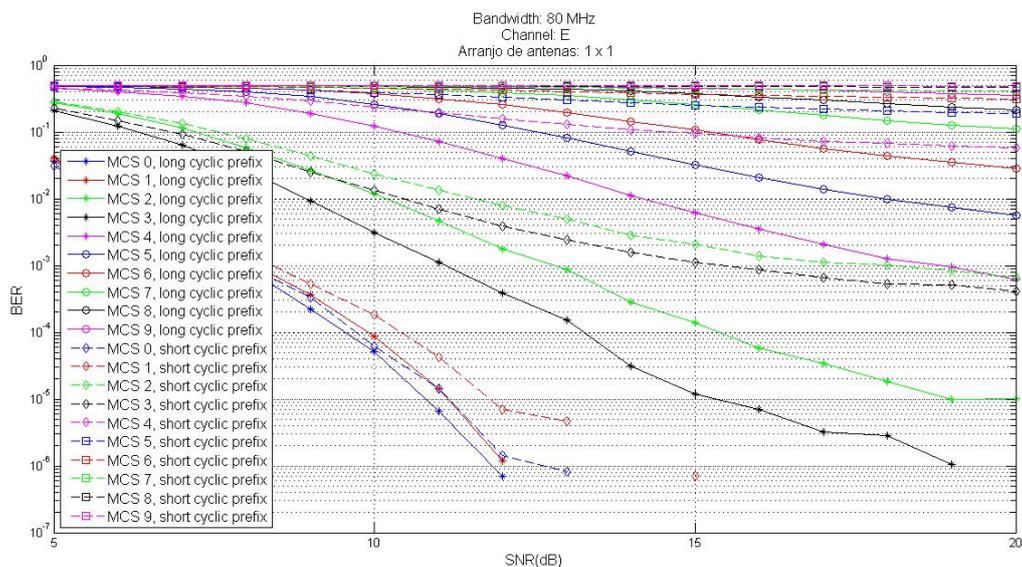


Figura 4.13: BER em função do prefixo cíclico em canais de 80 MHz do tipo E

Nos três cenários simulados acima, para altas SNRes, transmissões com prefixo cíclico de 800 ns apresenta melhor rendimento do que aquelas com 400 ns. Considerando-se cenários sem multipercurso (apenas ruído AWGN é responsável pela degradação do sinal), transmissões com o prefixo cíclico mais curto dão ganhos da ordem de 0,5 dB, o que permite concluir que o modelo de canal com multipercurso, com seu respectivo espalhamento de atraso τ , exerce grande influência na decodificação dos símbolos recebidos.

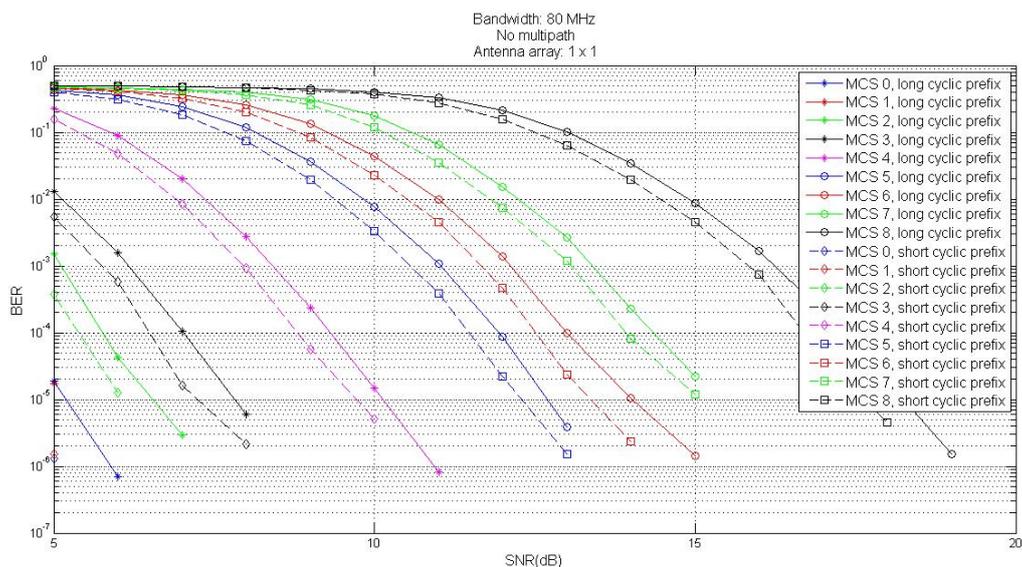


Figura 4.14: BER em função do prefixo cíclico em canais de 80 MHz sem multipercurso

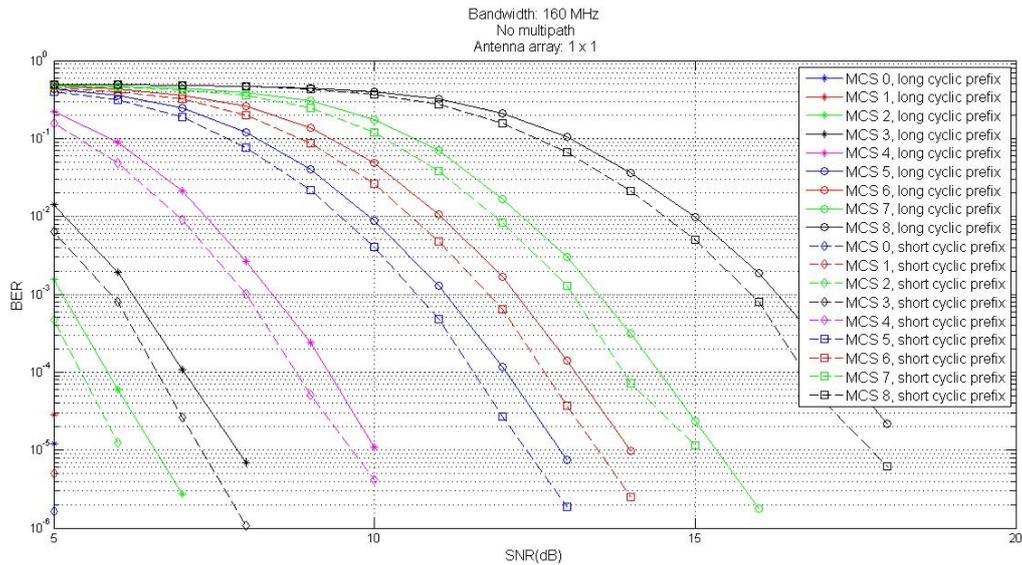


Figura 4.15: BER em função do prefixo cíclico em canais de 160 MHz sem multipercurso

4.2.5 STBC e SISO

Com o emprego de múltiplas antenas a partir do padrão IEEE 802.11n, além de multiplexagem espacial, técnicas de diversidade também são utilizadas (Seção 2.5.2). Como passo opcional, o IEEE 802.11ac prevê que a codificação de Alamouti STBC seja utilizada quando se deseja garantir robustez à comunicação. Na norma [7], estão definidas codificações de Alamouti 2x1, 4x2, 6x3 e 8x4.

No presente trabalho, simulações foram realizadas em um cenário com duas antenas transmissoras e um receptora. Nesse caso, apenas um fluxo espacial é transmitido. Em comparação com um sistema SISO, os resultados das Figuras 4.16 e 4.17 mostram ganhos da ordem de até 5 dB para altas SNRes.

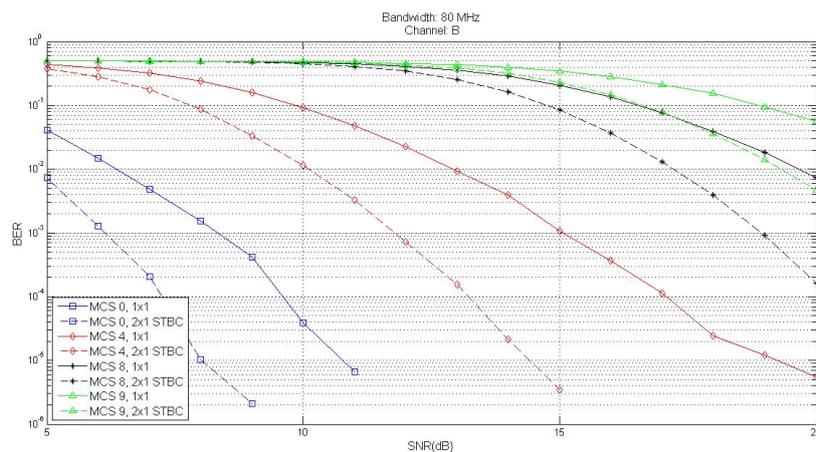


Figura 4.16: STBC vs. SISO em 80 MHz em canal do tipo B

No caso mais extremo, um canal E, codificação com STBC não contribui para uma melhor

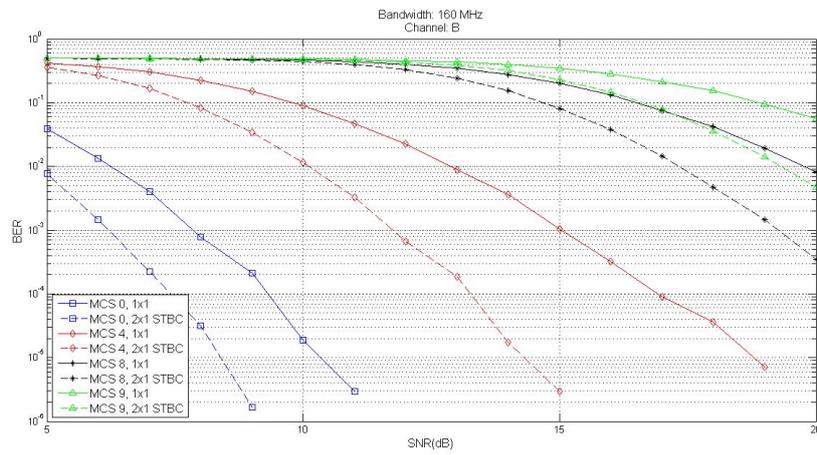


Figura 4.17: STBC vs. SISO em 160 MHz em canal do tipo B

robustez na transmissão para a nova ordem de modulação 256-QAM (Figura 4.18).

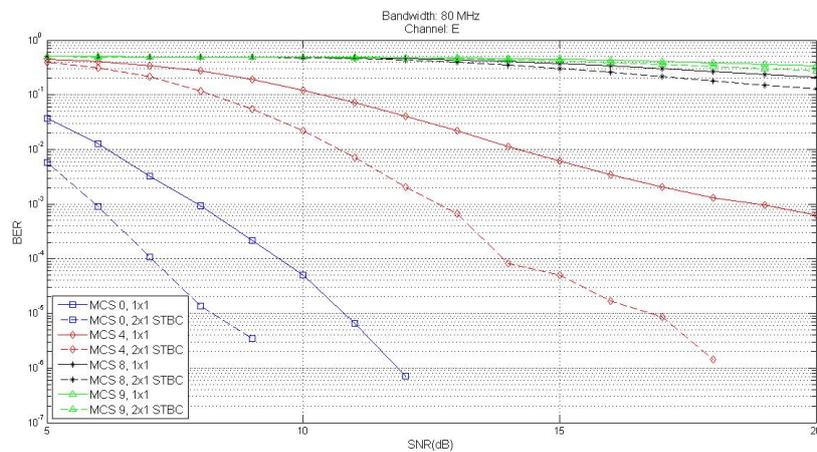


Figura 4.18: STBC vs. SISO em 80 MHz em canal do tipo E

Capítulo 5

Conclusões

Devido à cada vez maior quantidade de usuários conectados a redes sem fio com seus dispositivos móveis e à demanda por serviços que requerem taxas de dados mais velozes, grupos de tarefa buscam desenvolver soluções que garantam QoS (Qualidade de serviço) e redes que suportem cada vez mais conexões. O novo padrão IEEE 802.11ac propõe um aumento significativo da taxa com canais mais amplos (até 160 MHz), modulação mais agressiva e maior quantidade de fluxos espaciais, o que requer um arranjo de antena maior. Além disso, um mesmo AP pode transmitir múltiplos quadros a diferentes usuários simultaneamente. MU-MIMO é implementado juntamente com *beamforming*, que foca a energia da antena na direção do receptor e não interfere em outras transmissão que estejam ocorrendo.

5.1 Conclusões do trabalho

O presente trabalho tinha como objetivo a análise de transmissões IEEE 802.11ac por meio de sua taxa de erro de *bits* (BER). Os principais parâmetros foram o tipo de canal com multipercurso, largura de banda do canal, SNR do meio, arranjo de antenas 1x1 ou 2x1 com codificação de Alamouti e largura do prefixo cíclico.

As simulações mostraram que, para um mesmo tipo de canal com multipercurso, canais com largura de banda maiores são mais eficientes para SNRes mais altas. Canais de 20 MHz apresentam resposta em frequência com pouca diversidade, como mostrado na Subseção 4.2.3, o que compromete o desempenho de parte das subportadoras. Já canais mais amplos, como o de 160 MHz, apresentam resposta com maior diversidade. Porém, canais de 160 MHz apresentam ao menos dois inconvenientes: são difíceis de ser alocados, pois apenas dois existem na faixa de 5 GHz e competem igualmente com transmissões de 20 MHz pelo canal; e requerem bem mais *bits* de *padding* para preenchimento dos símbolos OFDM. Por exemplo, para a transmissão de um pacote de 600 *bytes* e MCS 8, 170 *bits* de *padding* são necessários com 20 MHz; para um canal de 160 MHz, precisa-se de 788, um aumento de mais de 363%.

Outro resultado observado é a influência do tamanho do prefixo cíclico na BER do sistema. Para canais do tipo E, o espalhamento de atraso corresponde a 1760 ns, bem maior do que o

próprio intervalo de guarda padrão de 800 ns. Assim, a ISI é bem mais severa para os prefixos cíclicos de 400 ns. Para o canal do tipo B, o prefixo cíclico de 400 ns tem rendimento superior para SNRes abaixo de 14 dB aproximadamente. Acima disso, o rendimento do prefixo cíclico de 800 ns é superior.

Por fim, codificação STBC com duas antenas transmissoras e um fluxo espacial garante ganho da ordem de ordem de aproximadamente 5 dB sobretudo em transmissões com baixas ordens de modulação e baixos atrasos de multipercurso.

5.2 Trabalhos futuros

Para trabalhos futuros com o código já existente, alguns parâmetros como a codificação dos *bits* com LDPC e multiplexação espacial não chegaram a ser implementados, além de outras técnicas possíveis com múltiplas antenas, como SC e MRC, explicados nas Subseções 2.5.2.1 e 2.5.2.2. Também considerou-se um receptor ideal, dispensando-se assim a necessidade de estimação do canal para equalização, de modo que os campos L-LTF e VHT-LTF não foram efetivamente utilizados. Também faz-se necessária a utilização de um equalizador mais robusto do que ZF para cenários com baixa SNRes, pois este amplifica o ruído quando a resposta do canal em frequência é baixa. MMSE é uma opção para o caso de baixas SNRes e ordens de modulação maiores.

Além disso, uma das principais novidades surgidas com o padrão IEEE 802.11ac não foi avaliada exatamente por requerer múltiplos fluxos espaciais: a técnica MU-MIMO. Todas as simulações foram realizadas com apenas um usuário e um fluxo espacial.

Para uma fiel análise do padrão, faz-se necessária sua implementação em ambiente real, a fim de que os resultados empíricos possam ser comparados com os computacionais para a verificação de semelhanças e discrepâncias.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall, New Jersey, NJ, EUA, 2 edition, 2002.
- [2] Ana Carolina de Oliveira Christófaro and Fadhil Firyaguna, “Implementação e simulação de redes *Ad Hoc* de comunicações sem fio com múltiplas antenas,” Trabalho de graduação, 2012.
- [3] Jeffrey G Andrews, Arunabha Ghosh, and Rias Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: understanding broadband wireless networking*, Pearson Education, 2007.
- [4] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, and Chung G Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*, John Wiley & Sons, 2010.
- [5] Eldad Perahia and Robert Stacey, *Next Generation Wireless LANS: 802.11 n and 802.11 ac*, Cambridge university press, 2013.
- [6] Matthew S Gast, *802.11 ac: A survival guide*, "O'Reilly Media, Inc.", 2013.
- [7] “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 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz z,” IEEE Std 802.11ac-2013, 2013.
- [8] “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,” IEEE Std 802.11-2012, 2012.
- [9] Matthew Gast, *802.11 wireless networks: the definitive guide*, "O'Reilly Media, Inc.", 2005.
- [10] Bhagwandas Pannalal Lathi, *Modern Digital and Analog Communication Systems 3e Osece*, Oxford university press, 1998.
- [11] Andrea Goldsmith, “Wireless communications,” Cambridge University Press, 2005.
- [12] Marley de Lima Matos and Vinícius Rezende Ferrari Oliveira, “Implementação de um simulador para o IEEE 802.11n utilizando a ferramenta Matlab,” Trabalho de graduação, 2011.

- [13] Siavash Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [14] Ki-Seol Kim, Kwang-Min Hyun, Chang-Wahn Yu, Youn-Ok Park, Dong-Weon Yoon, and Sang-Kyu Park, "General log-likelihood ratio expression and its implementation algorithm for gray-coded qam signals," *ETRI journal*, vol. 28, no. 3, pp. 291–300, 2006.
- [15] ETSI Normalization Committee et al., "Channel models for hiperlan/2 in different indoor scenarios," *Norme ETSI, document 3ERI085B, European Telecommunications Standards Institute, Sophia-Antipolis, Valbonne, France, ,* no. 1, 1998.