UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ



FELIPE KURPIEL JOSE

ANÁLISE DA AUTO-EQUALIZAÇÃO E CONTROLE DE POTÊNCIA NO UPLINK EM SISTEMAS DE REDES CELULARES BASEADAS EM MIMO MASSIVO COM ESQUEMAS OFDM E FMBC

Documento apresentado como requisito parcial à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, setor de Tecnologia da Universidade Federal do Paraná.

Área de concentração: Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Luis Lolis.

Coorientador: Prof. Dr. Samuel Mafra.

CURITIBA PR 2023

DADOS INTERNACIONAIS DE CATALOGAÇÃO NA PUBLICAÇÃO (CIP) UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ SISTEMA DE BIBLIOTECAS – BIBLIOTECA DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA

Jose, Felipe Kurpiel

Análise da auto-equalização e controle de potência no uplink em sistemas de redes celulares baseadas em MIMO massivo com esquemas OFDM e FMBC / Felipe Kurpiel Jose. – Curitiba, 2023. 1 recurso on-line : PDF.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Luis Henrique Assumpção Lolis Coorientador: Samuel Mafra

1. Sistemas de telefonia celular. 2. Sistemas MIMO. 3. Multiplexação de Divisão de Frequência Ortogonal. 4. Banco de filtros multiportadora. 5. Sistemas de comunicação sem fio . I. Universidade Federal do Paraná. II. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Lolis, Luis Henrique Assumpção. IV. Mafra, Samuel. V. Título.

Bibliotecário: Elias Barbosa da Silva CRB-9/1894



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO SETOR DE TECNOLOGIA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA ELÉTRICA - 40001016043P4

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da tese de Doutorado de **FELIPE KURPIEL JOSE** intitulada: **ANÁLISE DA AUTO-EQUALIZAÇÃO E CONTROLE DE POTÊNCIA NO UPLINK EM SISTEMAS DE REDES CELULARES BASEADAS EM MIMO MASSIVO COM ESQUEMAS OFDM E FMBC**, sob orientação do Prof. Dr. LUIS HENRIQUE ASSUMPÇÃO LOLIS, que após terem inquirido o aluno e realizada a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO no rito de defesa.

A outorga do título de doutor está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

Curitiba, 31 de Julho de 2023.

Assinatura Eletrônica 09/08/2023 11:57:23.0 LUIS HENRIQUE ASSUMPÇÃO LOLIS Presidente da Banca Examinadora Assinatura Eletrônica 08/08/2023 13:27:11.0 GUILHERME LUIZ MORITZ Avaliador Externo (UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ)

Assinatura Eletrônica 02/08/2023 09:11:23.0 ANDREI CAMPONOGARA Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ) Assinatura Eletrônica 02/08/2023 09:13:23.0 BRUNO SENS CHANG Avaliador Externo (UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ)

Av. Cel. Francisco H. dos Santos, 210, Jardim das Américas, Bloco PL/DELT, Setor de Tecnologia, Campus Centro Politécnico - Curitiba - Paraná - Brasil CEP 81530-000 - Tel: (41) 3361-3622 - E-mail: ppgee@eletrica.ufpr.br

Documento assinado eletronicamente de acordo com o disposto na legislação federal <u>Decreto 8539 de 08 de outubro de 2015</u>. Gerado e autenticado pelo SIGA-UFPR, com a seguinte identificação única: 302518

Para autenticar este documento/assinatura, acesse https://siga.ufpr.br/siga/visitante/autenticacaoassinaturas.jsp e insira o codigo 302518

Dedico esta tese a todos que estiveram ao meu lado nesta jornada, família, amigos e mentores. Também dedico este trabalho aos seres iluminados que cruzaram o meu caminho e que com muita leveza e simplicidade, esperam deixar uma marca positiva no mundo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao universo por me guiar através desta jornada de conhecimento e descobertas. Expresso minha gratidão pelo dom da vida e por entender que cada dia é uma oportunidade para aprender, crescer e impactar positivamente o mundo.

Gostaria de agradecer aos meus orientadores, professor Ph.D. Lolis, professor Ph.D. Samuel, por esses mais de 6 anos de parceira, eu agradeço por todo apoio, dedicação, e compreensão durante todo o processo de pesquisa. Agradeço também aos membros da banca de defesa pela avaliação realizada, por terem aceitado o convite de participação para o evento, pela leitura minuciosa do trabalho e por todas as sugestões de melhoria da tese. Também gostaria de agradecer a esta instituição pelo acolhimento e pela estrutura ofertada que tornou possível a realização deste trabalho.

Agradeço a todos os mentores que me auxiliaram a crescer como pessoa, aos que me ensinaram o caminho da paz interior, e aos que me prepararam para os grandes desafios da vida. Agradeço aos meus bons amigos pelos momentos compartilhados, pela sinceridade das palavras, e por proporcionarem momentos da mais pura alegria, companheirismo e cumplicidade.

E de forma especial, gostaria de agradecer aos familiares que puderam estar presentes para prestar apoio durante o evento de defesa. Aos que puderam sentir pela primeira vez o que é estar dentro de uma universidade federal. Gostaria de agradecer também aos que estavam em outro continente e puderam acompanhar e vibrar por mais essa conquista. Enfim, aos que compartilham a vida comigo, eu agradeço por toda forma de incentivo que me foi dado. Pelos abraços, pelas conversas, e principalmente por me ajudarem a entender que confiar no processo é tão importante quanto ir atrás dos nossos sonhos. E que todos nós temos direito a felicidade.

RESUMO

O sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, do inglês Multiple-Input *Multiple-Output*) Massivo foi estabelecido como uma tecnologia capaz de atender vários usuários simultaneamente, usando os mesmos recursos de frequência em redes sem fio 5G e beyond 5G. Essa configuração traz vantagens, como melhorar a robustez da rede e sua confiabilidade. Nesse contexto, este trabalho apresenta um método de avaliação da eficiência espectral do sistema MIMO Massivo que incorpora distorções não correlacionadas ao sinal. Essas distorções podem ser verificadas antes de o sistema entrar no modo de auto-equalização; fenômeno este que ocorre quando o número de antenas na estação radio base é muito maior do que o número de usuários na célula. Nessas condições, o uso de combinadores lineares na detecção faz com que os efeitos de ruído e interferências de múltiplos usuários sejam eliminados. Contudo, quando a razão entre o número de antenas na estação base e o número de usuários na célula é menor que um dígito, a avaliação de eficiência espectral precisa considerar demais fontes de interferência. Assim, esta tese utiliza a relação sinal-ruído e distorção como métrica adotada para o cálculo da eficiência espectral na configuração do uplink do sistema MIMO massivo. Além disso, outro tópico relevante da tecnologia abordado no documento é o gerenciamento de energia. Idealmente, o sistema de controle de potência em MIMO massivo deve compensar as disparidades de desempenho entre usuários que ocupam diferentes posições dentro de uma célula, fornecendo uma alta qualidade de serviço a todos os usuários do sistema. Nesse contexto, essa tese apresenta um método de controle que garante qualidade de serviço uniforme aos usuários, sendo a metodologia empregada uma modificação do controle de potência conhecido como máximo-mínimo. Finalmente, ainda considerando o uplink do sistema MIMO massivo, dois esquemas de modulação diferentes são comparados, sendo eles a multiplexação ortogonal por divisão de frequência (OFDM, do inglês Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), e a multiportadora por banco de filtros (FBMC, do inglês *Filter Bank Multicarrier*).

Palavras-chave: MIMO; FBMC; OFDM; Eficiência Espectral; 5G; MIMO Massivo; Controle de Potência.

ABSTRACT

Massive multiple-input multiple-output (MIMO) was established as a technology capable of serving multiple users simultaneously by using the same frequency resources in 5G and beyond 5G wireless networks. This configuration brings advantages, such as improving network robustness and reliability. In this context, this work presents a method to evaluate the spectral efficiency (ES) of the Massive MIMO (MM) system that incorporates uncorrelated distortions to the signal. These distortions can be observed before the system experiences the auto-equalization mode. This phenomenon occurs when the number of antennas in the base station (BS) is much greater than the number of users in the cell. Under these conditions, the use of linear combiners causes the effects of noise and interference from multiple users to be eliminated. However, when the ratio between the number of antennas in the BS and the number of users in the cell is less than one digit, the ES evaluation needs to consider other sources of interference. Thus, this thesis uses the signal-to-noise and distortion ratio (SNDR) as the metric adopted to calculate the ES in the MM system uplink. In addition, another topic analyzed on this thesis has to do with energy management. Ideally, the power control system should compensate for performance disparities between users occupying different positions within a cell, providing a high quality of service (QoS) to all system users. Thus, this thesis presents a control method that guarantees uniform QoS to users, and the methodology used is a modification of the power control known as maximum-minimum. Finally, still considering the MM system uplink, two different modulation schemes are compared, namely the Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM), and the Filter Bank Multicarrier (FBMC).

Keywords: MIMO; FBMC; OFDM; Massive MIMO; Spectral Efficiency; 5G; Power Control.

Lista de Figuras

2.1	Diagrama Blocos representando o processo de transmissão e recepção em OFDM	25
2.2	Comparação entre a PSD dos esquemas de modulação OFDM e FBMC mostrando	
	os altos níveis de emissões fora da banda presente no OFDM	26
2.3	Diagrama de blocos representando o processo de transmissão para o FBMC	28
2.4	Diferenças entre FBMC e CP-OFDM fornecidas por medições e testes realizados	
	a 2,5 GHz em um sistema SISO, assumindo CSI perfeito	32
2.5	Comportamento de $ heta$ para o esquema FBMC extraído ponto a ponto seguindo a	
	equação (2.8), assumindo que a variável SNR indicada na figura é linear, ou seja,	
	não é representada pelo valor em decibéis.	33
2.6	Parâmetro $\theta \times \gamma$ versus SNR (linear) para CP-OFDM e FBMC no sistema SISO .	34
2.7	Comparativo entre as curvas obtidas por dados de simulação e através da ex-	
	pressão (2.11)	35
2.8	Representaçao da matriz do canal MIMO Massivo	37
3.1	Enlace de subida do sistema MIMO Massivo considerando uma ERB no centro de	
	uma célula circular onde M antenas estão recebendo dados de K usuários	45
3.2	Diagrama de blocos do sistema de transmissão e recepção	47
3.3	ES dado em função do número de antenas, um cenário de MM de célula única	
	com $K=10$ e raio de 750 metros, considerando detector ZF na ERB	54
3.4	ES de CP-OFDM e FBMC dado em função do número de usuários na célula,	
	considerando M = 300 antenas, detector ZF na ERB e célula de raio igual a 2000	
	metros.	55
3.5	Comparação entre a SNR e o inverso do NMSE em um sistema MIMO Massivo	
	no qual o número de antenas vai de 11 a 400. Há 10 usuários e a célula tem 500	
	metros de raio.	57
3.6	ES em MM em cenário de única célula de raio igual a 500m quando um detector	
	ZF é alocado no ERB.	58
3.7	Comparação entre a SNR e o 1/NMSE do uplink do sistema MM considerando um	
	detector ZF na ERB e a variação do raio da célula.	59

3.8	Comparação entre a ES de CP-OFDM-4,16,64 QAM e FBMC-4,16,64 OQAM em um sistema MM considerando uma célula com raio igual a 300 metros e uma ERB	
	com 200 antenas que conta com detectores do tipo ZF	60
4.1	Ponto de saturação estabelecido quando um aumento de 3 dB na SNR adiciona uma melhora inferior a 5% no valor de ES	69
4.2	Ambiente de célula única com uma ERB no centro e três usuários posicionados	74
4.3	Análise da potência de transmissão normalizada para duas estratégias diferentes	/1
	de gerenciamento de energia. A abordagem max-min emprega um valor ρ_{u_k} diferente para cada usuário, enquanto no método de potência constante o valor de	70
4.4	$ \rho_u $ e o mesmo para todos os usuarios	73
	A condição do CSI perfeito é comparada ao CSI imperfeito para o modelo de potência constante. A célula tem raio de 500 metros e o número total de usuários	
	é 10	74
4.5	Análise da ES para a condição de CSI perfeito com detector ZF na ERB. O desempenho do FBMC é comparado ao OFDM conforme o número de antenas na	
	ERB aumenta para uma configuração que adota o modelo de potência constante.	
	O raio da célula é de 500 metros e K = 10	75
4.6	Análise global de ES comparando dois métodos de gerenciamento de energia	
	para o sistema MM: controle de potencia maximo-minimo e potencia constante.	77
47	Análise de ES considerando EBMC e OEDM na condição CSI perfeito. A abor-	11
	dagem de potência constante é comparada ao sistema que usa controle de	
	potência max-min para um SNR alvo de equalização de 32 dB.	78
4.8	Comparação entre o controle de potência máximo-mínimo e o método de potência	
	constante considerando 32 dB como o nível alvo de SNR para equalização. O	
	desempenho da SE para FBMC é comparado ao OFDM para ambas as estratégias	
	de gerenciamento de energia.	79
4.9	Comparação entre a potência de transmissão normalizada para o controle de	
	potência max-min (variável ρ_{u_k}) e o método de potência constante (média dos	00
1 10	valores ρ_{u_k}) avaliado contorme o raio da celula aumenta	80
4.10	stante assumindo 32 dB como o nível alvo de SNR para equalização. A ES ó	
	analisada à medida que o raio da célula aumenta.	81

Lista de Tabelas

2.1	Configurações básicas para CP-OFDM e FBMC-OQAM em sistema SISO	31
2.2	Fatores de correção para ajustar a curva de ES analítica com os dados de ES	
	extraídos via simulação (Jose, 2018)	36
3.1	Parâmetros para o uplink do sistema MIMO massivo (Zhao et al., 2015)	53
4.1	Cenários testados durante as simulações	72
4.2	Parâmetros do uplink do sistema MM usados nas simulações	72

Lista de Acrônimos

3GPP	3rd Generation Partnership Project (Projeto de Parceria de 3ª Gera-
	ção)
4G	Fourth Generation (4ª Geração)
5G	Fifth Generation (5ª Geração)
AFB	Analysis Filter Bank (Banco de Filtros de Análise)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (Ruído Branco Gaussiano Aditivo)
B5G	beyond fifth-generation (Além da Quinta Geração)
BER	Bit Error Rate (Taxa de Erro de Bit)
CFO	Carrier Frequency Offset (Deslocamento de Frequência da Porta-
	dora)
CP	Cyclic Prefix (Prefixo Cíclico)
CSI	Channel State Information (Informações do Estado do Canal)
EE	Eficiência Energética
eMBB	enhanced Mobile Broadband (Banda Larga Móvel Aprimorada)
ERB	Estação Rádio Base
ES	Eficiência Espectral
FBMC	Filter Bank Multicarrier (Multiportadora com Bancos de Filtros)
FDD	Frequency-Division Duplex (Duplex por Divisão de Frequência)
FFT	Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier)
ICI	Inter Carrier Interference (Interferência entre Portadoras)
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform (Transformada Rápida Inversa de
	Fourier)
IoT	Internet of Things (Internet das Coisas)
ITU	International Telecommunication Union (União Internacional de Tele-
	comunicações)
ISI	Inter Symbol Interference (Interferência Intersimbólica)
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output (Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas)
MM	MIMO Massivo
mMTC	massive Machine-Type Communications (Comunicações Massivas
	do Tipo Máquina)

MMSE	Minimum Mean Square Error (Erro Quadrático Médio Mínimo)
MRC	Maximum Ratio Combining (Combinação de Razão Máxima)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Multiplexação Ortogo-
	nal por Divisão de Frequência)
OOB	Out-Of-Band (Fora da Banda)
OQAM	Offset Quadrature Amplitude Modulation (Modulação de Amplitude
	em Quadratura Deslocada)
PAM	Pulse Amplitude Modulated (Modulação por Amplitude de Pulso)
PAPR	Peak to Average Power Ratio (Relação entre Potência de Pico e
	Média)
PER	Packet Error Rate (Taxa de Erro de Pacote)
PPN	Polyphase Network (Rede Polifásica)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (Modulação de Amplitude em
	Quadratura)
QoS	Quality of Service (Qualidade de Serviço)
SDMA	Space Division Multiple Access (Acesso Múltiplo por Divisão Espa-
	cial)
SFB	Synthesis Filter Bank (Banco de Filtros de Síntese)
SISO	Single Input Single Output (Entrada Única Saída Única)
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio (Relação Sinal para Interfe- rência e Ruído)
SNDR	Signal to Noise and Distortion Ratio (Relação Sinal-Ruído e Distor-
SNB	Signal to Noise Batio (Belação Sinal-Buído)
	Time-Division Duplex (Duplex por Divisão de Tempo)
UF	User Equipment (Equipamento do Usuário)
URLLC	Ultra-Beliable and Low-Latency Communications (Comunicações
	Ultraconfiáveis e de Baixa Latência)
ZF	Zero Forcing (Forcamento para Zero)

Lista de Símbolos

M	número de antenas na estação rádio base
Κ	número de usuários na célula
R	dimensão do raio da célula
Р	número de subportadoras
1	localização de frequência da subportadora referente ao símbolo
	QAM transmitido
9	localização de tempo da subportadora referente ao símbolo QAM
	transmitido
Т	espaçamento de tempo
F	espaçamento de frequências
β	beta, desvanecimento de larga escala
$ ho_u$	rho u, SNR médio da transmissão do uplink
$\phi_{l,q}$	phi, fase do pulso QAM transmitido
r_k	distância entre a ERB e o k -ésimo usuário
r_h	distância mínima permitida entre usuário e ERB
В	largura de banda do sistema
ν	nu, expoente do perda de percurso
z_k	variável lognormal de sombreamento
σ_{shadow}	sigma <i>shadow</i> , parâmetro do canal de propagação
SNR_{MM}	SNR médio para o <i>uplink</i> do sistema MM
σ^2	sigma quadrado, densidade espectral de potência do ruído do sis-
	tema
λ_0	lambda zero, variável que representa as diferentes perdas e o con-
	sumo de energia da célula em um ponto de eficiência energética
	ótimo
θ_x	theta, parâmetro de modulação para OFDM e FBMC
γ_x	gamma, fator de correção para OFDM e FBMC
A_x	coeficiente angular da reta $ heta_x$ para OFDM e FBMC
B_x	coeficiente linear da reta θ_x para OFDM e FBMC
ς	varsigma, o valor de PAPR em MM

Δf	delta f, largura de banda da subportadora
f_p	frequência média da portadora
τ	tau, número de símbolos piloto usados para estimar o canal
P_s	variância do símbolo QAM
\mathbf{H}_m	resposta de freqüência do canal
σ_w^2	sigma w, variância normalizada para o AWGN circularmente simé-
	trico de média zero
tr[.]	operação matricial de traço
P_T	potência total de transmissão
η	número relacionado à resposta ao impulso dos filtros FBMC
$ au_{k,av}$	atraso médio de cada usuário no canal
$ au_{k,rms}$	propagação de atraso do canal

Sumário

1	Intro	odução	16
	1.1	Contexto e Motivação	16
	1.2	Esquemas de Modulação	18
	1.3	Controle de Potência	19
	1.4	Objetivos	20
	1.5	Principais Contribuições	21
	1.6	Publicações	21
		1.6.1 Artigos em Revistas	21
		1.6.2 Artigos em Congressos	21
	1.7	Estrutura do Documento	22
2	Fun	damentação Teórica	23
	2.1	Esquemas de Modulação	24
		2.1.1 CP-OFDM	24
		2.1.2 Filter Bank Multicarrier	27
	2.2	Capacidade do Canal	30
	2.3	Modelo Validado em SISO	30
		2.3.1 Ajuste Polinomial da ES em SISO	32
	2.4	Sistema MIMO Massivo	36
		2.4.1 Estimativa do Canal	38
		2.4.2 Desempenho do FBMC em MIMO Massivo	40
	2.5	Estado da Arte	41
3	Aná	lise da Eficiência Espectral para MIMO Massivo: Controle de Potência Ideal	44
	3.1	Cenário de Análise em MIMO Massivo	45
	3.2	Caracterização do Canal	46
	3.3	Relação entre MSE e SNR	50
	3.4	Cálculo da Eficiência Espectral	51
	3.5	Resultados	54
		3.5.1 Interpolação da Eficiência Espectral em MIMO Massivo	54
		3.5.2 Comparação entre SNR e 1/NMSE em MIMO Massivo	56

		3.5.3 Eficiência Espectral considerando o Inverso do NMSE	57
	3.6	Conclusões	61
4	Con	trole de Potência	63
	4.1	Controle de Potência Max-Min	64
	4.2	Controle de Potência Max-Min Modificado	67
	4.3	Cenários de Transmissão Avaliados	70
	4.4	Resultados	73
		4.4.1 Método de Potência de Transmissão Constante	74
		4.4.2 SNR alvo para Saturação	77
	4.5	Conclusão	82
5	Con	Conclusões	
	5.1	Trabalhos Futuros	83
Re	Referências		

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Motivação

O sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, do inglês *multiple-input multiple-output*) Massivo é uma das principais tecnologias que permite que a rede móvel evolua e atenda a demanda cada vez maior de tráfego em redes sem fio. É uma tecnologia promissora que atende aos requisitos das redes de sistemas de *beyond* 5G (B5G), fornecendo conectividade massiva, graças à sua capacidade de atender a um grande número de usuários simultaneamente enquanto usa recursos limitados do sistema (Wang et al., 2022). Espera-se que as conexões 5G gerem quase três vezes mais tráfego do que a tecnologia 4G já no ano de 2023. Além disso, a velocidade média de conexão 5G chegará a 575 Mbps e as conexões móveis aumentarão para cerca de 13,1 bilhões no mesmo ano (Cisco and Internet, 2020).

Existem razões pelas quais arranjos de antenas de larga escala como MIMO Massivo (MM) ganharam a atenção entre pesquisadores e desenvolvedores de rede, desde que o conceito foi interpretado como uma extrapolação do MIMO (Rusek et al., 2013). Primeiro, ele fornece maior eficiência espectral (ES) atribuindo os mesmos recursos de frequência a vários usuários. Segundo, o sistema fornece uma alta qualidade de serviço (QoS, do inglês *Quality of Service*) e confiabilidade de rede devido à sua configuração de canal multicaminho (Singh et al., 2020). Além disso, por usar um extenso arranjo de antenas na Estação Radio Base (ERB), esta configuração permite que o sistema suprima a interferência co-canal com receptores lineares. O ZF (do inglês *Zero Forcing*) é um dos detectores empregados nesta rede (Larsson et al., 2014).

Outra vantagem dos sistemas MM é que o ruído não correlacionado e o desvanecimento de pequena escala são eliminados devido ao enrobustecimento do canal (em inglês *channel hardening*), o que significa que as variações de tempo e frequência do ganho do canal são reduzidas devido ao grande número de antenas usadas na ERB (Gunnarsson et al., 2020). Outro benefício do enrobustecimento do canal no MM é que o canal escalar efetivo visto por cada usuário se comporta como um canal AWGN (do inglês *Additive White Gaussian Noise*) e,

portanto, as técnicas de codificação e modulação padrão desenvolvidas para o canal AWGN tendem a funcionar bem para esta tecnologia (Marzetta et al., 2016).

Outro benefício de se empregar um grande número de antenas na ERB é explorar a diversidade espacial; ou seja, as diferentes antenas recebem versões distintas do mesmo sinal que podem ser combinados para melhorar a qualidade geral deste sinal. Além disso, o sistema pode usar técnicas de formação de feixe para ajustar a transmissão em direções específicas, o que reduz ainda mais a interferência e melhora a qualidade do sinal. Esse direcionamento em áreas específicas através do técnicas de formação de feixe melhora também a ES em redes celulares clássicas (Zhang and Mao, 2019). Do mesmo modo, o processamento do sinal considerando a diversidade espacial, leva ao aumento da ES observada em células de MM tanto no *uplink* como em *downlink* (Sanguinetti et al., 2020).

Durante os últimos anos foi estabelecido o consenso de que os sistemas 5G suportariam serviços genéricos, tais quais banda larga móvel aprimorada (EMBB, do inglês *Enhanced Mobile Broadband*), comunicações massivas do tipo máquina (MMTC, do inglês *Massive Machine-Type Communications*) e comunicações ultraconfiáveis e de baixa latência (URLLC, do inglês *Ultra-Reliable and Low-Latency Communications*). As características desses serviços podem ser resumidas da seguinte forma:

- EMBB: Oferece suporte a conexões estáveis com taxas de dados muito altas, bem como taxas moderadas para usuários que se encontram na borda da célula.
- MMTC: Suporta um grande número de dispositivos utilizados para internet das coisas (IoT, do inglês *Internet of Things*).
- URLLC: Suporta transmissões de baixa latência de pequenos *payloads* com confiabilidade muito alta, considerando um conjunto limitado de terminais (Popovski et al., 2018).

Dentre esses serviços, esta tese explora o eMBB, pois o objetivo é explorar formas de maximizar a taxa de dados, garantindo ao mesmo tempo uma confiabilidade moderada.

Por apresentar grandes arranjos de antenas na ERB, o MM proporciona a multiplexação de dados de múltiplos usuários em taxas muito altas, e na operação de *downlink* a energia irradiada pode ser direcionada para regiões espaciais precisas (Kudathanthirige and Aruma Baduge, 2018). Em resumo, as antenas extras ajudam a direcionar energia em regiões mais específicas do espaço, o que traz grandes melhorias no rendimento e na eficiência de energia irradiada (Marzetta, 2015).

Graças à macrodiversidade gerada a partir do número de antenas distribuídas espacialmente, o MM passa a oferecer melhorias na ES e eficiência energética, possibilitando que a combinação linear dos sinais gerados entre usuários e as diferentes antenas forneça uma taxa de dados regular a todos os usuários em uma célula (Masoumi and Emadi, 2020). Além disso, o MM propicia uma maior taxa de dados, conectividade de dispositivos sem fio, redução significativa nas taxas de interferência e erro, além de apresentar uma maior confiabilidade, uma vez que há mais caminhos formados entre a ERB e o equipamento do usuário, o que facilita a propagação e recepção dos sinais pelo usuário (T.R. and Jose, 2019).

1.2 Esquemas de Modulação

As redes B5G têm como objetivo atender à crescente demanda por tráfego, o que implica na busca pela melhor utilização possível do espectro de frequências disponível. Contudo, o uso da multiplexação ortogonal por divisão de frequência (OFDM, do inglês *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) torna esse objetivo um verdadeiro desafio. Um dos motivos é a presença do prefíxo cíclico (CP, do inglês *Cyclic Prefix*) o qual reduz a ES significativamente (Nissel and Rupp, 2017). Apesar de sua robustez em canal multipercurso, existem alguns problemas com a implementação do CP-OFDM em transmissores sem fio. Sinais OFDM usam o CP por mais tempo do que a dispersão de tempo introduzida pelo canal, o que leva à diminuição da ES. Além disso, a modulação OFDM apresenta alta emissão fora da banda. Há vazamento espectral no final de cada símbolo CP-OFDM devido à descontinuidade da forma de onda (Bozic et al., 2018). Ainda assim, sua principal vantagem é a robustez à seletividade em frequência do canal, permitindo assim a operação em canais que apresentam essas condições.

Nesse contexto, buscando soluções que proporcionem maior capacidade de transmissão, e considerando que em redes de comunicações sem fio a gama de aplicações é muito diversa, o esquema de multiportadora com banco de filtros (FBMC, do inglês *Filter Bank Multi-Carrier*) foi proposto como uma alternativa mais eficiente que o OFDM por possuir propriedades espectrais superiores. Ele não se utiliza do CP. Além disso, a abordagem do banco de filtros consegue reduzir a interferência causada por emissões fora da banda até um ponto em que ela se torne desprezível (Schaich and Wild, 2014).

Técnicas de multiportadoras lidam com canais seletivos em frequência, de modo que cada subportadora passa a tratar o canal como sendo plano. Além disso, o uso de um equalizador de tap único por subportadora é capaz de mitigar o efeito de interferência intersimbólica (ISI, do inglês *intersymbol interference*) (Guerra and Abrão, 2019). O esquema FBMC adota um filtro por portadora. Graças a esses filtros, o FBMC pode reduzir a emissão fora de banda e eliminar a necessidade de um intervalo de guarda, como ocorre com o CP em OFDM.

Na comparação entre os esquemas FBMC e OFDM no contexto de sistemas MM de célula única, há vários parâmetros que indicam o FBMC como a melhor escolha. Apesar do esquema apresentar uma complexidade maior devido à presença dos bancos de filtros digitais, o FBMC apresenta menor sensibilidade ao deslocamento de frequência da portadora (CFO, do inglês *Carrier Frequency Offset*), latência reduzida e maior eficiência no aproveitamento do espectro de frequências (Aminjavaheri et al., 2016).

Dentre as diferentes configurações do FBMC, este projeto considera o FBMC baseado na modulação de amplitude em quadratura com deslocamento (OQAM, do inglês *Offset Quadra*-

ture Amplitude Modulation), já que este apresenta a máxima ES entre outras opções disponíveis (Nissel and Rupp, 2017). Embora a integração de MIMO e FBMC não seja tão elementar como em OFDM, existem métodos que permitem uma implementação eficiente através do dimensionamento adequado dos bancos de filtros, o que torna a configuração MM-FBMC uma alternativa para sistemas de comunicações sem fio de gerações futuras, uma vez superados os desafios de implementação de um sistema de maior complexidade.

1.3 Controle de Potência

O desafio de se estabelecer políticas mais eficientes de alocação de potência para *uplink* e *downlink* em redes MM ainda pode ser aprimorado. A ausência destas políticas faz com que usuários apresentem diferentes níveis de desempenho. Isso ocorre porque a atenuação do sinal é individual para cada usuário, o que por sua vez causa disparidades entre os usuários de uma mesma célula (Nikbakht et al., 2020). Portanto, a energia precisa ser tratada de forma eficiente, de modo a garantir QoS aos usuários com recursos mínimos no sistema. Assim, a solução ideal de controle de energia deve maximizar a taxa de transferência e a QoS dos usuários para uma determinada quantidade de energia (Amutha et al., 2020).

Sabe-se que para sistemas MM o método mais comum de controle de potência é o controle de potência max-min. Essa técnica maximiza a taxa mínima ou a relação sinal ruído e interferência (SINR, do inglês *Signal to Interference and Noise Ratio*) para todos os usuários da rede. Como consequência, cada usuário na rede recebe uma QoS uniforme (Akbar et al., 2021).

O controle de potência max-min é um sistema de gerenciamento de energia que fornece taxa de transferência igual para todos os usuários na célula (Marzetta et al., 2016). Este método visa maximizar a taxa de transferência do usuário com sinal mais fraco e equalizar efetivamente a taxa de transferência para todos os usuários (Yang and Marzetta, 2017). No entanto, diferentes estratégias de controle de energia podem ser exploradas, desde que as taxas de dados desejadas para um subconjunto de usuários sejam especificadas e que este subconjunto esteja sujeito a essas restrições específicas (Marzetta, 2015).

O controle de potência max-min é obtido através da resolução de um conjunto de equações lineares para os coeficientes de controle de potência. Por razão do efeito de enrobustecimento do canal, verifica-se que as variações de resposta de frequência do canal MM dependem principalmente do desvanecimento em larga escala. Com isso, toda a largura de banda do canal pode ser alocada simultaneamente para cada equipamento do usuário (UE, do inglês *User Equipment*), e o coeficiente de controle de potência do UE é constante para todas as subportadoras (Björnson et al., 2016).

Nos últimos anos, algumas discussões sobre esquemas alternativos para controle de potência foram apresentadas usando análise estatística e heurística. Uma dessas pesquisas explora uma célula MM com um número variável de usuários ativos, introduzindo uma solução que usa *deep learning* para controle de potência através do uso de uma rede neural que pode

lidar com a variabilidade do número de usuários ativos dinamicamente (Van Chien et al., 2020). Os autores apresentaram uma solução para o problema de alocação de energia em sistemas MM que usa apenas os coeficientes de desvanecimento em larga escala para prever a potência de transmissão dos usuários. Através da rede neural, os coeficientes de controle de potência são obtidos e foi verificado que o tempo gasto pela rede para definir tais coeficientes foi inferior a 1 ms. Contudo, a desvantagem da proposta está na complexidade de desenvolvimento de uma rede neural para solucionar o problema de alocação de energia entre usuários em uma célula de MM.

Neste contexto, este trabalho estuda como a ES no *uplink* do sistema MM de célula única é impactada pelo controle de potência. O método de controle de potência adotado é uma versão modificada do max-min teórico que garante justiça total entre os usuários em uma rede MM. A versão modificada, apesar de apresentar os mesmos resultados do max-min teórico, tem uma simplicidade maior em sua implementação, já que também se utiliza apenas dos coeficientes de desvanecimento em larga escala para prever a potência de transmissão dos usuários. O método proposto ajusta dinamicamente a potência média de transmissão dos usuários, dependendo do tamanho da célula e do posicionamento do usuário, e de um valor de SNR adotado como alvo para equalização. Finalmente, a ES da célula é então comparada ao cenário em que todos os usuários apresentam a mesma potência de transmissão considerando cenários variados.

1.4 Objetivos

O objetivo principal deste estudo é avaliar o desempenho da ES em MM em ambiente de simulação e de forma analítica, de modo que o desempenho do esquema FBMC-OQAM seja comparado ao OFDM para diversos cenários.

As metas específicas necessárias à obtenção do objetivo principal são as seguintes:

- Encontrar um modelo matemático que relacione a ES do sistema MM para o detector linear do tipo ZF, validado tanto para OFDM quanto para FBMC. Esse modelo deve incluir diferentes configurações do canal no que se refere ao método de estimativa do canal MM.
- Apresentar uma comparação entre o desempenho da modulação FBMC e OFDM que avalie a região em que o fenômeno de auto-equalização do sistema ainda não esteja presente, incluindo variações de cenários de análise e considerando um controle de potência ideal.
- Avaliar a ES do sistema MM de célula única, considerando um cenário em que o controle de potência do tipo max-min é empregado e posteriormente, estender a análise para o cenário onde não há uma politica de gerenciamento de energia entre usuários da célula.

1.5 Principais Contribuições

As principais contribuições da presente pesquisa são listadas a seguir:

- É proposto um modelo logarítmico que relaciona a ES e a relação sinal ruído e distorção (SNDR, do inglês Signal-to-noise and distortion ratio) em um sistema SISO, onde a modulação considerada não segue uma distribuição gaussiana. Tal modelo é linear em seus parâmetros, o que permite a interpolação com dados simulados. A partir disso, o estudo apresenta expressões fechadas para o cálculo da ES máxima atingível considerando ambos CP-OFDM e FBMC-OQAM em uma configuração prática em seus esquemas de modulação/codificação para o uplink do sistema MM.
- É apresentado um método de avaliação da ES que incorpora outras distorções presentes no canal MM antes da ocorrência do fenômeno de auto-equalização. Para tal, este trabalho adota a SNDR como métrica para se calcular a ES na configuração do *uplink* do MM. O trabalho ilustra que considerações assumidas para o MM em virtude deste apresentar um número de antenas muito maior que o número de usuários podem representar uma imprecisão, principalmente ao se avaliar a região em que a relação entre o número de antenas e o número de usuários é menor do que um dígito.
- Uma comparação de desempenho em termos de ES é apresentada considerando as modulações OFDM e FBMC para diferentes configurações do sistema MM.
- Finalmente, é apresentado um método de controle de potência que ajusta de forma dinâmica o nível de sinal dos usuários, garantindo uma QoS uniforme para o sistema.

1.6 Publicações

1.6.1 Artigos em Revistas

 Jose, FK, Assumpção Lolis, LH, Mafra, SB, Parente Ribeiro, E. Spectral efficiency analysis for massive MIMO orthogonal frequency division multiplexing and filter bank multicarrier in a realistic scenario using signal-to-noise-and-distortion ratio and interpolation for different modulation coding schemes. Trans Emerging Tel Tech. 2021;e4254. https://doi.org/10.1002/ett.4254

1.6.2 Artigos em Congressos

 F. K. Jose, L. H. A. Lolis, S. B. Mafra and E. P. Ribeiro, "Impact of Self-Equalization in a Spectral Efficiency Analysis in Massive MIMO,"2019 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Aveiro, Portugal, 2019, pp. 1-3, https://doi.org/10.1109/IMOC43827.2019.9317570

1.7 Estrutura do Documento

O restante deste documento está organizado da seguinte forma. O Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica que orienta a tese. O Capítulo 3 traz a descrição de como foi desenvolvido o modelo adotado para avaliação da ES em MM. Já o Capítulo 4 apresenta o método de controle de potência implementado na rede. E por fim, um resumo sobre as contribuições e conclusões do trabalho são apresentados no Capítulo 5.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

A crescente demanda por comunicações sem fio com alta taxa de transferência de dados, baixa latência e maior confiabilidade têm impulsionado pesquisas e inovações contínuas na área de telecomunicações. Para atender tais demandas, tecnologias de modulação e transmissão de dados continuam a evoluir de modo a atender os requisitos não só da tecnologia 5G, mas também das redes de gerações futuras.

Neste capítulo de fundamentação teórica, os seguintes tópicos serão apresentados:

- Modulação OFDM: O conceito foi introduzido na década de 1960 e adotado em várias normas de comunicação sem fio, é conhecido por sua boa ES e capacidade de combater os efeitos da dispersão do canal. A técnica divide o espectro de frequências em subportadoras ortogonais, permitindo a transmissão paralela de dados, além de ter capacidade para reduzir a ISI.
- Modulação FBMC: Essa técnica de modulação surgiu como uma alternativa ao OFDM, com o objetivo de superar algumas de suas limitações, como os altos níveis de emissões fora da banda. O emprego de bancos de filtros no domínio da frequência possibilitam um melhor aproveitamento do espectro, além do cancelamento de interferência entre subportadoras, por este motivo o FBMC tem sido apontado como uma tecnologia promissora para aplicação em redes B5G.
- Sistema MIMO Massivo: Trata-se de uma tecnologia já consolidada para redes futuras que emprega um grande número de antenas em uma ERB, explorando a diversidade espacial para aumentar a capacidade do canal e melhorar o desempenho do sistema em termos de taxa de transmissão e robustez a interferências.
- Estado da arte: Nesta seção os principais estudos que fundamentam a pesquisa serão explorados. A contribuição dos autores assim como as oportunidades de melhorias verificadas durante a fase de pesquisa também serão apontadas, de modo a comparar o que já foi apresentado em publicações anteriores e enfatizar a contribuição apresentada pela tese.

Por fim, este capítulo tem por objetivo realizar uma análise das tecnologias citadas, e em cada seção apresentar uma descrição dos elementos principais destas tecnologias.

2.1 Esquemas de Modulação

2.1.1 CP-OFDM

OFDM é um método popular de transmissão digital que transmite sinais em várias bandas de frequência. É amplamente utilizado em muitos padrões comuns de comunicação sem fio, como Wi-Fi, LTE e 5G. Se trata de um método de transmissão espectralmente eficiente que permite enviar uma grande quantidade de dados dentro de uma determinada largura de banda. No OFDM, os fluxos de dados são mapeados para componentes de sinal chamados subportadoras. Essas subportadoras são ortogonais entre si, de modo que no centro de cada subportadora, a contribuição do sinal das outras subportadoras seja zero. A modulação multiportadora divide o fluxo de bits transmitido em muitos subfluxos menores e os envia por subcanais diferentes, sendo que a taxa de dados em cada um dos subcanais é muito menor que a taxa de dados total.

O CP-OFDM foi desenvolvido para superar alguns dos desafios enfrentados por sistemas de comunicação tradicionais, como a ISI e a interferência entre canais. A ideia central por trás do OFDM é dividir o sinal de dados em vários subcanais de frequência, cada um deles transmitindo um sinal separado com uma taxa de bits menor. Esses subcanais são espaçados em frequências de forma que sejam ortogonais entre si, o que significa que não há sobreposição de espectro. O conjunto de subportadoras ortogonais são implementadas usando a transformada rápida inversa de Fourier (IFFT, do inglês *Inverse Fast Fourier Transform*) (Goldsmith, 2005).

Em sistemas de modulação multiportadora, a largura de banda total é dividida em subcanais menores cuja equalização pode ser realizada de forma independente e de maneira simplificada. O OFDM é um dos métodos mais populares de transmissão multiportadora devido à sua capacidade de lidar com canais seletivos de frequência. Neste sistema, um CP é inserido entre os quadros OFDM para evitar ISI, o que o torna robusto ao desvanecimento de multipercurso (Ghorab, 2022).

Visto que a modulação multiportadora divide a largura de banda do canal disponível em subbandas relativamente estreitas, isso possibilita uma solução que pode produzir altas taxas de transmissão para o canal. Em OFDM, o sinal em cada subbanda pode ser codificado e modulado de forma independente, a uma taxa de símbolo síncrona equivalente ao inverso de Δf , onde Δf corresponde à largura da subbanda. Se Δf for pequeno o suficiente, a resposta de frequência do canal é essencialmente constante em cada subbanda e a ISI é desprezível (Proakis and Salehi, 2001).

A subbanda (ou subcanal) do sinal OFDM está associada a um sinal de portadora senoidal ($s_p(t)$), o qual é dado pela equação:

$$s_p(t) = \cos 2\pi f_p t, \tag{2.1}$$

onde f_p é a frequência média no p-ésimo subcanal.

Ao selecionar a taxa de símbolo 1/T em cada um dos subcanais para ser igual ao espaçamento em frequência Δf das subportadoras adjacentes, as subportadoras são ortogonais sobre o intervalo T (que corresponde à duração do símbolo OFDM), independente da relação de fase relativa entre as subportadoras. Portanto, a ortogonalidade entre subportadoras pode ser representada pela seguinte expressão:

$$\int_{0}^{T} \cos(2\pi f_{p}t + \phi_{p}) \cos(2\pi f_{j}t + \phi_{j}) dt = 0,$$
(2.2)

onde $f_p - f_j = n/T$, e n = 1, 2, ..., N - 1, independente dos valores dos sinais das fases ϕ_p e ϕ_j . Assim, os sinais ortogonais multiplexados por divisão de frequência são gerados. Em outras palavras, o OFDM é um tipo especial de modulação multiportadora em que as subportadoras dos subcanais correspondentes são mutuamente ortogonais (Proakis and Salehi, 2001).

Na sequência da seção, é destacado o diagrama de blocos do transmissor da modulação OFDM conforme indicado pela Fig. 2.1.



Figura 2.1: Diagrama Blocos representando o processo de transmissão e recepção em OFDM

A geração da forma de onda OFDM no transmissor envolve vários componentes-chave. A informação vem de camadas superiores como um fluxo de bits. Em seguida, esse fluxo de bits é codificado e modulado em símbolos usando um mapeador de modulação. Conforme indicado pelo diagrama de blocos 2.1, a modulação QAM é empregada para tal propósito. Esses símbolos QAM representam um conjunto de bits, onde a amplitude e a fase do sinal são alteradas para representar diferentes combinações de bits. Em seguida, uma IFFT é aplicada para criar o símbolo OFDM. O sistema OFDM efetivamente decompõe o canal de banda larga em um conjunto de subcanais ortogonais de banda estreita com um símbolo QAM diferente enviado por cada subcanal (Goldsmith, 2005). Além disso, ocorre a inserção do CP que é adicionado à frente de cada símbolo OFDM; o CP é um intervalo de guarda para se evitar a ISI na transmissão, e trata-se de uma cópia do último grupo de amostras do símbolo OFDM que é movido para a frente do símbolo. Por fim, os sinais digitais são convertidos para sinais analógicos usando um conversor digital-analógico (D/A), permitindo assim que o sinal OFDM seja transmitido pelo ar, que é o canal típico em um sistema de comunicação sem fio. Uma característica do OFDM é que a resposta de frequência de cada subportadora tem formato de uma função sinc, ou sinc(f). E como as subportadoras estão próximas umas as outras, os lóbulos laterais das subportadoras adjacentes vão se somando, o que faz com que as emissões fora da banda (OOB, do inglês *Out-Of-Band*) no domínio da frequência sejam altas, sendo esta uma das maiores desvantagens do CP-OFDM. Contudo, a utilização do CP simplifica a equalização em canais seletivos de frequência, porém ele acaba por reduzir a ES. No caso de um canal AWGN, nenhum CP é necessário, por exemplo (Nissel and Rupp, 2017).

Por fim, uma medida utilizada para avaliação de sinais é a densidade espectral de potência (PSD, do inglês *Power Spectral Density*) que analisa a distribuição de potência do sinal em diferentes frequências. A figura 2.2 mostra a comparação entre a PSD dos sinais OFDM e FBMC de modo a verificar as diferenças de desempenho entre as duas modulações.



Figura 2.2: Comparação entre a PSD dos esquemas de modulação OFDM e FBMC mostrando os altos níveis de emissões fora da banda presente no OFDM

Pela avaliação da figura 2.2 pode se verificar os altos níveis de emissões OOB presente no OFDM em comparação com a modulação FBMC. Os parâmetros do filtro utilizados pelo esquema de modulação OFDM avaliado na pesquisa são escolhidos de forma semelhante ao proposto em (Schaich and Wild, 2014).

2.1.2 Filter Bank Multicarrier

Apesar do domínio do OFDM como a tecnologia de comunicação de banda larga mais popular em aplicações com e sem fio, ainda existem casos em que outras alternativas podem ser mais adequadas.

As técnicas de comunicação usando FBMC foram desenvolvidas pela primeira vez em meados da década de 1960 (Chang, 1966). Chang apresentou as condições necessárias para sinalizar um conjunto paralelo de sequências de símbolos usando modulação por amplitude de pulso (PAM, do inglês Pulse Amplitude Modulation) dentro de uma largura de banda mínima, através de um banco de filtros sobrepostos. Para transmitir símbolos PAM de maneira eficiente em termos de aproveitamento de largura de banda, Chang propôs a sinalização de banda lateral vestigial para sequências de subportadoras. Saltzberg (Saltzberg, 1967) estendeu a ideia e mostrou como o método de Chang poderia ser modificado para a transmissão de símbolos usando modulação de amplitude em quadratura (QAM, do inglês Quadrature Amplitude Modulation) em um formato modulado de banda lateral dupla. Outro avanço importante do método de Chang/Saltzberg foi a utilização em canais duplamente dispersivos e a observação de níveis mínimos de ISI e interferência entre portadoras (ICI, do inglês Intercarrier Interference). O método de Saltzberg recebeu ampla atenção na literatura e recebeu nomes diferentes, sendo o mais comum o nome de offset QAM (OQAM), para refletir o fato de os componentes em fase e quadratura serem transmitidos com um deslocamento de tempo um em relação ao outro (Farhang-Boroujeny, 2021).

O esquema OQAM consiste em introduzir uma mudança entre os componentes em fase e em quadratura dos símbolos QAM, correspondente a metade da duração do símbolo. O uso de símbolos OQAM em um sistema FBMC, permite que a informação seja transportada apenas pela componente real do sinal recebido, e a interferência apareça apenas em sua parte imaginária (Wang et al., 2016). Com isso, o esquema FBMC-OQAM mantém os símbolos recuperados livres de ISI e ICI em canais sem distorção (Galdino et al., 2020).

Neste contexto, o FBMC é apresentado como uma evolução em relação ao OFDM que se baseia na divisão do espectro em múltiplas sub-bandas ortogonais e na aplicação de um filtro para cada subportadora individualmente (Jose et al., 2018). Esses filtros possuem bandas passantes sobrepostas, que permitem ao receptor captar melhor a energia do sinal recebido mesmo quando há uma propagação de atraso do canal. O FBMC é um esquema de transmissão multiportadora que introduz um banco de filtros para permitir uma eficiente modelagem de pulso para o sinal transmitido em cada subportadora individual. Esse elemento adicional representa uma matriz de filtros passa faixa que separam o sinal de entrada em vários componentes ou subportadoras, cada uma carregando uma única sub-banda de frequência do sinal original (Nadal et al., 2018). Tal estrutura de transceptor geralmente requer uma maior complexidade de implementação relacionada não apenas às etapas de filtragem, mas também às modificações aplicadas na arquitetura do modulador/demodulador. No entanto, o uso de estruturas de bancos

de filtros polifásicos, juntamente com o rápido crescimento das capacidades de processamento digital nos últimos anos fizeram do FBMC uma abordagem viável (Nadal et al., 2018).

Um componente chave do FBMC é a rede polifásica que envolve um conjunto de filtros projetados para ter boa localização de frequência e baixos níveis de lóbulo lateral. Com essas características, o FBMC apresenta um melhor uso do espectro e melhor suporte à mobilidade. Além disso, a implementação do FBMC depende da transformada rápida de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*), semelhante ao OFDM, com um estágio adicional de filtragem representado pela rede polifásica, conforme indicado pela Fig.2.3. A rede de filtros está presente nos conjuntos de transmissão e recepção, juntamente com uma IFFT (do inglês *Inverse Fast Fourier Transform*) como elemento modulador e uma FFT como demodulador (Basheer and Habib, 2016).



Figura 2.3: Diagrama de blocos representando o processo de transmissão para o FBMC

Apesar de ser uma tecnologia promissora, um dos grandes desafio do FBMC é o projeto de um filtro protótipo, pois ele é a chave para garantir um bom desempenho em sistemas FBMC-OQAM. Normalmente, os trabalhos focados em FBMC usam filtros protótipos com fator de sobreposição igual a 4, o que corresponde ao número de símbolos FBMC adjacentes sobrepostos no domínio do tempo (Nissel and Rupp, 2017; Bellanger, 2010). O filtro é geralmente projetado para ter boa localização de frequência e reconstrução perfeita (ou quase perfeita) da resposta de frequência do sinal. Contudo, isso se torna um requisito conflitante quando o comprimento do filtro deve ser mantido curto, de modo que a latência de ponta a ponta seja minimizada. O mesmo é válido para o objetivo de se manter a complexidade do transceptor em URLLC em níveis mínimos (Galdino et al., 2020). Ou seja, o comprimento do filtro protótipo impacta consideravelmente a complexidade do transceptor. Assim, o design cuidadoso de novos filtros protótipos é de grande interesse para melhorar a robustez do FBMC e atender as restrições impostas por vários cenários 5G (Nadal et al., 2018). Portanto, os requisitos de baixa latência e a complexidade introduzida pelos filtros digitais ainda são desafios para essa configuração de sistema.

Ainda assim, o FBMC-OQAM continua no topo das modulações multiportadoras promissoras para sistemas de comunicação de gerações futuras. Embora desfrute de uma série de vantagens exclusivas sobre o CP-OFDM, a mais importante delas é a elevada ES pelo fato de não utilizar a extensão do CP. Além disso, o FBMC também é sensível ao deslocamento de frequência da portadora (CFO, do inglês *Carrier Frequency Offset*), apesar de apresentar maior robustez que o OFDM para esse critério. Contudo, essa sensibilidade ao CFO pode causar ICI o que acaba degradando o desempenho do sistema se deixado descompensado. Além disso, a presença do CFO impede a estimativa precisa do canal. Contudo, pesquisadores têm desenvolvido estimadores que fornecem melhores resultados em termos de estimativa do canal MM-FBMC (Besseghier et al., 2022).

Já quanto ao projeto de novas formas de onda, um teorema importante a ser considerado é o teorema de *Balian-Low*, o qual pode ser caracterizado por três condições:

- · Projetar formas de onda que sejam ortogonais;
- Que apresentem boa localização em frequência e tempo;
- E que apresentem alta densidade de símbolo.

De uma perspectiva da teoria da comunicação, a relevância prática em se cumprir todos os três critérios é justificada do seguinte modo: a ortogonalidade permite a recuperação de sinal ideal em canais AWGN; formas de onda bem localizadas em frequência e tempo minimizam o vazamento espectral, além de aumentarem a robustez em canais dispersivos; e por fim, uma alta densidade de símbolo geralmente leva a uma alta ES (Korevaar et al., 2016). Contudo, é matematicamente impossível que todas as propriedades desejadas sejam satisfeitas ao mesmo tempo, assim o teorema de Balian-Low implica que pelo menos uma dessas propriedades desejadas deve ser sacrificada ao projetar formas de onda de multiportadoras (Nissel and Rupp, 2017). No caso do FBMC-OQAM, considere que o pulso base transmitido $g_{l,q}(t)$ seja dado por:

$$g_{l,q}(t) = p(t-qT)e^{j2\pi lF(t-qT)}e^{j\phi_{l,q}}$$
(2.3)

onde l denota a posição da subportadora referente ao símbolo transmitido, e q é a posição de tempo. A função p(t) é uma versão de um filtro protótipo com deslocamento de tempo e frequência, sendo T a variável que representa o espaçamento de tempo e F o espaçamento de frequência, ou seja, o espaçamento de subportadora (Nissel et al., 2017).

Assim, para satisfazer o teorema de Balian-Low, temos que a condição de ortogonalidade complexa é dada pela expressão:

$$\left\langle g_{l_1,q_1}(t), g_{l_2,q_2}(t) \right\rangle = \delta(l_2 - l_1), \delta(q_2 - q_1).$$
 (2.4)

onde δ representa a função delta de Kronecker, a qual permite uma representação simplificada do produto escalar entre vetores ortogonais. Contudo, essa condição é substituída pela condição de ortogonalidade real menos estrita, dada por:

$$\Re \varepsilon \left\{ \left\langle g_{l_1,q_1}(t), g_{l_2,q_2}(t) \right\rangle \right\} = \delta(l_2 - l_1), \delta(q_2 - q_1).$$
(2.5)

Ou seja, há um relaxamento quanto à condição de ortogonalidade referente ao teorema de Balian-Low. Nessas condições, a modulação FBMC-OQAM passa a apresentar o seguinte padrão de implementação (Nissel and Rupp, 2017):

- Emprega-se um protótipo de filtro p(t) que tem boa localização tanto de tempo como em frequência. Tal filtro pode ser implementado através de polinômios de Hermite (Nissel and Rupp, 2016), sendo que esse protótipo de filtro é ortogonal para TF = 2.
- O espaçamento de tempo, bem como o espaçamento de frequência, é então reduzido por um fator de dois, ou seja, o que leva a TF = 0,5.
- Esse processo causa interferência que, no entanto, é deslocada para o domínio puramente imaginário, através da seleção de mudança de fase pela variável φ_{l,q} = π/2(l + q) referente à equação (2.3). Com isso, por causa da interferência imaginária, apenas símbolos de valor real podem ser transmitidos, de modo que dois símbolos de valor real são necessários para transmitir um símbolo complexo, levando à mesma taxa de informação do OFDM sem o CP, que é TF = 1.

Neste contexto, como resultado da aplicação do teorema de Balian-Low, observa-se que a principal desvantagem do FBMC-OQAM é a perda de ortogonalidade complexa.

2.2 Capacidade do Canal

A crescente demanda verificada em comunicações sem fio torna importante determinar os limites de capacidade desses canais. Esses limites de capacidade determinam as taxas máximas de dados que podem ser transmitidas por canais sem fio com probabilidade de erro arbitrariamente pequena (Goldsmith, 2005). A capacidade de um canal é a grandeza que delimita a taxa de dados máxima a ser alcançada pelo canal. No caso de um sistema SISO, a capacidade é dada por :

$$C = B\log_2(1 + \text{SNR}) \quad [\text{bps}] \tag{2.6}$$

onde SNR representa a relação sinal ruído do canal e B a largura de banda. A unidade para medição de capacidade é bits/s ou bps.

A capacidade de Shannon representada pela expressão (2.6) é geralmente usada como um limite superior para taxa de transferência de dados que pode ser alcançado sob restrições reais do sistema. Shannon provou que a capacidade do canal é igual à informação mútua do canal maximizado em todas as distribuições possíveis de entrada (Shannon, 1948).

2.3 Modelo Validado em SISO

O trabalho de (Nissel et al., 2017) traz uma avaliação de um sistema SISO que compara o desempenho entre CP-OFDM e FBMC-OQAM em termos de suas propriedades espectrais. A fim de verificar a máxima taxa de transferência de dados atingível, os autores utilizam um esquema de modulação adaptativa por subportadora que inicia em 4-QAM indo até 64-QAM. Em seguida, o esquema de modulação é combinado com códigos de correção de erros com taxas entre 78/1024 e 948/1024. Tais códigos são definidos seguindo o padrão do Instituto Europeu de Padrões de Telecomunicações (ETSI, do inglês *European Telecommunications Standards Institute*) para especificações técnicas que define um índice indicador de qualidade do canal (CQI, do inglês *Channel Quality Indicator*) associado às constelações M-QAM avaliadas, sendo cada uma delas associada a uma taxa de código que deve apresentar um valor entre zero e um.

A comparação de desempenho entre as modulações se dá através de simulações de Monte Carlo onde a taxa de erro de pacote (PER, do inglês *Packet Error Rate*) é observada, sendo que tamanho exato do pacote de dados transmitido depende da configuração M-QAM escolhida, da taxa de dados, codificação de canal e esquema de modulação. A simulação possui uma estrutura de modulação adaptativa que funciona do seguinte modo: o valor de SNR é uma variável de trajetória crescente, assim ao se considerar níveis baixos de SNR, a simulação inicia no esquema mais básico de modulação e codificação. Conforme a SNR aumenta e a modulação se adapta para maximizar a transmissão de dados, a PER é aferida. Finalmente, a taxa de transferência de dados (*throughput*) atingível para tal SNR é medida quando a PER de 10^{-3} é verificada. Em resumo, o aumento no nível do SNR faz com que os esquemas M-QAM assim como as codificações sejam alterados de maneira dinâmica. E assim que a PER atingir o valor de 10^{-3} , a simulação registra a taxa de transferência de dados atingível para cada SNR de entrada.

Os principais parâmetros adotados para comparar os diferentes esquemas de modulação são apresentados na Tabela 2.1. Já na Fig. 2.4 verifica-se que o valor de ES em FBMC torna-se maior à medida que a SNR aumenta em comparação ao CP-OFDM. Além disso, a ES em FBMC é cerca de 20 % superior a ES em OFDM para a mesma SNR de 30 dB. Isso se deve ao fato do FBMC ter maior largura de banda utilizável e nenhum CP.

Frequência de portadora	2,5 GHz
Largura de banda	1,44 MHz
Espaçamento entre subportadoras	15 kHz
Número de subportadoras em FBMC	87
Número de subportadoras em CP-OFDM	72
Comprimento do prefixo cíclico em CP-OFDM	4,76µs (padrão LTE)
Modulação CP-OFDM	4, 16, 64-QAM
Modulação FBMC	4, 16, 64-OQAM

Tabela 2.1: Configurações básicas para CP-OFDM e FBMC-OQAM em sistema SISO

No caso deste sistema SISO em particular que considera um canal AWGN, o valor de ES é extraído dos dados de *throughput* fornecidos em [Mbits/s]. Com isso em mente, e sabendo que tanto CP-OFDM quanto FBMC-OQAM são analisados para a mesma largura de banda de 1,44 MHz, fica simplificada a tarefa de geração das curvas de ES relacionadas ao sistema SISO em questão.



Figura 2.4: Diferenças entre FBMC e CP-OFDM fornecidas por medições e testes realizados a 2,5 GHz em um sistema SISO, assumindo CSI perfeito.

A partir desse modelo, foi introduzido um método para interpolar e reproduzir os resultados empíricos em SISO.

2.3.1 Ajuste Polinomial da ES em SISO

A técnica de ajuste polinomial apresentada nesta seção foi desenvolvida por Kurpiel et al. como parte do trabalho de dissertação de Mestrado (Jose, 2018).

Estudos citados anteriormente (Ngo et al., 2013; Zhao et al., 2015) tratam da ES em uma célula circular, considerando que cada usuário transmite um sinal modulado que obedece uma distribuição Gaussina complexa independente. Com isso, o resultado da ES individual segue o limite teórico de Shannon de capacidade do canal (Shannon, 1948):

$$ES_{shannon} = \log_2[1 + SNR].$$
(2.7)

Já a Fig. 2.4 ilustra a ES para CP-OFDM e FBMC-OQAM, considerando um sistema baseado em modulações M-QAM com esquemas de códigos corretores de erro adaptativos, sendo comparada ao limite de Shannon.

Contudo, como esquemas de modulação CP-OFDM e FBMC-OQAM práticos não seguem uma distribuição Gaussiana, a análise utilizando a equação (2.7) passa a ser muito otimista. Logo, o método de avaliação de desempenho deve ser aprimorado. Ao pretender se avaliar um esquema de modulação/codificação adaptável como o visto na Fig. 2.4, a análise gráfica parte do princípio de que cada modulação apresenta uma associação entre SNR e ES. Ou seja, é possivel estabelecer uma relação entre SNR e ES. Como esperado, a ES em cenário prático está abaixo do limite de Shannon. Com base nessas primeiras observações, o processo de ajuste da curva é iniciado.

A primeira etapa tem o objetivo de gerar um valor de ES inferior ao limite teórico, para isso é introduzido um fator de perda designado por θ . Este fator multiplica o valor de SNR na expressão do limite de Shannon de modo a replicar a ES desejada, para cada SNR na Fig. 2.4.

$$ES = \log_2(1 + \theta \text{ SNR}), \tag{2.8}$$

O comportamento de θ considerando o esquema FBMC é ilustrado na Fig. 2.5. A figura mostra o parâmetro θ como uma função de SNR para a modulação FBMC, sendo que o mesmo processo é realizado para o CP-OFDM. Através da análise da figura, observa-se que θ varia para cada valor de SNR. Também observa-se que a relação entre SNR e θ não é linear, conforme é ilustrado pela linha tracejada. Finalmente, a análise gráfica infere que θ tenha um comportamento quadrático com a variação de SNR, com isso θ^2 passa a ser empregado para o cálculo da ES, conforme indicado pela equação (2.9) (Jose, 2018). A análise realizada nessa etapa verificou a qualidade do ajuste polinomial para a curva que representa a variável θ , apenas considerando as funções lineares e quadráticas.



Figura 2.5: Comportamento de θ para o esquema FBMC extraído ponto a ponto seguindo a equação (2.8), assumindo que a variável SNR indicada na figura é linear, ou seja, não é representada pelo valor em decibéis.

Na sequência, de modo a melhorar a aderência à curva de ES empírica, o fator de correção θ passa a multiplicar toda a expressão de ES. Assim, a expressão ganha em precisão e mantém um baixo grau de complexidade:

$$ES = \theta \log_2 [1 + \theta^2 \text{ SNR}]. \tag{2.9}$$

E finalmente, uma constante γ é empregada para melhorar a precisão do ajuste realizado nas curvas empíricas de ES. Essa constante γ é empregada de modo que o ponto máximo da curva (o ponto onde a ES começa a saturar) seja representado com maior precisão. A aproximação resultante é a seguinte:

$$ES_x = \gamma_x \theta_x \log_2 \left[1 + \theta_x^2 \text{ SNR} \right], \qquad (2.10)$$

onde o *x* subscrito representa CP-OFDM ou FBMC-OQAM. Os parâmetros $\gamma_x \in \theta_x$ são fatores de perda de ES para um sistema SISO simulado, sendo que γ_x é uma constante, enquanto θ_x é uma função de SNR.

A análise dos parâmetros de modulação de um sistema SISO extraído ponto a ponto, já utilizando a equação (2.10) é ilustrada na Fig. 2.6. A figura mostra o comportamento do valor gerado por γ multiplicado por θ em comparação com a SNR. Como γ é uma constante, pode-se observar graficamente que θ apresenta comportamento linear. Apesar da Fig. 2.6 mostrar que o ajuste polinomial não é tão preciso ao considerar a região do gráfico que compreende a variação de SNR entre 0 e 20, após realização do cálculo que já considera o maior erro percentual entre os dados de θ extraídos via simulação e os dados gerados pelo ajuste polinomial, foi verificado que o erro fica em torno de 6 %, o que não influencia de forma significativa a avaliação da ES, visto que o fator de maior importancia para tal cálculo é o valor de SNR, sendo o parâmetro θ apenas um fator de ajuste.



Figura 2.6: Parâmetro $\theta \times \gamma$ versus SNR (linear) para CP-OFDM e FBMC no sistema SISO
Com isso, assumindo que o comportamento deste fator de ajuste é linear, e sabendo que existe uma relação entre ES e SNR, a expressão que representa a ES para as modulações M-QAM simuladas pode ser representada por (Jose, 2018):

$$ES_X = \gamma_x (A_x \operatorname{SNR} + B_x) \log_2 \left[1 + \operatorname{SNR} (A_x \operatorname{SNR} + B_x)^2 \right],$$
(2.11)

onde A_x é a inclinação (coeficiente angular) de uma linha reta descrita pela análise da Fig. 2.6 e B_x é a intercepção com o eixo vertical da mesma figura, representado pelo parâmetro θ , o qual representa o coeficiente linear da respectiva função linear.

A Tabela 2.2 mostra os valores dos parâmetros obtidos para realização do ajuste da curva. Em comparação, a Fig. 2.7 ilustra a precisão da aderência alcançada ao se comparar a modelagem fornecida pela equação (2.11) e os resultados extraídos da simulação. Os parâmetros de sistema utilizados para obtenção da curva estão representados na Tabela 2.1. Contudo, ao realizar mudanças na configuração do sistema como a análise de um modelo de canal de propagação diferente, uma nova relação entre ES e SNR seria estabelecida, o que implica que os parâmetros de linearização fornecidos pela Tabela 2.2 seriam diferentes, ainda assim, a estratégia de ajuste polinomial pode ser replicada para novas análises, desde que as etapas apresentadas nesta seção sejam seguidas e que novos parâmetros de linearização sejam encontrados.



Figura 2.7: Comparativo entre as curvas obtidas por dados de simulação e através da expressão (2.11)

Como as modulações utilizadas não são teóricas, estas não aumentam de forma ilimitada como em modelos tradicionais. Contudo, ao empregar equações lineares que são dependentes da SNR e apresentam um coeficiente angular negativo, isso implica que a partir do Tabela 2.2: Fatores de correção para ajustar a curva de ES analítica com os dados de ES extraídos via simulação (Jose, 2018)

	Parâmetros		
	A	В	γ
CP-OFDM	$-4,9 \times 10^{-4}$	0,87	0.65
FBMC-OQAM	$-4,8 \times 10^{-4}$	0,77	1

ponto em que a SNR atinge um valor muito elevado, a trajetória da curva passa a ser descendente, o que seria irreal. Para evitar tal inconformidade, o seguinte algoritmo é empregado: para cada iteração ocorrida até as modulações atingirem o ponto de saturação, o valor observado é comparado ao anterior, sendo sempre armazenado o valor máximo. Portanto, seguindo este método, quando o ponto de saturação é identificado, o valor da ES passa a ser fixo.

2.4 Sistema MIMO Massivo

Inicialmente chamado de "sistemas de antenas de larga escala", o conceito de MM foi introduzido pela primeira vez por Marzetta (Marzetta, 2010). No MM, o número de antenas na ERB é consideravelmente maior do que o número de usuários ativos em uma célula. A tecnologia atende uniformemente múltiplos usuários em ambientes de alta mobilidade. O conceito chave é equipar a ERB com arranjos de muitas antenas, as quais atendam vários terminais simultaneamente em uma mesma faixa de frequência.

Por definição, MM é uma tecnologia MIMO de múltiplos usuários onde K usuários de antena única são atendidos por M antenas em uma ERB, de modo que M seja muito maior do que K. Essa tecnologia oferece benefícios atraentes como melhorias na ES, melhores respostas dos canais e possibilidade de utilização de estruturas simples de transmissão/recepção devido à natureza dos canais formados entre cada ERB e o grupo de usuários ativos (Andrews et al., 2014).

MM é uma versão estendida do SDMA (do inglês *Space-division multiple access*) (Marzetta, 2015). O modelo MM normalmente trabalha em bandas sub-6 GHz, e alguns pesquisadores afirmam que *M* deve começar em 64 e *K* em 8 para ser considerado massivo (Sanguinetti et al., 2020). Além disso, é estabelecido que, devido ao grande número de antenas, o sistema deve operar no modo TDD (do inglês *time-division duplex*) e explorar a reciprocidade de canal para adquirir o CSI (do inglês *Channel State Information*) através de um número limitado de sinais piloto no *uplink* (Maboud Sanaie and Khaleghi Bizaki, 2019).

Em MM, a capacidade do canal é proporcional ao número de antenas; no caso é proporcional ao menor número entre as antenas de transmissão e recepção (Hoeher and Doose, 2017). Como o número de antenas na ERB é grande, os efeitos de desvanecimento em pequena

escala, interferência intra-celular e ruído não correlacionado tornam-se desprezíveis (Prasad et al., 2017). Além disso, o MM eleva a confiabilidade do link e a taxa de dados (Marzetta, 2010).



Figura 2.8: Representação da matriz do canal MIMO Massivo

A Fig. 2.8 ilustra a matriz do canal de propagação em um sistema MM onde as relações entre as antenas de transmissão e recepção para o *uplink* do sistema são destacadas. Em MM, a matriz do canal tem dimensões $M \times K$ e tem por objetivo modelar o desvanecimento rápido independente, a atenuação geométrica e o desvanecimento de sombreamento log-normal para o canal formado entre usuários e antenas (Ngo et al., 2013).

A melhoria da qualidade do canal devido aos combinadores lineares usados no MM foi confirmada numericamente, considerando as modulações OFDM e FBMC (Zhang et al., 2021; Farhang et al., 2014). Além disso, como a combinação linear dos sinais equaliza o ganho do canal entre as subportadoras, é possível adotar esquemas de constelação mais complexos, melhorando a eficiência da largura de banda do sistema.

Na operação de *downlink*, o uso de muitas antenas torna os ganhos de formação de feixe virtualmente constantes na frequência, sendo influenciados apenas pelos coeficientes de desvanecimento em larga escala. Da mesma forma, o sistema de controle de potência pode ser estruturado independentemente da faixa de frequência ocupada, dependendo apenas dos coeficientes de desvanecimento em larga escala (Marzetta, 2015).

Sob condições de propagação LoS (do inglês *line of sight*), a ERB cria para cada terminal, um feixe dentro de uma janela angular estreita centrada na direção do terminal. Quanto mais antenas, mais estreitos são os feixes. Em contraste, na presença de espalhamento local, o sinal visto em qualquer ponto do espaço é a superposição de muitos componentes espalhados e refletidos independentemente, que podem somar-se de forma construtiva ou destrutiva. Quando as formas de onda transmitidas são escolhidas adequadamente, esses componentes sobrepõem-se construtivamente com precisão nos locais dos terminais. Quanto

mais antenas, mais nitidamente a energia se concentra nos terminais. Ao focar a energia, o uso de CSI suficientemente preciso na ERB é essencial (Marzetta et al., 2016).

A tecnologia MIMO para MU como previsto originalmente, com aproximadamente o mesmo número de antenas de serviço e UE, opera por FDD (do inglês *Frequency-Division Duplex*). Contudo, para obtenção de CSI do canal de *downlink* em operação FDD, seria necessário um procedimento de dois estágios. Inicialmente, a ERB transmitiria símbolos piloto para todos os usuários e, em seguida, os usuários forneceriam o CSI estimado (parcial ou completo) dos canais de *downlink* para a ERB. O problema é que o tempo necessário para transmitir os símbolos piloto de *downlink* é proporcional ao número de antenas na ERB. Ou seja, à medida que o número de antenas na ERB cresce, a estratégia tradicional de estimativa de canal de *downlink* para sistemas FDD torna-se inviável (Lu et al., 2014)

Já o MM faz uma clara ruptura com a prática usual, através do uso de uma ERB com um número de antenas bem maior que o número de UE ativos e operação TDD. A estimativa de canal em sistemas TDD é fundamentada na reciprocidade do canal, assim apenas a CSI para o *uplink* precisa ser estimada. Na operação TDD, a ERB adquire CSI medindo pilotos transmitidos pelos UE e a reciprocidade entre o canal de *uplink* e *downlink* dá-se através da calibração de reciprocidade do hardware do transceptor (Marzetta et al., 2016).

2.4.1 Estimativa do Canal

O MM depende da medição das respostas de frequência dos canais de propagação reais. Para esse fim, os usuários ou a ERB transmitem sinais de treinamento conhecidos e o receptor oposto estima a resposta de frequência. Uma vez estimados os canais, a CSI deve ser utilizada dentro de um tempo limitado, de modo que o movimento dos usuários não altere significativamente os canais. Ou seja, há apenas uma quantidade limitada de tempo disponível para o treinamento. Em um sistema MM, tanto o treinamento quanto a transmissão de dados ocorrem em um intervalo cuja duração é escolhida para que nenhum componente mova-se mais do que uma fração de comprimento de onda durante a duração desse intervalo de tempo (Marzetta, 2015). O intervalo de tempo no qual o canal pode ser visto como invariante é chamado de tempo de coerência.

Por operar em TDD, os sinais piloto para estimativa do canal MM podem ser transmitidos por cada um dos usuários no *uplink*. Assim, assumindo que as variações de tempo do canal são relativamente lentas, uma estimativa confiável das características do canal estará disponível na ERB (Proakis and Salehi, 2001). Ao confiar na reciprocidade dos canais de *uplink* e *downlink*, a mesma banda de frequência é empregada para ambos sentidos, porém intervalos de tempo separados são usados para a transmissão.

Para realização da estimativa do canal, a ERB deve detectar de forma coerente os sinais transmitidos pelos K usuários, usando o vetor de sinal recebido juntamente com a CSI. No treinamento de *uplink* assume-se que o canal permanece constante durante o intervalo

de coerência. Na primeira fase do processo, uma parte deste intervalo é empregada para treinamento de *uplink* visando estimar o canal de cada usuário. Normalmente, em uma célula única, K sequências piloto ortogonais são empregadas para estimar o canal de uma célula com K usuários. Na segunda fase, todos os K usuários transmitem simultaneamente seus dados para a ERB para que então os sinais transmitidos sejam detectados usando as estimativas de canal adquiridas na primeira fase (Ngo et al., 2014).

Em MM, a fase de treinamento do *uplink* não tem qualquer dependência com o número de antenas da ERB, e como o canal é recíproco, ou seja, a resposta ao impulso entre quaisquer duas antenas é a mesma em ambas as direções, uma vez que a estação base tenha aprendido o canal de *uplink*, ela automaticamente tem uma estimativa legítima do canal de *downlink*.

Nas avaliações apresentadas nesse trabalho, a matriz de canal é estimada na ERB através do uso de pilotos de *uplink* e uma parte do tempo de coerência é usada para o treinamento de *uplink*. Portanto, estimar o canal enviando pilotos consome recursos. Mais especificamente, para facilitar a estimativa de canal no receptor durante intervalo de coerência, cada antena transmissora precisa receber um piloto com forma de onda exclusiva, e todos esses pilotos precisam ser mutuamente ortogonais (Marzetta et al., 2016).

Para explorar a diversidade espacial em sistemas MIMO massivos, o treinamento geralmente envolve a transmissão de sinais de treinamento em diferentes tempos e frequências. Isso ajuda a obter estimativas mais confiáveis do canal, especialmente em ambientes com múltiplos trajetos de propagação.

É importante destacar que a fase de treinamento de *uplink* é um processo contínuo, pois as condições do canal podem variar ao longo do tempo. Portanto, é comum realizar atualizações periódicas do CSI durante a operação do sistema para manter as estimativas do canal atualizadas e garantir um desempenho ótimo. Com uma estimativa precisa do canal, a ERB pode otimizar a transmissão e melhorar a ES e a qualidade do serviço para os usuários.

Para estimativa de CSI através de pilotos de *uplink*, a menor quantidade de sequências piloto que pode ser usada durante o treinamento do *uplink* é equivalente ao número de usuários do sistema (K). Nessa condição, a razão entre a duração do processo de treinamento de *uplink* e a duração total do intervalo de coerência é de aproximadamente 1/20 (Ngo et al., 2013).

Uma forma de interferência que ocorre nos canais de comunicação devido à sobreposição das sequências piloto transmitidas pelas antenas em diferentes células é o problema de contaminação de pilotos de *uplink*. Isso pode afetar negativamente o desempenho do sistema, prejudicando a qualidade da transmissão de dados, porém é um fenômeno que ocorre devido à presença de células adjacentes em uma rede. Portanto, como o sistema analisado considera uma rede MM de célula única, o problema de contaminação de pilotos de *uplink* não se verifica.

2.4.2 Desempenho do FBMC em MIMO Massivo

Estudos sobre a aplicação de MM a sistemas FBMC mostram que a combinação linear de componentes de sinal suaviza a distorção do canal, reduzindo significativamente o número de subportadoras (Hosseiny et al., 2022), (Singh et al., 2020). Como resultado, a PAPR e a complexidade do sistema são reduzidas. Além disso, o aumento do espaçamento da subportadora tem o benefício de reduzir a sensibilidade ao CFO. Outra vantagem do FBMC sobre o OFDM é que ele é mais flexível em termos de agregação de portadora/espectral, uma vez que cada banda de subportadora é vinculada a uma porção designada do espectro com interferência desprezível com outras bandas. Com base nesses benefícios, o FBMC está sendo considerado para as próximas gerações de redes celulares (Ghorab, 2022).

Outro fator presente em FBMC-OQAM é que sua ortogonalidade é progressivamente destruída à medida que a seletividade em frequência do canal aumenta (Rottenberg et al., 2017), ou seja, quando o canal não pode ser aproximado como sendo plano no nível da subportadora. Isso se deve à geração de ISI e ICI. No entanto, em MM essa interferência diminui à medida que o número de antenas na ERB aumenta. Um fenômeno chamado de efeito de auto-equalização engloba as principais consequências da utilização do sistema FBMC-MM como por exemplo:

- O emprego da combinação linear para os sinais de diferentes antenas que suaviza a distorção do canal em cada banda de subportadora.
- O aumento do espaçamento das subportadoras que reduz o número de subportadoras utilizadas em uma determinada largura de banda. Esse aumento do espaçamento faz com que a resposta em frequência de cada subportadora se torne mais seletiva, ou seja, cada subportadora está mais focada em uma faixa estreita do espectro.
- · Menor sensibilidade ao CFO
- Redução na PAPR do sinal de transmissão (Farhang et al., 2014).

Grande parte das análises de um sistema MM considera apenas o ruído térmico como fonte de distorções dos sinais, o que representa o comportamento de um canal AWGN. Contudo, na prática existem vários outros efeitos que influenciam a qualidade do sinal recebido, como por exemplo: ICI, ISI e IUI (do inglês *inter user interference*). Assim, para a realização de uma análise mais precisa sobre a taxa de transmissão efetiva, é necessário utilizar-se de uma distorção equivalente que incorpore também esses outros efeitos. A métrica que melhor quantifica essas distorções é o MSE (do inglês *Mean Squared Error*). Além do que, a análise do MSE permite observar e quantificar o efeito de auto-equalização presente em MM (Rottenberg et al., 2018a).

O MSE por definição mede a diferença média quadrática entre os valores estimados e o valor real. Ele pode ser representado pela seguinte expressão:

MSE =
$$\frac{1}{Q} \sum_{q=1}^{Q} [\hat{f}(q) - f(q)]^2$$
, (2.12)

onde Q é o tamanho da janela de observação em número de amostras, considerando um sinal discreto e janela finita; $\hat{f}(q)$ é o sinal recebido e f(q) é o sinal idealmente esperado (Shafik et al., 2006).

2.5 Estado da Arte

Com relação à avaliação de ES, uma análise onde o canal é modelado como de desvanecimento lento, invariante no tempo e como um canal multipercurso discreto é fornecida em (Varzakas, 2007). O estudo apresenta expressões fechadas para o número ótimo de subportadoras OFDM considerando a máxima ES teoricamente alcançável. A partir deste estudo foi possível quantificar a melhora em ES de técnicas MIMO em virtude da diversidade espacial presente no canal.

No que se refere à avaliação de um sistema com múltiplas antenas e múltiplos usuários na célula, uma primeira comparação da máxima ES possível para OFDM foi realizada em (Ngo et al., 2013). Neste trabalho avaliou-se a ES para um modelo de canal que inclui os efeitos do desvanecimento Rayleigh em pequena escala em um cenário de MM onde a ERB conta com os seguintes combinadores lineares: MRC (do inglês *maximum ratio combining*), ZF e MMSE (do inglês *minimum mean-square error*). Foi considerado que o sistema possui um controle de potência que faz com que a SNR para todos os usuários seja a mesma, independente da posição que estes ocupam na célula, e desta forma, a ES foi avaliada como um sinal gaussiano baseado nas expressões do limite de Shannon.

Posteriormente, com base nas conclusões de (Ngo et al., 2013), foi apresentada uma proposta de não se fixar arbitrariamente a SNR de todos os usuários, mas de se encontrar de forma analítica um ponto ótimo entre eficiência energética e ES do sistema, considerando como detectores lineares o MRC e o ZF (Zhao et al., 2015). Contudo, em ambos os casos (Ngo et al., 2013; Zhao et al., 2015) a ES para o esquema de modulação disponível (OFDM) fica próximo de alcançar o limite de Shannon, já que a única fonte de distorção é o ruído aditivo gaussiano branco (AWGN). Isso ocorre por não se considerar erros de interferência intrínseca, e demais problemas gerados pelo número excessivo de antenas na ERB.

Já os autores em (Jiang et al., 2020) consideram a condição de CSI imperfeito, empregando para tal um modelo estatístico para representação do CSI, no entanto, nenhuma consideração aos possíveis esquemas de modulação ou codificação no sinal de transmissão foram feitos. Além disso, com a intenção de aumentar a ES na demodulação, o estudo em (Shoukath and Haris, 2020) propõe um detector multiusuário para sistemas MIMO-OFDM como concorrente aos combinadores MRC e ZF, considerando o canal de Rayleigh. Porém, a modulação FBMC não é considerada pelos autores.

Já em (Nissel et al., 2017) observou-se a taxa de dados máxima atingível (em Mbits/s) para FBMC-OQAM e CP-OFDM em situações reais de transmissão em laboratório, considerando um sistema de modulação adaptativa indo de 4-QAM até 64-QAM, e que varia também a

complexidade dos códigos corretores de erros empregados. Contudo, esse trabalho considera um sistema SISO (do inglês *Single Input Single Output*), já que o foco não seria a avaliação do esquema MM.

É válido ressaltar que a opção pelo FBMC deve-se ao fato desse método de transmissão ser um forte candidato para integrar redes de telecomunicações futuras (Qiao et al., 2021). Porém, a implementação do FBMC em um sistema MM enfrenta desafios significativos relacionados à latência e ao projeto de um filtro protótipo de complexidade reduzida (Galdino et al., 2020). Além disso, o FBMC tem a desvantagem de ser muito afetado por ruído, interferência entre usuários e distorção causada por seletividade de frequência em um canal MIMO (Zhang et al., 2017). Ainda assim o FBMC, que não adota o CP em sua configuração, apresenta terminação suave em seus filtros o que garante múltiplas amostras quase nulas ao final de cada bloco. Outra vantagem do FBMC é verificada quando o canal emprega uma proporção elevada entre o número M de antenas na ERB e o número K de usuários da célula, em um cenário de MM onde ocorre o fenômeno de auto-equalização. Sob essa condição, o FBMC apresenta melhor ES do que o OFDM, principalmente devido à ausência do CP (Farhang et al., 2014).

Nesse contexto, um método de avaliação para o sistema MM é apresentado por Kurpiel et al. como parte da dissertação de mestrado (Jose, 2018), demonstrando que os limites teóricos usados até então podem ser considerados excessivamente otimistas. Este trabalho considera modulações de subportadoras simuladas em um sistema adaptativo que não segue a teoria do limite de capacidade de Shannon. Esta análise parte da premissa de que quando o número de antenas na ERB tende ao infinito, o ganho de processamento do sistema também tende ao infinito, e assim os efeitos do ruído e da interferência multiusuário são completamente eliminados, conforme introduzido em (Marzetta, 2010). A comparação entre FBMC-OQAM e CP-OFDM foi feita em um cenário com múltiplas antenas, porém de forma simplificada já que não foi considerada a presença de um detector linear na ERB, o que significa que apenas a ES máxima possível para cada modulação foi avaliada.

Quanto ao efeito de auto-equalização, este foi avaliado e caracterizado matematicamente por Rotherberg et al. (Rottenberg et al., 2018a). Em suma, os autores avaliam a relação entre as M antenas na ERB e o número K de usuários na célula que proporciona uma redução no MSE, a um nível em que apenas o ruído térmico seja o responsável pelo valor final do MSE. Nesse caso, o MSE é calculado considerando os símbolos transmitidos estimados na saída do detector ZF. Usando a teoria da matriz aleatória, a aproximação do MSE derivada em (Rottenberg et al., 2017) é analisada assintoticamente considerando que M e K crescem até o infinito, enquanto se mantém uma razão M/K finita para o receptor. Porém, a ES do sistema MM não foi avaliada, já que nem mesmo o tamanho da célula foi levado em consideração.

Assim, esta tese visa avaliar a ES em um sistema MM de modo que o impacto do efeito de auto-equalização seja aferido. Para tanto, são utilizados os valores de MSE. Considera-se um ambiente de celula única, onde os desempenhos do FBMC-OQAM e do CP-OFDM são comparados em termos de suas respectivas eficiências espectrais. Por fim, uma expressão para

o cálculo da ES que considera as distorções do sistema MM é apresentada. A avaliação será realizada para um ambiente MM, combinando o trabalho de (Jose et al., 2018) e (Rottenberg et al., 2018a) em que o efeito geral do sistema FBMC-OQAM e MM é estudado em condições de interferência intrínseca, além de considerar outros problemas relacionados à seletividade de frequência do canal.

Rottenberg et al. avaliou o desempenho do canal formado entre os usuários e a ERB, considerando o *uplink* do sistema MM-FBMC e a métrica do MSE em relação aos símbolos transmitidos estimados para diferentes receptores lineares (Rottenberg et al., 2018a). Os resultados da avaliação do MSE do sistema são utilizados para encontrar a SNR relativa do canal e com isso, a ES da célula para o *uplink* do sistema MM pode ser calculada, usando a mesma metodologia adotada em (Jose et al., 2018), a qual considera a taxa de transferência de dados de um sistema SISO validado por medições laboratoriais realizadas a 2,5 GHz (Nissel et al., 2017). Ao adotar esta abordagem, o impacto do efeito de auto-equalização pode ser incorporado na análise de ES do *uplink* de um sistema MM onde as modulações consideradas são validadas por testes. Além disso, durante o processo de análise, é introduzida uma expressão analítica para o cálculo da ES do FBMC-OQAM. Para tanto, considera-se a análise feita por (Rottenberg et al., 2018a) e (Jose et al., 2018), e a partir dessas conclusões é possível apresentar uma expressão fechada para o cálculo de ES do sistema MM-FBMC.

A estratégia de análise pode ser resumida da seguinte forma: empregando uma metodologia semelhante aos trabalhos anteriores (Rottenberg et al., 2018a; Zhao et al., 2015; Ngo et al., 2013; Jose et al., 2018), o cenário de MM escolhido considera que os UE da célula possuem controle de potência ideal; a relação entre ES e SNR baseada em medidas de esquemas de modulação real é considerada (Nissel et al., 2017), porém ao invés de se empregar os valores de SNR do sistema, os valores do MSE são utilizados. Dessa forma, o fenômeno da auto-equalização é incorporado à análise e a diferença de desempenho entre FBMC-OQAM e CP-OFDM são analizadas.

Capítulo 3

Análise da Eficiência Espectral para MIMO Massivo: Controle de Potência Ideal

Neste capítulo será realizada uma análise do efeito de auto-equalização no *uplink* do sistema MM e seu impacto na análise de ES para as modulações FBMC e OFDM. Os principais tópicos discutidos durante o capítulo estão listados a seguir:

- Apresentação do modelo do sistema MM, o qual considera os canais de comunicação formados entre os usuários da célula e as antenas da ERB. Esses canais modelam como o sinal é afetado à medida que se propagaga pelo meio de transmissão, sendo que a representação matemática se dá através da matriz de canal, que captura as principais informações associadas a cada trajetória de propagação.
- Avaliação do efeito da auto equalização através da métrica do MSE. Em sistemas de comunicação, os sinais transmitidos são frequentemente afetados por distorções e interferências que podem comprometer a integridade dos dados recebidos, contudo o efeito de auto-equalização que ocorre em MM melhora a qualidade da comunicação por conseguir mitigar tais distorções e interferências.
- Cálculo da ES considerando o uplink do sistema MM. A ES é uma métrica que mede a quantidade de informação que um sistema de comunicação pode transmitir por largura de banda. Nesta seção, para incorporar demais distorções presentes no canal de propagação (além do ruído), a ES é calculada atráves da métrica do MSE, com isso o efeito da auto equalização passa a ser incorporado na análise.
- Apresentação dos resultados da ES para o *uplink* do sistema MM, comparando o desempenho das modulações OFDM e FBMC. Nesta seção será avaliado como o emprego da métrica do MSE impacta o desempenho do sistema. Duas métricas distintas serão adotadas para comparação de desempenho da ES, sendo elas o inverso normalizado do MSE e a SNR. Por fim, uma comparação entre as modulações OFDM e FBMC é apresentada considerando diferentes cenários.

3.1 Cenário de Análise em MIMO Massivo

O cenário analisado inclui uma ERB equipada com um arranjo de M antenas localizadas no centro de uma célula circular. Existem K usuários de antena única que estão transmitindo dados para a ERB, conforme ilustrado na Fig. 3.1. Os usuários são distribuídos aleatoriamente seguindo uma distribuição uniforme, todos dentro da área de cobertura da ERB.





A distância mínima entre um usuário e a ERB é r_h . Após a distribuição dos usuários na célula, cada k usuário é ordenado de acordo com seu posicionamento.

Matematicamente, os enlaces entre os K usuários e cada uma das antenas da ERB podem ser representados pela matriz dos canais. Esta matriz modela o desvanecimento rápido independente, atenuação geométrica e desvanecimento log-normal de sombreamento. Para o cálculo da ES no sistema MM emprega-se o coeficiente de desvanecimento β_k , o qual pode ser escrito como (Ngo et al., 2013):

$$\beta_k = z_k \left(\frac{r_k}{r_h}\right)^{\nu} \tag{3.1}$$

onde z_k é uma variável aleatória log-normal com média zero e desvio padrão σ_{shadow} ; r_k é a distância (em metros) entre o k-ésimo usuário e a ERB, e ν é o expoente de perda de percurso.

O detector linear considerado neste estudo é o ZF. Apesar deste detector ter potencial para amplificar o ruído presente no canal de propagação, visto que a operação envolvida é uma inversão matricial, o uso do ZF em sistemas MM apresenta desempenho superior quando comparado ao MRC, conforme resultados observados em (Zhao et al., 2015; Ngo et al., 2013).

Assim, a ES do k-ésimo usuário considerando o detector ZF, pode ser descrita como (Jose et al., 2019):

$$ES_{ZF} = \log_2(1 + \mathrm{SNR}_v) \tag{3.2}$$

onde SNR_y é a SNR percebida pelo UE de acordo com o cenário y: CSI perfeito ou imperfeito.

Para a condição de CSI perfeito, a variável SNR_y é calculada da seguinte forma (Ngo et al., 2013):

$$SNR_{ZF} = \rho_u (M - K)\beta_k \tag{3.3}$$

onde ρ_u é a potência média transmitida de *uplink* para cada UE. Nesse trabalho, o vetor ruído é normalizado (variância unitária). Portanto, o ρ_u representa a SNR na saída do transmissor e pode ser visto como a "SNR de transmissão normalizada".

Pode-se notar na equação (3.3) que quando M tende ao infinito, o sistema pode atingir ES infinita, visto que nesse modelo o sistema não é limitado em ruído ou distorção.

Em seguida, a condição de CSI imperfeito é analisada. A condição de CSI imperfeito implica que haverá perda de recursos para realização da estimativa do canal MM. Assim, a SNR_y do *k*-ésimo usuário, assumindo CSI imperfeito pode ser dado por (Ngo et al., 2013):

$$SNR_{ZFimp} = \frac{\tau \rho_u (M - K) \beta_k^2}{(\tau \rho_u \beta_k + 1) \sum_{i=1}^K \frac{\beta_i}{\tau \rho_u \beta_i + 1} + \tau \beta_k + \frac{1}{\rho_u}}$$
(3.4)

onde τ é o número de símbolos piloto usados para estimar o canal.

Quando τ tende ao infinito, o valor da SNR para CSI imperfeito é igual ao resultado da equação (3.3) do CSI perfeito. O valor mínimo para τ é um, representando o pior cenário possível de estimativa de canal, porém o que utiliza menos recursos.

A ES representada por (3.2) é o limite teórico de capacidade de Shannon, considerando que o sinal e o ruído da informação seguem uma distribuição Gaussiana. No entanto, a capacidade limite da teoria da informação de Shannon não é alcançada quando se trabalha com sinais modulados M-ários como a modulação de subportadora para OFDM e FBMC deste trabalho. Para tais modelos, a expressão de ES segue a mesma configuração da equação (2.11).

3.2 Caracterização do Canal

Considera-se que a célula tenha um controle de potência que forneça uma QoS uniforme, ou seja, o nível de SNR recebido pela ERB é o mesmo para todos os K usuários considerados.

Assume-se que cada usuário está associado a um MSE, que depende do ruído (portanto da SNR), e também de efeitos gerais de distorção e interferência.

Existem $M \times K \times P$ respostas de frequência do canal, relacionadas à antena m, ao usuário k, e subportadora p, uma vez que P é o número de subportadoras na modulação OFDM

ou FBMC. O detector linear considerado assume a premissa de um canal plano no espectro de frequências para o nível da subportadora (Rottenberg et al., 2018a).

Presume-se que cada usuário esteja transmitindo um fluxo de dados para a ERB na mesma frequência da portadora. Além disso, a ERB tem conhecimento exato e preciso sobre os canais de comunicação entre cada uma das suas antenas e todas as antenas dos usuários do sistema, condição conhecida como CSI perfeito.

O transmissor adotado consiste em duas operações chave: geração de símbolos de dados (e) e modulação do sinal transmitido (s) conforme ilustrado na Fig. 3.2. O vetor e para cada usuário é composto de símbolos de valor real transmitidos na subportadora p e pelo símbolo de multiportadora l. Esses símbolos são considerados variáveis aleatórias limitadas, independentes e identicamente distribuídas com média zero e variância $P_s / 2$, onde P_s é a variância do símbolo QAM. O número de subportadoras é denotado por 2P (Rottenberg et al., 2018a), visto que para se empregar um esquema FBMC que apresente a mesma taxa de informação do OFDM sem CP são necessários dois símbolos de valor real para transmissão de um símbolo complexo (Nissel and Rupp, 2017). Além disso, a interferência induzida pela redução no espaçamento de tempo e frequência no filtro protótipo utilizado é deslocada para o domínio puramente imaginário. Assim, o esquema de modulação FBMC-OQAM adotado nas simulações utiliza símbolos puramente reais.

Já na demodulação, a condição de ortogonalidade real em FBMC é garantida pelo filtro protótipo empregado, sendo que o filtro protótipo utilizado em todas as simulações é o pulso PHYDYAS com fator de sobreposição igual a 4 (Bellanger, 2001).



Figura 3.2: Diagrama de blocos do sistema de transmissão e recepção

O sinal transmitido **s** é a entrada do canal e o sinal recebido **r** é a saída. O canal pode ser visto como a função de transferência entre amostras discretas de banda base no transmissor e as amostras discretas de banda base recebidas no receptor. No caso ideal, tem-se que **r** = **s**. O canal considera efeitos típicos de comunicações sem fio, como desvanecimento de multi-percurso ou mobilidade, sendo que a mobilidade dos usuários é definida pelo emprego do perfil de atraso de potência do canal (Rottenberg et al., 2018b). A análise faz uso de um simulador desenvolvido em *Matlab* por Rottenberg et al. designado por *WaveComBox*. Essa ferramenta gera um canal Rayleigh e apresenta diferentes opções quanto ao perfil de atraso abrangendo os padrões ITU (do inglês *International Telecommunication Union*) e 3GPP (do inglês *3rd Generation Partnership Project*). E finalmente, o canal é considerado invariante no tempo, portanto, o efeito Doppler pode ser ignorado.

Assim, fazendo uso da ferramenta de simulação, o sinal transmitido s[n], obtido após a modulação FBMC-OQAM de símbolos de dados puramente reais $(d_{p,l})$, é dado por:

$$s[n] = \sum_{p=0}^{2P-1} \sum_{l=0}^{2N_s - 1} d_{p,l} g_{p,l}[n]$$
(3.5)

onde $2N_s$ representa o número de símbolos reais por multiportadora, e $g_{p,l}[n]$ é definido como:

$$g_{p,l}(n) = j^{p+l} p[n-lP] e^{j\frac{2\pi}{2P}p(n-lP-\frac{L_g-1}{2})}.$$
(3.6)

onde o parâmetro L_g refere-se ao comprimento do filtro protótipo p[n]. Com isso, o sinal recebido r[n] representado pelo diagrama da Fig.3.2, já considerando um canal com desvanecimento de multipercurso e ruído aditivo, é dado por:

$$r[n] = (s \otimes h)[n] + w[n]$$
(3.7)

onde \otimes representa o operador de convolução, h é a resposta ao impulso do canal e w[n] representa as amostras de ruído aditivo (Rottenberg et al., 2018b).

Já a caracterização do canal do sistema MM para o cenário considerado, pode ser definido através da seguinte expressão:

$$\mathbf{c}_{k}[b] = \mathbf{C}_{BS}^{1/2} \times \mathbf{g}_{k}[b] \times \sqrt{\beta_{k}} \times \sqrt{p_{k}[b]}, \qquad (3.8)$$

onde $c_k[b]$ é um vetor com dimensão M representando o b-ésimo tap da resposta ao impulso do canal formado entre o k-ésimo usuário e as antenas da ERB; C_{BS} é uma matriz com dimensão $M \times M$ que modela a correlação espacial entre antenas da ERB com valores normalizados; $g_k[b]$ é um vetor $M \times 1$ composto de entradas Gaussianas i.i.d. de média zero e variância unitária, correspondendo ao desvanecimento em pequena escala. O coeficiente β_k inclui o efeito de desvanecimento em grande escala e controle de potência, enquanto o fator $\sqrt{\beta_k}$ representa o ganho normalizado do canal em relação ao usuário k, de forma que $\sum_{k=1}^{K} \beta_k = K$; e finalmente $p_k[b]$ modela a potência de tap normalizada. Cada elemento desses vetores está associado a uma das M antenas receptoras da ERB (Rottenberg et al., 2018a).

Em configuração MM, assim que o canal se torna significativamente seletivo em frequência, o uso de receptores lineares clássicos deixa de ser ótimo. No entanto, quando estes receptores são projetados para o caso de um canal de frequência plana, os valores de MSE calculados para o sistema são muito pequenos para grandes valores da relação M/K, mesmo para canais altamente seletivos em frequência. Neste contexto, com base na premissa de um canal plano no espectro das frequências no nível da subportadora, o comportamento assintótico do MSE passa a ser analisado. Para o cálculo do MSE, ao se utilizar o combinador linear do tipo ZF, é realizada uma operação matricial de inversão de canal, característica intrínseca deste detector. Assim, assumindo que \mathbf{B}_p é uma matriz $K \times M$ que compensa o ganho da *p*-ésima subportadora do FBMC e considerando cada um dos *K* usuários e *M* antenas, tem-se que:

$$\mathbf{B}_{p}^{\mathrm{ZF}} = (\mathbf{H}_{p}^{H}\mathbf{H}_{p})^{-1}\mathbf{H}_{p}^{H},$$
(3.9)

onde \mathbf{H}_p é a resposta de freqüência do canal na *p*-ésima subportadora, e o *H* sobrescrito representa a operação de transposição Hermitiana. A principal função do detector ZF é zerar a ISI, ou neste caso, a ICI por meio da inversão da matriz do canal de propagação. Porém, a inversão do canal pode levar à amplificação do ruído do canal, o que é particularmente prejudicial para baixas SNRs. O princípio do ZF parte da ideia de que, uma vez conhecida a matriz de canal que descreve as relações entre os sinais transmitidos e os sinais recebidos, há a possibilidade de inverter-se essa matriz para eliminar interferências. Essa inversão é chamada de *zero-forcing* porque o objetivo é "forçar"o cancelamento das interferências para obter uma estimativa não distorcida do sinal original (Larsson et al., 2014).

De fato, o detector ZF adapta-se melhor aos casos em que a SNR é alta e a transmissão é limitada principalmente por interferência ao invés de ruído, como é o caso em MM.

Uma das condições importantes para a avaliação do MSE do sistema considerado é a premissa de que o canal não apresente correlação espacial do lado do receptor, ou seja, a matriz C_{BS} é uma matriz identidade I de dimensões $M \times M$, tal que $C_{BS} = I_M$. Assim, o MSE para o detector ZF pode ser representado por (Rottenberg et al., 2018a):

$$MSE_{ZF} = \frac{\sigma_w^2}{2} \frac{K}{M-K} \frac{tr[\mathbf{D}_{\beta}^{-1}]}{K} + P_T \widetilde{\eta} \frac{tr[\mathbf{D}_{av}^2]}{K} + P_T \widetilde{\eta} \frac{K}{M-K} \frac{tr[\mathbf{D}_{\beta}^{-1}]}{K} \frac{tr[\mathbf{D}_{\beta}\mathbf{D}_{rms}^2]}{K}, \quad (3.10)$$

onde σ_w^2 representa a variância normalizada para o ruído branco gaussiano aditivo circularmente simétrico de média zero; o coeficiente *K* representa o número de usuários e *M*, o número de antenas na ERB. O operador tr[.] indica a operação matricial de traço, $P_T = KP_s$ é a potência total de transmissão com P_s sendo a variância do símbolo QAM complexo. E ainda, $\tilde{\eta} = \frac{\eta}{(2P)^2}$ onde 2P é o número de subportadoras e η é um número relacionado à forma de pulso usada em cada subportadora. Em outras palavras, η está relacionado à resposta ao impulso dos filtros FBMC. O parâmetro η também depende da potência transmitida P_s (Rottenberg et al., 2018a).

Por fim, D é uma matriz diagonal (presume-se que os usuários estejam localizados em diferentes posições da célula, sem correlação entre eles):

$$\begin{split} \mathbf{D}_{\beta} &= \mathsf{diag}(\beta_1,...,\beta_k), \\ \mathbf{D}_{av} &= \mathsf{diag}(\tau_{1,av},...,\tau_{k,av}), \\ \mathbf{D}_{rms} &= \mathsf{diag}(\tau_{1,rms},...,\tau_{k,rms}), \end{split}$$

onde $\tau_{k,av}$ é o atraso médio de cada usuário e $\tau_{k,rms}$ é uma propriedade intrínseca do canal de cada usuário conhecida como propagação de atraso.

Esta expressão para MSE mostra que existem diferentes fatores que afetam o desempenho da modulação FBMC em um cenário de MM. O primeiro termo de (3.10), por exemplo, está relacionado à potência do ruído aditivo após a equalização.

Assim, para o caso do detector ZF, é possível verificar o quanto a auto-equalização em MM afeta o FBMC. É demonstrado que quando a razão M/K assume valores elevados, o primeiro e o terceiro termos da equação de MSE tendem a zero. O terceiro termo está relacionado ao atraso na propagação do canal, e o fato de que ele ir a zero conforme o aumento da razão M/K, faz parte do efeito de auto-equalização, observado previamente em (Farhang et al., 2014). O único termo que não tende a zero é o segundo termo (proporcional a $\tilde{\eta}$). Porém, em uma configuração na qual a ERB e os diferentes usuários estão sincronizados, o atraso médio do canal τ_{av} passa a ter um valor insignificante em comparação com os demais termos.

Além disso, quando se analisa o cenário onde há muitos usuários e poucas antenas, há uma dificuldade maior em se atingir a diversidade espacial necessária. É o caso do ponto extremo onde M/K é igual a um, quando o MSE tende ao infinito para o primeiro e terceiro termos.

3.3 Relação entre MSE e SNR

Sabe-se que além do ruído, existe uma série de fatores que causam a degradação do sinal em transmissores sem fio. Um desses fatores é o comportamento não linear dos circuitos que gera distorção dentro e fora da banda útil. Quando ocorre fora da banda utilizada e interfere com outro usuário é designada como distorção adjacente. Já quando a distorção ocorre dentro da banda do canal, se caracteriza como ISI (Santos et al., 2009).

A métrica de MSE ganha relevância na análise do sistema MM por incluir além do ruído, a interferência entre usuários, e a distorção causada pela seletividade de frequência do canal. Neste contexto, adota-se o SNDR (do inglês *Signal-to-noise and distortion ratio*) associado ao MSE para cálculo da ES do sistema MM.

O valor da SNDR que adota os mesmos parâmetros usados para descrever o MSE definido pela equação (2.12), pode ser representado por:

SNDR =
$$\frac{\sum_{q=1}^{Q} f(q)^2}{\sum_{q=1}^{Q} [\hat{f}(q) - f(q)]^2} = \frac{P_f}{\text{MSE}} = \frac{1}{\text{NMSE}},$$
 (3.11)

onde NMSE equivale ao valor do MSE normalizado pela potência do sinal e P_f é a potência do sinal de entrada observada no intervalo Q.

No âmbito do MM, será assumido que o NMSE indica que o valor do MSE é normalizado pela potência do sinal de entrada. E de acordo com (Rottenberg et al., 2018a), a potência total

de entrada indicada pela equação (3.10) é o traço da matriz quadrada \mathbf{D}_{β}^{-1} . Note que o traço de uma matriz é a função que associa a matriz à soma dos elementos da sua diagonal principal, e para o cenário considerado vale em média *K*.

Assim, assumindo que o valor de P_f da equação (3.11) equivale à variável K, e a variável MSE_{ZF} da equação (3.10) representa o valor de MSE quando o detector ZF é adotado, tem-se que a relação entre MSE e SNDR pode ser descrita do seguinte modo:

$$SNDR_{ZF} = \frac{K}{MSE_{ZF}}.$$
(3.12)

Os autores de (Rottenberg et al., 2018a) consideram em seu estudo o uso dos detectores lineares do tipo ZF, LMMSE (do inglês *Linear Minimum MSE*) e MRC. Contudo, seus resultados apontam que os receptores ZF e LMMSE apresentam desempenho similar quanto à análise do MSE para o sistema MM, sendo assim este capítulo da tese apenas trata da avaliação considerando o detector ZF, uma vez que este tem uma complexidade menor de implementação em relação ao LMMSE. Uma alternativa de detector linear ainda mais simplificada é a utilização do receptor MRC, porém este detector apresenta um desempenho muito inferior ao ZF na configuração do *uplink* do MM, razão pela qual o MRC também não é avaliado neste capítulo.

3.4 Cálculo da Eficiência Espectral

Estudos anteriores que analisaram a ES em cenários de MM, consideram a SNR como a métrica representativa da qualidade do sinal, portanto, ignoraram outros efeitos como ISI, ICI, IUI, entre outros. Porém, quando o objetivo é se avaliar o efeito dessas interferências no canal MM, verificou-se que a métrica do MSE mostra-se mais precisa.

Logo, para realização do cálculo da ES do sistema, o inverso do MSE_{ZF} normalizado mostrado pela equação (3.12) pode ser empregado para aferir o nível de sinal no canal.

Para tal, uma análise dos termos da equação (3.10) se faz necessária.

Desta análise, é possível inferir que o primeiro termo em (3.10) está relacionado puramente ao ruído térmico, ou seja, representa um valor de SNR. Assim, empregando a equação (3.12), e considerando o inverso do primeiro termo da equação (3.10) como SNR_{ZF}, tem-se que:

$$\operatorname{SNR}_{ZF} = \frac{2}{\sigma_{\omega}^2} (M - K) \frac{K}{\operatorname{tr}[\boldsymbol{D}_{\beta}^{-1}]}.$$
(3.13)

Por sua vez, a avaliação do sistema MM considera variáveis como: modelo de propagação do canal, geometria da célula, distribuição e posicionamento do usuário dentro desta célula, o que leva a uma SNR equivalente percebida por cada usuário. Em outras palavras, o valor desta SNR vai depender do ruído do receptor, do número K de usuários e M antenas, além de outros fatores. Neste contexto, uma estratégia de análise pode ser estabelecida através da realização de três etapas:

- Inicialmente a SNR média por usuário é avaliada em um cenário de MM, conforme estabelecido em (Zhao et al., 2015).
- Numa segunda etapa, este valor de SNR é usado como o primeiro termo da equação (3.10) que apresenta o valor do MSE_{ZF}. E com isso a SNDR equivalente é calculada pela expressão (3.12).
- Finalmente, já com a SNDR como a métrica representativa da qualidade de sinal, o cálculo da ES em MM é realizado.

Esta avaliação considera a ES de uma célula em MM, já incluindo o MSE como métrica, assim como a utilização de modulações práticas nas subportadoras. Nota-se que em trabalhos anteriores a ES para MM foi analisada, porém a maioria dessas pesquisas considerou apenas a modulação OFDM. Ainda assim, as conclusões ou resultados de alguns desses trabalhos são empregados aqui no decorrer da avaliação de ES que adota o MSE ao invés da SNR.

Quanto ao dimensionamento otimizado da célula, são usadas como referência as conclusões apresentadas em (Zhao et al., 2015). Neste estudo, é empregado um modelo analítico que adota a teoria de otimização para encontrar um ponto ótimo entre ES e eficiência energética para o *uplink* do sistema MM.

Através da teoria de otimização, a SNR percebida por usuário é recalculada conforme parâmetros como M, K ou raio da célula são alterados. Este valor de SNR torna-se de grande importância para a análise, pois ao compará-lo aos resultados de MSE normalizados obtidos em (Rottenberg et al., 2018a), é possível determinar a ES do sistema MM, já considerando dados de dimensionamento da célula.

Assim, a expressão que se refere à SNR percebida no *uplink* do sistema MM é a seguinte:

$$SNR_{\lambda_0} = (M - K)\frac{\lambda_0}{\sigma^2},$$
(3.14)

onde λ_o é dado em função de M, K, β , além de parâmetros relativos ao consumo de energia do sistema e σ^2 que é a densidade espectral de potência do vetor de ruído aditivo gaussiano branco (Zhao et al., 2015).

Com isso, a análise prossegue tomando como referência o parâmetro denominado ${\rm SNR}_{\lambda_0}$ que passa a ser comparado ao MSE na análise do sistema MM.

Assim, ao apresentar o valor de SNR_{λ_0} e comparar as expressões (3.14) e (3.13), tem-se que:

$$\operatorname{SNR}_{\lambda_0} = \operatorname{SNR}_{ZF} = (M - K)\frac{\lambda_0}{\sigma^2} = (M - K) \cdot \frac{2}{\sigma_\omega^2} \cdot \frac{K}{\operatorname{tr}[\boldsymbol{D}_{\beta}^{-1}]}.$$
(3.15)

Parâmetro	Valor
σ_{shadow}	8 dB
r _h	10 m
σ^2	-134 dBm/Hz
ν	3,7

Tabela 3.1: Parâmetros para o uplink do sistema MIMO massivo (Zhao et al., 2015)

Na sequência, o cálculo do parâmetro SNR_{λ_0} indicado pela equação (3.14) é realizado. Para tal, adotam-se os parâmetros mostrados na Tabela 3.1 .

Uma vez identificada a variação total da SNR alcançada em MM, o cálculo da ES do sistema torna-se trivial. Contudo, além de considerar a SNR percebida, o inverso do MSE normalizado (1/NMSE) passa a ser utilizado.

Por fim, já com os valores da SNR e do 1/NMSE, a ES pode ser calculada através da equação (2.11), visto que esta equação modela a ES das modulações conforme a qualidade do sinal é alterada, ou seja, a ES de um único usuário é dada em função dos valores de SNR ou SNDR empregados. Desse modo, o desempenho de CP-OFDM e FBMC-OQAM com base em resultados validados por testes introduzido em (Nissel et al., 2017) é estabelecido.

Já para o cálculo global de ES considerando a célula MM, a única operação necessária passa a ser a multiplicação da equação (2.11) pelo número K de usuários, uma vez que considera-se a presença de um controle de potência no sistema que faz com que todos os usuários apresentem QoS uniforme.

O mesmo método é adotado quando se emprega o inverso do MSE_{ZF} normalizado. E nessa condição, a expressão representativa do cenário proposto é a seguinte:

$$ES_{X} = K\gamma_{X} \left[A_{X} (\text{NMSE}_{ZF})^{-1} + B_{X} \right] \log_{2} \left[1 + (\text{NMSE}_{ZF})^{-1} \left(A_{X} (\text{NMSE}_{ZF})^{-1} + B_{X} \right)^{2} \right]$$
(3.16)

onde o "X"subscrito refere-se à modulação CP-OFDM ou FBMC. Esta expressão guarda muita semelhança com a equação (2.11), porém aqui a variável K multiplica toda a expressão da ES, devido a presença do controle de potência ideal que faz com que os usuários tenham sempre a mesma SNR, independentemente da posição que ocupem na célula.

Em resumo, ao explorar a análise do MSE, esta pesquisa explora com mais profundidade o impacto da auto-equalização no desempenho da ES do sistema MM.

A metodologia de análise pode ser vista como um processo de três etapas:

1. Através da expressão (2.11) avalia-se a ES de um usuário individual (equação de interpolação baseada em dados de laboratório).

- Ao invés de se aplicar o valor de SNR em (2.11), o valor de MSE relacionado a esta SNR é calculado e então usado em (2.11). Com isso, outros efeitos de distorção do canal passam a ser considerados, e o efeito de auto-equalização pode ser quantificado.
- Finalmente, através da expressão (3.16), a análise da ES para um único usuário é estendida, passando a abranger a totalidade da célula em um cenário de MM.

3.5 Resultados

3.5.1 Interpolação da Eficiência Espectral em MIMO Massivo

A validação da curva da ES interpolada (dada em função do número de antenas) é o primeiro resultado da análise, sendo ilustrado graficamente pela Fig. 3.3.



Figura 3.3: ES dado em função do número de antenas, um cenário de MM de célula única com K=10 e raio de 750 metros, considerando detector ZF na ERB.

Nesta figura, as curvas denominadas como "ajuste polinomial" utilizam a equação (3.16) para avaliação de ES, utilizando como SNR o valor de SNR_{λ_0} apresentado na equação (3.14). Contudo, para validação do método, é necessária uma referência, e para tal utiliza-se a abordagem empregada em (Jose et al., 2018), cujos dados são chamados de "simulação". A referência mencionada utiliza os dados de taxa de transferência gerados pela simulação disponibilizada por (Nissel et al., 2017), porém, ao invés de empregar o ajuste polinomial, é realizada uma interpolação dos dados gerados em SISO para canal AWGN e a SNR calculada

em MM. Além disso, o valor da SNR calculada para o *uplink* do sistema MM é comparado com o valor quantizado de SNR da simulação em SISO, e por fim, adota-se uma interpolação entre os dados de SNR para se encontrar o valor de ES relativo ao ponto analisado.

Assim, com a referência definida, as curvas originadas via simulação e utilizando o ajuste polinomial podem ser comparadas. Ao avaliar as duas curvas, nota-se a precisão alcançada pelo método de ajuste polinomial, que usa simplesmente a equação reduzida da reta como ferramenta de modelagem. Mais especificamente, a Fig. 3.3 mostra a curva de ES relacionada ao sistema MM para uma célula com 10 usuários, raio de 750 metros, considerando que o número *M* de antenas na ERB varia de 11 a 800. Neste caso, por ser considerada uma modulação não teórica, o valor limite de ES para CP-OFDM e FBMC é atingido. Este limite, de acordo com os resultados apresentados em (Nissel et al., 2017), é observado em torno de 25 dB de SNR percebida por usuário. Nota-se que o esquema M-QAM mais elevado para ambas as modulações é o de 64-QAM com 6 bits/s/Hz por usuário. Porém, como a simulação conta com blocos corretores de erros, há uma perda adicional de 1 bits/s/Hz por usuário. E ao se consideram um canal AWGN na simulação que gera os dados para as modulações OFDM e FBMC em SISO, sendo as medições realizadas a 2,5 GHz.

O outro resultado apresentado nesta seção é mostrado na Fig. 3.4. Neste caso, pode-se notar que devido à presença do detector ZF na ERB, quando o número K de usuários na célula se aproxima do número M de antenas, o valor de ES correspondente começa a diminuir.



Figura 3.4: ES de CP-OFDM e FBMC dado em função do número de usuários na célula, considerando M = 300 antenas, detector ZF na ERB e célula de raio igual a 2000 metros.

Nesse cenário, percebe-se que para 300 antenas na ERB e raio de célula de 2000 metros, o valor máximo de ES do sistema é obtido em torno de 250 usuários. Quando o número de usuários na célula ultrapassa esse limite, a curva de ES representativa do *uplink* do sistema MM começa a mostrar uma trajetória descendente. Ainda assim, é possível perceber que as curvas de simulação e interpoladas estão praticamente sobrepostas, o que confirma a precisão do método.

Ainda de acordo com este gráfico, a diferença máxima em termos de ES entre CP-OFDM e FBMC é de 64 bits/s/Hz para 250 usuários na célula. Este valor é inferior às diferenças máximas em bits/s/Hz por usuário entre o CP-OFDM e o FBMC apresentadas anteriormente, uma vez que o valor da SNR em avaliação neste cenário específico não atinge o limite de 25 dB. No cenário avaliado pela Fig. 3.4, a SNR do sistema MM varia entre 1 e 8 dB.

3.5.2 Comparação entre SNR e 1/NMSE em MIMO Massivo

Para validar esta comparação tomaremos por base a Fig.3.5. Esta imagem destaca e ilustra as semelhanças existentes entre a SNR percebida em MM e o inverso do NMSE em condições equivalentes. Conforme verificado nesta figura, as duas curvas se aproximam uma da outra especialmente quando o número de antenas torna-se consideravelmente maior que o número de usuários. Isso ocorre porque conforme a razão M/K cresce e o nível da qualidade do sinal aumenta, o primeiro e o terceiro termos que compõe o MSE dado pela equação (3.10) vão progressivamente para zero. Além disso, o termo relativo ao atraso médio do canal que independe dessa condição passa a ter um valor insignificante nesse cenário. Observe que a comparação entre as métricas do MSE e SNR se dá através do emprego do inverso do valor do NMSE , enquanto o valor SNR é o mesmo apresentado pela expressão (3.14).

Ao analisar os gráficos, percebe-se que o valor da SNR do sistema MM e o inverso do valor do NMSE são muito próximos um do outro. Contudo, o último é sistematicamente mais baixo que o primeiro por causa da propagação do atraso. Isso ocorre porque mesmo que a relação entre M/K seja alta, a equação (3.10) é composta por elementos que independem desta condição, portanto mesmo que a SNR e o inverso do NMSE aproximem-se, as duas curvas não se sobrepõem. Esta conclusão pode ser verificada na região onde a razão entre M/K é pequena, pois neste ponto as diferenças entre as duas curvas estão enfatizadas.

Em termos práticos, o que está ilustrado na Fig. 3.5 é a variação da entrada sendo usada no sistema MM (em decibéis), conforme o número de antenas a ERB aumenta. A análise considera um raio de célula de 500 metros, 10 usuários, e o número de antenas variando de 11 a 400. Nessas condições, as entradas avaliadas possuem inclusive valores negativos (em decibéis) quando a relação entre M/K é próxima à unidade. O valor máximo é obtido para o maior número de antenas na ERB; para este cenário fica em torno de 23 dB.

O objetivo deste estudo é a obtenção de uma expressão para o cálculo da ES do sistema FBMC-MM que considere o efeito de auto-equalização, para tal o valor do MSE apresentado em



Figura 3.5: Comparação entre a SNR e o inverso do NMSE em um sistema MIMO Massivo no qual o número de antenas vai de 11 a 400. Há 10 usuários e a célula tem 500 metros de raio.

(Rottenberg et al., 2018a) é utilizado na análise. Assim, a expressão final da ES para o sistema é a seguinte:

$$SE_{ZF} = K \log_2 [1 + NMSE_{ZF}^{-1}],$$
 (3.17)

onde o $NMSE_{ZF}$ se refere a equação (3.10).

Ao se analisar o NMSE ilustrado na Fig. 3.5 fica claro que o receptor linear ZF tem seu desempenho melhorado com o aumento do valor da SNR (Rottenberg et al., 2018a). Já a análise da ES mostra a dinâmica na qual os valores de SNR_{ZF} se alteram para diferentes relações de M/K. Inclusive verifica-se o ponto no qual os valores de MSE mudam de positivo para negativo, sendo este ponto assumido como o limite para a viabilidade do FBMC quando um determinado valor de SNR é usado como entrada.

3.5.3 Eficiência Espectral considerando o Inverso do NMSE

Após essas conclusões, os resultados dos cenários em análise passam a ser discutidos. O primeiro cenário avaliado é ilustrado na Fig. 3.6, onde o raio da célula e o número de usuários são mantidos fixos, e o valor da ES é avaliado conforme o número de antenas na ERB aumenta.

Para avaliação da ES em MM, a expressão utilizada é a equação (3.16) e os valores do MSE considerados são obtidos pela expressão (3.10). A análise da ES em MM é realizada através desses dados. Seguindo essas orientações, a Fig. 3.6 mostra a curva relacionada ao



Figura 3.6: ES em MM em cenário de única célula de raio igual a 500m quando um detector ZF é alocado no ERB.

valor de ES do sistema tanto para CP-OFDM quanto FBMC, em uma célula com 10 usuários, com raio de 500 metros e considerando o número de antenas na ERB varia de 11 a 400.

Nesse cenário, nota-se que quanto maior o número de antenas na ERB melhor a ES, porém devido à modulação empregada na análise ser empírica há um valor limite. Acima desse limite, o aumento do número de antenas na ERB só geraria um desperdício de recursos, uma vez que a ES permaneceria inalterada. Quanto à comparação entre CP-OFDM e FBMC-OQAM, observa-se que para 350 antenas na ERB a diferença entre CP-OFDM e FBMC em termos de ES é de aproximadamente 12 bits/s/Hz. Quanto ao emprego das diferentes métricas de análise para o sistema MM, ou seja, SNR ou 1/NMSE, observa-se que quando a relação M/K é inferior a 10 há uma clara distinção no desempenho entre uma métrica e outra. Essas diferenças tornam-se ainda maiores quanto mais próxima a relação M/K se aproximar da unidade. Isso ocorre porque o valor do MSE é muito influenciado pela relação M/K, fato que se evidencia no cenário onde a variação no número de antenas da ERB é o principal foco de análise.

Nesse caso, quanto maior o número de antenas, mais a curva de 1/NMSE se aproxima da curva interpolada, que usa a SNR como entrada. Nota-se que quando o número de antenas é superior a 300 as duas curvas se sobrepõem, porém o motivo para tal é a modulação não teórica sendo utilizada, pois se fosse adotado um modelo puramente teórico, a diferença seria similar ao que se identifica na Fig. 3.5, mesmo para casos onde a relação M/K é bastante alta.

Em todos os cenários, a condição de CSI perfeito é considerada. Já a forma pela qual o efeito de auto-equalização é incorporado na análise da ES, deve-se à inclusão do inverso do valor normalizado do MSE_{ZF} como métrica do sistema. Além disso, visto que são empregados dados provenientes de testes realizados em laboratório, os resultados da Fig.3.5 também servem para auxiliar a identificação do ponto de saturação das modulações avaliadas, as quais são não teóricas.



Figura 3.7: Comparação entre a SNR e o 1/NMSE do *uplink* do sistema MM considerando um detector ZF na ERB e a variação do raio da célula.

O próximo cenário analisado está ilustrado na Fig. 3.7, onde se observa a variação do valor em decibéis da entrada adotada, conforme se varia o raio *R* da célula, enquanto o número de antenas na ERB e o número de usuários se mantém constantes. Através desse gráfico, as variáveis SNR_{λ_0} e o inverso do MSE_{ZF} podem ser avaliadas e comparadas. Nesse caso a relação M/K é fixada em 20, ou seja, são 10 usuários no célula e 200 antenas na ERB. E ao contrário da Fig. 3.5 onde a razão M/K foi o principal fator de análise, neste caso devido à variação do raio da célula, o principal fator a ser analisado é o parâmetro σ_w^2 obtido através da equação (3.15).

Nesse cenário, pode-se observar que para valores acima de 20 dB as curvas que representam as diferentes métricas (SNR e NMSE) utilizadas em MM estão muito próximas. E mesmo quando as entradas estão próximas de 0 dB, a diferença entre as curvas é muito menos significativa daquela observada na Fig.3.5 na região onde a razão M/K fica abaixo de 10. Este detalhe é ainda mais evidente na análise da ES.

A avaliação da ES em MM ilustrada pela Fig. 3.8 retrata o cenário mencionado anteriormente. Neste cenário, o raio R da célula varia de 300 a 600, enquanto o número de usuários e o número de antenas são mantidos constantes; K igual a 10 e M igual a 200. Neste caso, como o valor das entradas ultrapassa o ponto de saturação da modulação adotada, o valor limite da ES é atingido. Nota-se também que mesmo para o maior raio avaliado, as diferenças entre o valor da ES calculada usando 1/NMSE e SNR são perceptíveis, mas não tão significativas, ficando em torno de 1 bit/s/Hz para 10 usuários. Outro detalhe é que as curvas começam a se sobrepor para um raio inferior a 350 metros. A justificativa para isso é a modulação não teórica adotada, já que a estrutura da modelagem empregada para as modulações M-QAM adaptativas faz com que elas atinjam um valor máximo para ES considerando um nível alto de SNR; porém, ao atingir este nível máximo (nível de saturação das modulações), a variação de SNR deixa de influenciar a ES do sistema. Consequentemente, enquanto as modulações não atingirem o nível de saturação, as curvas de análise que consideram as diferentes métricas irão continuar a mostrar diferença de desempenho entre elas.



Figura 3.8: Comparação entre a ES de CP-OFDM-4,16,64 QAM e FBMC-4,16,64 OQAM em um sistema MM considerando uma célula com raio igual a 300 metros e uma ERB com 200 antenas que conta com detectores do tipo ZF.

Nota-se na Fig. 3.8 que a diferença máxima no valor da ES entre CP-OFDM e FBMC-OQAM permanece em torno de 20 %, uma vez que em ambos os cenários analisados o valor máximo para ES é atingido, o que indica que a capacidade limite para cada modulação analisada também é atingida. Esses resultados consideram que as modulações CP-OFDM e FBMC-OQAM têm a mesma potência de transmissão, assim a diferença entre perfomances se deve ao melhor aproveitamento da largura de banda por parte do FBMC e por este não utilizar o CP.

Em síntese, durante a apresentação dos resultados o MM foi explorado em um ponto fundamental, que seria a operação com grande número de antenas na ERB (normalmente da

ordem das centenas), atendendo a um número relativamente pequeno de terminais móveis. Com isso em mente, a maioria das simulações apresentadas teve por objetivo reproduzir este cenário, de modo que a avaliação da ES do *uplink* do sistema MM fosse possível. Para tal foram considerados dois esquemas de modulação diferentes e também duas entradas diferentes, sendo elas a SNR e o 1/NMSE. Este último parâmetro tem grande importância na avaliação do efeito de auto-equalização em MM, o que se torna mais evidente quanto mais alta for a razão M/K adotada na análise, uma vez que as demais interferências passar a ser desprezíveis graças ao grande número de antenas na ERB. Além disso, um resultado e conclusão importantes são verificados quando a razão M/K é inferior a um dígito, por exemplo. Nesta região, a diferença percebida na avaliação da ES torna-se bastante significativa quando comparada aos modelos e trabalhos apresentados anteriormente.

3.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma comparação entre o CP-OFDM e o FBMC-OQAM em termos de suas respectivas ES considerando o *uplink* do sistema MM. Ambas as modulações têm seus dados de *throughput* validados por testes. Ao assumir um cenário de célula única com CSI perfeito, um método para geração de uma expressão analítica que se relaciona com os dados empíricos foi apresentado.

O capítulo introduziu um método para avaliação da ES do sistema MM que inclui a métrica do MSE. A análise mostrou que tanto o MSE quanto a SNR podem ser usadas para o cálculo da ES em um cenário de MM, contudo, os efeito de auto-equalização são melhores aferidos ao se utilizar o inverso do NMSE como métrica de avaliação do sistema. Isso é particularmente importante quando a proporção M/K não é grande o suficiente (< 10, por exemplo) porque nesta faixa as diferenças quanto ao uso de uma ou outra métrica são mais significativas. Esta é uma novidade porque trabalhos anteriores tratando de assuntos semelhantes avaliam o MM especialmente para o caso em que o número de antenas é tão maior do que o número de usuários que condições específicas podem ser aplicadas, no entanto, foi mostrado neste capítulo que algumas dessas suposições podem representar um erro quando a razão M/K é menos expressiva. Essa diferença se deve à inclusão de distorções presentes no canal de propagação do uplink do sistema MM que são diferentes do ruído, ou seja, a métrica do NMSE traz informações adicionais sobre o sistema que a métrica de SNR não possui. Assim, para M/K < 10, a consideração de distorções adicionais piora o desempenho do sistema, contudo, conforme a razão M/K aumenta, o efeito de auto-equalização faz com que tais distorções tenham um menor impacto na análise, o que é verificado na região em que as métricas de SNR e NMSE começam a apresentar valores próximos.

Por fim, foi realizada uma comparação entre o FBMC-OQAM e o CP-OFDM. Observouse que quando a relação M/K é superior a 10, o FBMC garante uma melhora na ES de mais de 20 % em relação ao CP-OFDM. Esse resultado é verificado na análise em que a ES é avaliada conforme o número de antenas na ERB aumenta. Essas análises comprovam a importância em se explorar novas alternativas em termos de modulação, uma vez que a tarefa de se estabelecer um sistema com uma capacidade superior é um processo sem fim.

Os resultados avaliados nesse capítulo apenas consideraram a condição de CSI perfeito e controle de potência ideal. Em contra partida, sabe-se que a estimativa do canal MM considera a presença de ruído, interferência e limitações práticas. Essas limitações e seu impacto na capacidade do sistema podem ser avaliadas na condição conhecida como CSI imperfeito. Ao considerar uma estimativa não perfeita do CSI, a capacidade e a ES do sistema MM passam a ter um desempenho inferior em comparação ao que foi apresentado até então. Essa condição será melhor avaliada na sequência da tese.

O próximo capítulo também irá apresentar um sistema capaz de gerenciar a energia de transmissão dos usuários em uma célula única em MM. Essa solução visa corrigir as disparidades de desempenho entre usuários causados por seu posicionamento em relação à ERB, de modo que o sistema apresente uma QoS uniforme.

Capítulo 4

Controle de Potência

Não houve até o momento uma discussão aprofundada sobre o problema do controle de potência dos usuários na célula. Estudos que avaliam o desempenho da ES de diferentes modulações em MM adotam como padrão que todos os usuários em uma mesma célula apresentam um controle de potência ideal (Ngo et al., 2013; Zhao et al., 2015; Rottenberg et al., 2018a; Jose et al., 2018). Em outras palavras, um usuário muito próximo da ERB teria sua potência de transmissão diminuída e um usuário que estivesse na borda da célula teria sua potência de transmissão aumentada, de modo que todos os usuários daquela célula apresentariam um mesmo valor de SNR. O problema desta condição é que quando se trata da avaliação de métricas como a ES ou a taxa de transmissão de dados, o limitante passa a ter relação com a modulação escolhida. Isso implica que ao se desprezar a atuação do controle de potência, ou seja, quando não ocorre um ajuste dinâmico no valor da potência de transmissão dos usuários, um usuário muito próximo da ERB e, portanto, com SNR alta, teria sua ES e taxa de transmissão de dados limitados pela máxima taxa de bits transmitidos por símbolo, referente à modulação. Por outro lado, um usuário muito afastado da ERB e com SNR baixa teria o desempenho prejudicado, pois sem o controle de potência para compensar o baixo valor de SNR, sua ES individual teria um valor inferior ao desempenho médio do sistema.

Nesse contexto, o método de controle de potência apresentado neste capítulo parte do mapeamento da localização dos usuários da célula e, de acordo com a distância aferida, uma nova potência de transmissão para o usuário é definida. A estratégia de controle tem por objetivo eliminar as diferenças de desempenho entre os usuários, fornecendo ao sistema uma QoS uniforme. De modo geral, quanto mais próximo o usuário estiver da ERB, menor será sua potência de transmissão, visto que nessa posição o usuário tem poucas perdas no canal estabelecido.

Assim, no contexto da otimização da alocação de energia no sistema MM, os principais tópicos discutidos neste capítulo estão elencados a seguir:

 Apresentação do modelo de controle de potência do tipo max-min. Esse modelo de controle de potência tem o objetivo de garantir que a QoS do usuário com o pior sinal seja maximizada e ao mesmo tempo, de fornecer uma QoS uniforme para os demais usuários da célula. Isso contribui para um desempenho equitativo e eficiente em toda a rede, uma vez que ao elevar-se a QoS do usuário mais fraco, o desempenho global do sistema melhora.

- Apresentação da versão modificada do controle de potência do tipo max-min. Embora a
 versão modificada apresente os menos resultados da versão original, a implementação
 ocorre de forma diferenciada. Assim, nesta seção o método modificado será apresentado conceitualmente, de modo que este modelo possa ser implementado de forma
 prática, demonstrando também a complexidade envolvida no processo.
- Avaliação da ES individual de usuários distribuídos em célula única, considerando que o uplink do sistema MM adota o modelo de potência de transmissão constante, ou seja, todos os usuários presentes na célula apresentam o mesmo valor de potência de transmissão. Nessa configuração, a ES individual do k-ésimo usuário é dependente do coeficiente de desvanecimento de larga escala de cada usuário, portanto não se verifica QoS uniforme na rede.
- Por fim, na avaliação dos resultados, é realizada uma comparação de desempenho entre um sistema MM que adota a configuração de controle de potência do tipo max-min, e o sistema que se utiliza de um único valor de potência de transmissão para todos os usuários (potência constante). Também é realizada a comparação entre a ES do sistema para OFDM e FBMC, considerando um valor alvo de SNR para equalização que proporcione QoS uniforme aos usuários.

4.1 Controle de Potência Max-Min

O controle de potência max-min é uma técnica utilizada em sistemas de comunicação MM para otimizar a distribuição de energia entre as antenas transmissoras. O objetivo é maximizar a taxa de transmissão mínima garantida para todos os usuários no sistema (Akbar et al., 2021). O controle de potência max-min é um método que visa maximizar a taxa de transmissão do usuário com o nível de sinal mínimo e equalizar a taxa de transmissão de todos os usuários. Foi demonstrado que o MM pode efetivamente usar o controle de potência max-min no ambiente de propagação de Rayleigh para oferecer uma QoS uniforme aos usuários (Yang and Marzetta, 2017). Este método de controle de potência é baseado no problema de alocação de recursos conhecido como *max-min fairness*, no qual a solução maximiza o usuário de pior desempenho e fornece desempenho igual para todos os usuários da rede. Além disso, como o controle de potência depende apenas do desvanecimento em larga escala, o método pode ser aplicado a todas as subportadoras, independente da faixa de frequência ocupada (Björnson et al., 2016).

Sabe-se que sistemas MM melhoram significativamente a capacidade do sistema e a qualidade do sinal, aproveitando a diversidade espacial e o processamento de sinal avançado. No entanto, a alocação de potência pode tornar-se um desafio devido às restrições de energia e interferências entre os usuários. Nota-se que toda a complexidade na transferência de dados de *uplink* reside na ERB. Os usuários apenas têm suas respectivas taxas de transmissão alteradas por coeficientes de controle de potência e, em seguida, transmitem de forma síncrona em taxas já ponderadas. O controle de potência é importante no MM para obtenção de uma QoS uniforme e para evitar que os usuários com canais fortes interfiram excessivamente com os mais fracos (Marzetta et al., 2016).

O controle de potência max-min busca resolver esse desafio ao alocar potência de forma justa e eficiente. A ideia principal é garantir que todos os usuários tenham uma taxa de transmissão mínima satisfatória, mesmo em condições de interferência e degradação do canal. Isso é alcançado através da otimização da alocação de potência entre as antenas transmissoras e receptoras (Marzetta et al., 2016).

As características principais do controle de potência max-min em sistemas MM incluem:

- Justiça: A alocação de potência é realizada de forma a garantir que todos os usuários tenham uma taxa de transmissão mínima satisfatória. Isso significa que nenhum usuário será negligenciado em termos de QoS.
- Eficiência espectral: O controle de potência max-min ajuda a otimizar o uso do espectro de frequência disponível, maximizando a capacidade do sistema.
- Adaptação dinâmica: O controle de potência max-min é capaz de se adaptar a mudanças nas condições do canal, como variações na taxa de perda de sinal e na interferência. Isso permite um ajuste contínuo da alocação de potência para atender às necessidades dos usuários em tempo real.
- Complexidade computacional: A determinação da alocação de potência ideal em sistemas MM pode envolver cálculos complexos, principalmente quando há um grande número de antenas e usuários. Logo, algoritmos eficientes e técnicas de otimização são utilizados para lidar com essa complexidade e encontrar soluções viáveis.

É importante ressaltar que o controle de potência max-min é apenas uma das várias técnicas utilizadas em sistemas MM. Outras estratégias de controle de potência, como a maximização da capacidade total do sistema ou a minimização da interferência, também são aplicadas dependendo dos requisitos e das condições específicas do sistema.

Já considerando a modelagem de um canal MM, o controle de potência max-min deve atender a certas premissas, sendo algumas listadas a seguir (Marzetta et al., 2016):

- A maior quantidade de potência é consumida pelo usuário com pior qualidade de sinal.
- O controle é inversamente proporcional ao coeficiente de desvanecimento β_k.

- Por ter como referência para equalização o usuário de sinal mais fraco, o coeficiente de controle de potência η_k pra este usuário valerá sempre 1.
- Todos os demais usuários da rede tem seus coeficientes η_k variando entre zero e um.

De forma prática, o algoritmo de controle de potência max-min envolve um processo iterativo, onde a ERB ajusta o nível de potência para cada usuário com base nos níveis atuais de SNR. A cada iteração, a ERB calcula o SNR para cada usuário e o compara com o SNR alvo. Se o SNR for menor que o SNR alvo, a ERB aumenta o nível de potência para aquele usuário, sempre visando o mesmo SNR alvo para todos os usuários da rede.

Nos sistemas MM, o controle de potência é essencial para controlar a energia total consumida por todos os usuários e para fornecer um bom serviço em toda a rede. Para um sistema de célula única, a adoção do controle de potência do tipo max-min significa que os alvos em termos de SNR para todos os usuários da célula são iguais (Marzetta et al., 2016).

Portanto, a SNR ótima em um sistema de MM com controle de potência max-min pode ser calculada para um usuário específico através da seguinte equação:

$$SNR_k = SNR \qquad k = 1, ..., K. \tag{4.1}$$

onde $\overline{\text{SNR}}$ é a SNR ótima comum para os usuários presentes na rede. Neste cenário, o coeficiente de controle de potência η_k deve ser igual a 1 para ao menos um dos k usuários.

Assim, considerando a configuração do sistema de célula única que adota um detector ZF na ERB, o valor de $\overline{\text{SNR}}$ alvo de equalização para o sistema, pode ser descrito como (Marzetta et al., 2016):

$$\overline{\text{SNR}} = \frac{(M-K)\rho_u}{\frac{1}{\min\gamma_k} + \rho_u \sum_{k=1}^K \frac{\beta_k - \gamma_k}{\gamma_k}}$$
(4.2)

onde γ_k representa o quadrado médio da estimativa do canal, considerando a adoção do MMSE como estimador do canal em MM. Neste cenário, o MSE referente à estimativa do canal é dado por

$$MSE_{canal} = \beta_k - \gamma_k \tag{4.3}$$

Por fim, o parâmetro designado por γ_k pode ser calculado através da seguinte expressão:

$$\gamma_k = \frac{\tau_p \rho_u \beta_k^2}{1 + \tau_p \rho_u \beta_k} \tag{4.4}$$

onde τ_p representa o comprimento das sequências piloto mutuamente ortogonais utilizadas para estimar o canal. Sabe-se que durante um mesmo intervalo de coerência ocorrem três atividades: transmissão de dados de *uplink*, transmissão de piloto de *uplink* e transmissão de dados de *downlink*. Em cada intervalo de coerência, os usuários utilizam τ_p amostras de um total de amostras disponíveis para transmitir pilotos que são conhecidos em ambas as extremidades do enlace, e a partir disso, a ERB estima os canais.

Na próxima seção, uma versão modificada do controle de potência max-min é apresentada como proposta e alternativa para proporcionar QoS uniforme na rede em configuração MM de célula única.

4.2 Controle de Potência Max-Min Modificado

A contribuição apresentada pelo emprego da versão modificada do controle de potência max-min está na adoção de uma estratégia simplificada para ajustar a potência de transmissão individual dos usuários, de modo que estes passem a apresentar uma QoS uniforme. A vantagem deste método sobre o tradicional é que ele utiliza apenas os coeficientes de desvanecimento em larga escala em sua implementação, que é uma estratégia semelhante ao proposto pelos autores de (Van Chien et al., 2020), porém aqui não há necessidade da criação de uma rede neural para solucionar o problema.

Neste contexto, o método de controle de potência proposto nesse trabalho é semelhante ao controle de potência max-min; visto que a potência de transmissão de cada usuário é calculada de acordo com a localização que o usuário ocupa na célula, e, o mesmo nível de SNR é entregue a todos os usuários. Porém, diferentemente do min-max clássico, neste trabalho, a SNR de referência não é definida pelo usuário mais distante da ERB na célula. Ao invés disso, um valor de SNR relacionado ao esquema de modulação e codificação da taxa de dados mais alta é garantido para o usuário que ocupa a distância média (valor esperado de posicionamento para os K usuários). Esta versão modificada do controle de potência max-min visa um cenário de justiça total na rede fornecendo uma QoS uniforme aos usuários na célula. Para tal, a solução deve satisfazer a condição apresentada pela equação (4.1), ou seja, cada um dos K usuários deve apresentar um mesmo valor de SNR.

Assim, para iniciar a implementação deste método, assume-se um nível alvo global de SNR para equalização, o qual pode ser calculado através das equações (3.3) e (3.4), dependendo da condição de CSI estabelecida. Além disso, visto que a estratégia de controle de potência visa total justiça na rede, a SNR alvo deve ser a mesma para todos os usuários. Além disso, tanto quanto possível, os usuários devem apresentar uma SNR que permita o emprego do esquema de taxa de dados mais alto das modulações.

A referência para equalização dá-se pelo cálculo do valor esperado para o posicionamento do usuário na célula. Nesse sentido, considerando que os usuários estão distribuídos aleatoriamente seguindo uma distribuição uniforme, a função de densidade de probabilidade (pdf) da variável r_k pode ser escrita da seguinte forma (Zhao et al., 2015):

$$f(r_k) = \frac{2r}{R^2 - r_h^2}, \quad r \in (r_h, R).$$
(4.5)

Com isso, o valor esperado para r_k , considerando a pdf apresentada na equação (4.5) é dada por

$$E[r_k] = \int_{r_h}^{R} r \frac{2r}{R^2 - r_h^2} dr = \frac{2}{3} \frac{R^3 - r_h^3}{R^2 - r_h^2}.$$
(4.6)

Em seguida, o valor esperado para o ganho de canal com desvanecimento em larga escala $\overline{\beta}$ é encontrado através da substituição da variável r_k na eq. (3.1) pelo valor de $E[r_k]$ encontrado na equação (4.6). Ou seja, a variável $\overline{\beta}$ pode ser descrita pela seguinte expressão:

$$\overline{\beta} = z_k \left(\frac{E[r_k]}{r_h}\right)^{\nu} \tag{4.7}$$

Por fim, a SNR de transmissão individual do usuário, que é a potência de transmissão normalizada capaz de fornecer total justiça ao *uplink* do sistema MM, é dado por

$$\rho_{u_k} = \rho_u \frac{\overline{\beta}}{\beta_k} \tag{4.8}$$

Esse método de controle de potência visa um nível alvo de SNR para os usuários da célula que pode ser calculado a partir da equação (4.8). Com isso, considerando a condição de CSI perfeito e detector ZF, a SNR alvo de equalização pode ser calculada da seguinte forma:

$$SNR_k = \overline{SNR} = \rho_u (M - K)\overline{\beta}$$
 (4.9)

Contudo, este valor alvo para SNR pode ser definido de diferentes formas, sendo uma delas a partir da adoção de um nível de SNR que proporcione a maior taxa de dados dentre os esquemas de modulação e codificação analisados neste trabalho, o qual é denominado SNR de saturação (SNR_{SAT}).

Assume-se que o ponto de saturação é estabelecido quando um aumento de 3 dB no nível de SNR incrementa uma melhora inferior a 5% no valor da ES (que considera o esquema de modulação adaptativa empregado anteriormente), como pode ser verificado na Fig.4.1. Para os esquemas de modulação estudados neste trabalho, $SNR_{SAT} = 32$ dB, sendo que a ES máxima é limitada pelas características intrínsecas do esquema de modulação adaptativa e do código de correção de erro dessas modulações (Nissel and Rupp, 2017).

Em suma, a estratégia adotada para implementação do controle de potência max-min modificado pode ser resumida do seguinte modo:

 A partir da distância entre usuário e ERB, o coeficiente de desvanecimento β_k de cada usuário é calculado. Este valor então é vinculado à respectiva potência de transmissão normalizada (ρ_{uk}).



Figura 4.1: Ponto de saturação estabelecido quando um aumento de 3 dB na SNR adiciona uma melhora inferior a 5% no valor de ES

- Como a SNR alvo é fornecida pelo usuário com distância média (posicionamento esperado), usuários com uma distância r_k alta, localizada longe da ERB precisarão de um nível ρ_{uk} maior para obter o mesmo desempenho dos demais usuários.
- Por fim, esta potência de transmissão (ρ_{uk}) é alterada dinamicamente pelo sistema de controle de potência, de modo que ao fim do processo a célula passe a apresentar uma QoS uniforme com todos usuários tendo o mesmo sinal de SNR.

Outra forma de apresentar o método utilizado para implementar o controle de potência max-min modificado, é através do emprego de um algoritmo. Neste sentido, considerando um algoritmo capaz de calcular os dados de potência de transmissão de cada um dos *K* usuários da célula, este pode ser descrito através dos seguintes passos:

- 1. Definição do número de amostras considerado na simulação.
- Definição dos valores dos parâmetros da configuração do uplink do sistema MM, de acordo com a Tabela 4.2.
- 3. Geração da variável aleatória log-normal z_k , considerando o número de amostras escolhido.

- 4. Distribuição dos usuários na célula considerando que eles estão distribuídos aleatoriamente seguindo uma distribuição uniforme. Também utiliza o número de amostras já definido para que a distribuição seja estatisticamente representativa.
- Para cada amostragem, os usuários são ordenados conforme seu posicionamento, iniciando do mais próximo da ERB para o mais distante.
- Cálculo dos coeficientes de desvanecimento β_k individual dos usuários, considerando que nesta etapa z_k é uma matriz que tem dimensão igual ao número de amostras escolhido, pelo número K de usuários.
- 7. Calcular o valor médio de β_k considerando a totalidade das amostras realizadas, de modo que cada k usuário tenha um valor de β_k único associado a ele.
- 8. Calcular o valor de $\overline{\beta}$ conforme indicado pela equação (4.7).
- 9. Definir o valor de SNR de equalização a ser adotado.
- A partir da equação (4.9) e da definição da SNR de equalização, calcular o valor do parâmetro ρ_u.
- 11. Finalmente, utilizar a equação (4.8) para calcular a potência de transmissão normalizada ρ_{u_k} de cada usuário, o que garante que todos os *K* usuários irão apresentar o mesmo valor de SNR, independente de seus posicionamentos na célula.

A complexidade computacional do método reside principalmente no cálculo dos coeficientes de desvanecimento β_k individual dos usuários. Visto que para encontrar tais valores há a necessidade da realização de simulações de Monte Carlo com um número elevado de amostras, devido à presença da variável z_k na equação (4.7), a qual é uma variável aleatória log-normal. O alto volume de amostras considerado nas simulações de Monte Carlo é necessário para garantir que os dados referentes à variável z_k sejam representativos de tal distribuição estatística, no caso a distrubuição log-normal.

4.3 Cenários de Transmissão Avaliados

Assume-se que os usuários estão distribuídos uniformemente dentro de uma célula única e circular de raio R. Na simulação os usuários foram distribuídos dentro da célula considerando um total de 10 mil amostragens, seguindo o método de Monte Carlo. De acordo com sua proximidade com a ERB, os K usuários são ordenados do mais próximo ao mais distante e recebem um índice. Os usuários com menor qualidade de sinal, assim como os que apresentam a melhor qualidade de sinal, conforme indicado nos resultados, consideram a média de 10 mil amostras. Finalmente, o valor da ES equalizada representando um sistema MM empregando
controle de potência max-min é calculado de acordo com o resultado do valor esperado da variável r_k , através da equação (4.6).

A Fig. 4.2 ilustra três posições diferentes em uma célula: o usuário com a melhor qualidade de sinal (o mais próximo da ERB); o que apresenta a menor qualidade de sinal (o mais distante da ERB); e um usuário com sinal equalizado que ocupa o "posicionamento esperado" (valor esperado da variável r_k). A célula ilustrada tem um raio de 500 metros. A distância mínima que um usuário pode ocupar é definida por r_h como 100 metros, representada pelo pequeno círculo azul e, por fim, a estrela de quatro pontas ao centro representa a ERB.



Figura 4.2: Ambiente de célula única com uma ERB no centro e três usuários posicionados em locais diferentes na célula.

A gama de cenários e testes realizados durante as simulações estão enlencados na Tabela 4.1 mostrada a seguir:

A métrica usada para comparação do sistema MM é a ES e os modelos de controle de potência avaliados são o do tipo max-min modificado e um sistema usando potência constante.

No método de potência constante, a potência de transmissão de cada usuário permanace inalterada, de modo que a ES dos usuários passa a ser influenciada por seu coeficiente de desvanecimento e posicionamento (ou seja, cada usuário apresenta uma ES distinta e singular). Já ao se adotar o método de controle de potência max-min modificado, a obtenção de uma ES equalizada para todos os usuários é o objetivo. Para tal, a potência de transmissão de cada

Parâmetros	Testes		
Sinal de Transmissão	Gaussiano (Limite de Shannon), FBMC e OFDM		
CSI	Perfeito e Imperfeito		
Nível de sinal dos usuários	mais forte, mais fraco e equalizado		
Desempenho da Rede	Global e Usuários Individuais		
Controle de Potência	Max-Min Modificado e Potência Constante		

Tabela 4.1: Cenários testados durante as simulações

usuário será distinta, de modo a compensar as perdas devido ao posicionamento do usuário na célula. Dessa forma, uma QoS uniforme é verificada no sistema.

Os valores numéricos dos parâmetros adotados para configuração do *uplink* do sistema MM são apresentados na Tabela 4.2 (Ngo et al., 2013).

Parâmetros	Valores	Parâmetros	Valor
σ_{shadow}	8 dB	ν	3.8
r _h	100 m	τ	2
K	10	R	500 m

Tabela 4.2: Parâmetros do uplink do sistema MM usados nas simulações

Já para o cálculo dos valores de ES do *uplink* do sistema MM nos cenários em que o controle de potência é avaliado, as equações de (3.1) a (3.4) são empregadas conforme o modelo de CSI adotado.

O primeiro resultado das simulações está ilustrado na Fig. 4.3. A figura mostra uma comparação entre as duas diferentes estratégias de gerenciamento de energia em termos da potência de transmissão normalizada. O nível de SNR alvo assumido para este cenário é de 20 dB. De acordo com esta definição, e considerando o emprego do controle de potência max-min modificado, um valor diferente de ρ_{u_k} é calculado para cada usuário de modo a satisfazer a condição: SNR_k = $\overline{\text{SNR}}$. Além disso, para garantir uma comparação justa entre o max-min modificado e o método de potência constante, estes devem apresentar o mesmo valor global referente à soma das potências de transmissão normalizada de todos os *K* usuários da célula em cada uma das configurações. Para tal, o método de potência constante adota como valor único de potência de transmissão a média dos valores de ρ_{u_k} calculadas de forma dinâmica pelo método max-min modificado, o que conforme indicado pela Fig. 4.3 é aproximadamente 10 dB. Esta condição faz com que os dois modelos de gerenciamento de energia no sistema MM estejam transmitindo globalmente o mesmo nível de potência.

A análise da Fig. 4.3 ilustra o funcionamento do controle de potência max-min modificado e como ele afeta individualmente cada usuário. Visto que esta abordagem visa maximizar a ES do usuário com menor qualidade de sinal e igualar o desempenho de todos os K usuários, o maior valor de potência de transmissão (ρ_{u_k}) é observado próximo à borda da célula (valor



Figura 4.3: Análise da potência de transmissão normalizada para duas estratégias diferentes de gerenciamento de energia. A abordagem max-min emprega um valor ρ_{u_k} diferente para cada usuário, enquanto no método de potência constante o valor de ρ_u é o mesmo para todos os usuários.

próximo à 500 metros). Além disso, conforme ilustrado na Fig. 4.3, esta abordagem de controle de potência atenua o sinal dos usuários localizados próximos da ERB de modo a garantir um desempenho de ES uniforme entre os demais usuários. Por outro lado, o sistema que adota potência constante fornece a mesma potência de transmissão normalizada (média dos valores ρ_{u_k}) para todos os usuários na célula, sem levar em consideração a equalização do sinal ou justiça na rede.

4.4 Resultados

Nesta seção, duas diferentes estratégias de gerenciamento de energia são investigadas: o método de potência constante e o controle de potência max-min modificado. Essa comparação tem similaridades com o apresentado por (Akbar et al., 2021) onde um sistema de alocação de potência denominado *equal-v* é adotado como linha de base para comparação com o controle de potência max-min proposto pelos autores. Na alocação de potência *equal-v*, a potência total de transmissão disponível é compartilhada igualmente entre todos os usuários em uma célula, o que é equivalente ao método de potência constante discutido neste capítulo. Assim, os resultados apresentados neste seção têm como foco o desempenho individual dos usuários de modo a aferir a atuação dos diferentes modelos de controle de potência considerando o *uplink* do sistema MM. Uma comparação entre a ES global para célula única de ambos os modelos também será apresentada. Com isso, as diferenças de desempenho entre as duas estratégias de gerenciamento de energia serão avaliadas considerando diferentes cenários.

4.4.1 Método de Potência de Transmissão Constante

O primeiro resultado dessa seção ilustra o comportamento da ES individual dos usuários de um célula MM, considerando o limite de Shannon dado pela equação (3.2). A análise mostrada pela Fig. 4.4 abrange duas condições diferentes de estimativa de canal: CSI perfeito e imperfeito. Considera-se uma célula de 500 metros de raio e 10 usuários na célula. Neste primeiro resultado apenas o controle de potência que adota um valor constante de potência de transmissão para todos os usuários é avaliado.

Além disso, três níveis de sinal são investigados: o sinal mais forte (o mais próximo da ERB), o mais fraco (o mais afastado da ERB) e o sinal relacionado ao posicionamento esperado calculado pela equação (4.6).



Figura 4.4: Comparação da ES incluindo o desempenho dos usuários com sinal mais fraco, mais forte, assim como a ES do usuário que ocupa o posicionamento esperado. A condição do CSI perfeito é comparada ao CSI imperfeito para o modelo de potência constante. A célula tem raio de 500 metros e o número total de usuários é 10.

Neste contexto, considerando o impacto do CSI no desempenho de ES, a Fig. 4.4 mostra que a ES é mais significativamente afetada quando se considera o usuário mais fraco –

posicionado longe da ERB. Para este caso, a ES chega a um valor máximo de 5,24 bits/s/Hz considerando perfeito CSI, e chega a atingir 4,06 bits/s/Hz para CSI imperfeito, o que representa uma diferença de 29%. Para o usuário mais forte, a condição de CSI tem uma menor influência na avaliação da ES, independentemente do aumento ou diminuição no número de antenas na ERB.

Com relação ao usuário que ocupa o posicionamento esperado, esse resultado mostra que para este caso, a ES chega a um valor máximo de 7,38 bits/s/Hz considerando perfeito CSI, e atinge o valor de 6,69 bits/s/Hz para CSI imperfeito, o que representa uma diferença de 10%. Outro detalhe que pode ser observado na figura é que quando o sistema passar a empregar o controle de potência max-min, de modo a atingir total equidade entre os usuários, o modelo deve maximizar o sinal do usuário mais fraco e atenuar o nível de SNR do usuário mais forte. Em contra partida, a análise do modelo de potência constante ilustra a relação inversa entre o valor de ES e a distância entre usuários e ERB, ou seja, quanto menor a distância, maior a ES do usuário.

Na sequência, a ES do FBMC é comparada ao OFDM adotando o modelo de potência de transmissão constante, para a condição de CSI perfeito e considerando os mesmos três níveis de sinal apresentados anteriormente.



Figura 4.5: Análise da ES para a condição de CSI perfeito com detector ZF na ERB. O desempenho do FBMC é comparado ao OFDM conforme o número de antenas na ERB aumenta para uma configuração que adota o modelo de potência constante. O raio da célula é de 500 metros e K = 10.

A Fig. 4.5 mostra o desempenho dessas modulações sob a condição de perfeito CSI, ilustrando como elas se comportam conforme o número de antenas na ERB é aumentado. A figura indica que o FBMC tem propriedades espectrais superiores ao OFDM. Este resultado se deve às características intrínsecas do FBMC que não necessita de prefixo cíclico, ocupando assim uma porção menor do espectro de frequências.

Em termos de análise de ES, a Fig. 4.5 mostra que a diferença entre FBMC e OFDM é mais perceptível ao considerar-se o sinal mais forte, e para este cenário, o FBMC é cerca de 20 % melhor que OFDM. Porém, essa diferença é quase insignificante quando se analisa o sinal mais fraco, o que implica que para usuários posicionados longe da ERB, quase não há diferença entre se usar uma ou outra modulação.

Em relação à justiça entre usuários, a Fig. 4.5 mostra um resultado semelhante, mas diferente da Fig. 4.4, uma vez que essas modulações não atingem o limite de Shannon. Assim, o desempenho do FBMC na condição de CSI perfeito indica que o usuário mais fraco apresenta o valor máximo de 3,11 bits/s/Hz, enquanto o usuário mais forte chega a 6,47 bits/s/Hz. Ou seja, ao adotar o modelo de potência constante e considerando esses pontos extremos, há uma diferença de desempenho de até 108 % entre usuários de uma mesma célula. Por sua vez, ao analisar o OFDM, a figura mostra que o usuário mais fraco atinge a ES de 2,52 bits/s/Hz e o mais forte chega a 5,02 bits/s/Hz, o que representa uma diferença de 99 % entre eles. Essa é uma limitação do método de potência constante que o controle max-min corrige de forma eficaz.

O último resultado desta etapa é ilustrado pela Fig. 4.6, onde se apresenta uma análise global de ES considerando todos os *K* usuários da célula MM considerada. Este cenário assume CSI perfeito e compara o desempenho em termos de ES para as modulação FBMC e OFDM em uma configuração de célula única com 10 usuários. Ambos os métodos de gerenciamento de energia estão sendo avaliados: o controle de potência max-min e o que adota potência constante. Este resultado mostra que ao considerar o nível alvo de SNR para equalização em 20 dB, o desempenho global do sistema adotando potência constante é superior ao do controle de potência max-min. Para o FBMC, a diferença de desempenho entre os dois métodos de alocação de potência fica em 9,5 %, enquanto para o OFDM, a diferença entre os modelos adotados fica em 8,7 %, considerando a soma dos valores de ES individuais dos usuários.

Isso pode ser explicado porque o método de potência constante permite que o usuário transmita seu sinal sem considerar a equalização. Assim, usuários localizados mais próximos à ERB se beneficiam de seu posicionamento e apresentam desempenhos melhores, os quais impactam a ES global do sistema. Por outro lado, este método não garante nenhuma justiça à rede, de modo que usuários distantes da ERB com sinais fracos apresentam níveis de ES menores que a ES equalizada a ser fornecida pela abordagem de controle do tipo max-min.

Na próxima seção, assume-se um nível alvo de SNR para equalização que força as modulações avaliadas a entrarem em saturação. Neste novo cenário será apresentada uma comparação de desempenho da ES do sistema MM, incluindo o sistema que adota o controle de potência max-min e o sistema usando potência constante.



Figura 4.6: Análise global de ES comparando dois métodos de gerenciamento de energia para o sistema MM: controle de potência máximo-mínimo e potência constante. Este cenário assume CSI perfeito e compara as modulações FBMC e OFDM.

4.4.2 SNR alvo para Saturação

Para apresentação dos resultados desta seção, as simulações consideram um nível alvo de SNR diferente. Ao invés de se considerar o valor de 20 dB como SNR alvo de equalização, o novo nível alvo de SNR é definido como 32 dB. Este nível de sinal foi definido anteriormente com o auxílio da Fig. 4.1. O valor representa o ponto em que não se verifica melhora significativa na ES devido ao aumento de SNR. Nessa condição, a média dos valores de potência de transmissão normalizada (média de ρ_{u_k} considerando k=1,...,K) fica em 22,3 dB. Com isso, espera-se explorar a saturação das modulações que estão sendo testadas e verificar o comportamento global das duas diferentes estratégias de gerenciamento de energia sob esta condição.

A Fig.4.7 mostra a análise de ES comparando o controle de potência max-min e a abordagem de potência constante, considerando que globalmente os dois métodos utilizam o mesmo valor de potência de transmissão. A ilustração avalia o desempenho dos usuários com sinais mais forte e mais fraco na célula ao assumir potência constante, e a ES equalizada, representando o controle de potência max-mim. A análise entre as duas abordagens de gerenciamento de energia sob um novo nível alvo de SNR mostra resultados diferentes em relação à seção anterior. Ao comparar as modulações FBMC e OFDM na condição de CSI perfeito, a Fig.4.7 mostra o usuário mais forte começando a saturar, ou seja, ele deixa de apresentar uma melhora contínua em seu desempenho conforme o número de antenas aumenta.



Figura 4.7: Análise de ES considerando FBMC e OFDM na condição CSI perfeito. A abordagem de potência constante é comparada ao sistema que usa controle de potência max-min para um SNR alvo de equalização de 32 dB.

Com relação à comparação entre o emprego desse nível de SNR mais elevado e a seção anterior apresentada na Fig. 4.5, nota-se que na Fig.4.7 todos os valores de ES individual dos usuários são mais altos, isso se justifica porque a potência de transmissão nesse novo cenário também é mais elevada. Assim, ao elevar-se o nível alvo de SNR de equalização para um valor que satura as modulações, percebe-se que mesmo o usuário com pior qualidade de sinal apresenta um valor de ES mais próximo ao desempenho dos usuários que adotam o modelo de controle max-min. Outro detalhe da Fig.4.7 é que a curva referente ao usuário mais próximo à ERB atinge o ponto de saturação já para 100 antenas na ERB, após esse ponto o aumento no número de antenas deixa de influenciar a ES deste usuário, o que impacta o desempenho global da célula conforme será analisado a seguir.

A Fig. 4.8 apresenta o desempenho global da ES considerando todos os *K* usuários do sistema MM, assumindo a condição de perfeito CSI. Este resultado mostra que para o novo nível alvo de SNR de 32 dB, o desempenho do sistema adotando o controle de potência maxmin passa a ser similar ao sistema usando potência constante conforme aumanta o número de antenas na ERB, o que é diferente do que foi mostrado na Fig. 4.6. Este novo resultado é explicado porque os usuários com sinais mais fortes sob o método de potência constante atingem seu nível de saturação, portanto eles não podem traduzir seu alto nível de sinal em melhoras constantes de ES. Uma vez estabelecida a saturação, o desempenho desses usuários



permanece o mesmo e isso impacta o desempenho global da célula, que deixa de apresentar superioridade de desempenho global em comparação ao modelo de controle max-min.

Figura 4.8: Comparação entre o controle de potência máximo-mínimo e o método de potência constante considerando 32 dB como o nível alvo de SNR para equalização. O desempenho da SE para FBMC é comparado ao OFDM para ambas as estratégias de gerenciamento de energia.

Por outro lado, o sistema que emprega o controle de potência max-min fornece um sinal equalizado para todos os *K* usuários, atingindo o nível de saturação quando o número de antenas na ERB atinge seu valor máximo. Observe que as curvas para potência constante e controle de potência max-min começam a apresentar valores próximos de ES para a região do gráfico acima de 250 antenas na ERB, o que indica o ponto onde a abordagem do max-min começa a ter desempenho global equivalente ao método de potência constante, uma vez que o sinal equalizado começa a se aproximar do ponto de saturação para ambas as modulações.

Em seguida, assumindo 32 dB como alvo de SNR para equalização, o desempenho global da ES para o sistema MM é analisado conforme ocorre a variação no raio da célula. Para este cenário, o número de antenas na ERB é mantido em 500.

A Fig.4.9 compara a SNR de transmissão normalizada para o método de potência constante e para o controle de potência max-min à medida que o raio da célula aumenta. Como o nível alvo de SNR adotado independe do tamanho da célula, as variáveis ρ_u e ρ_{u_k} devem ser recalculadas para cada novo raio de acordo com as equações (3.3) e (4.8). Assim, a Fig.4.9 ilustra como a manutenção do mesmo nível de SNR impacta o valor da SNR de transmissão normalizada para ambas as estratégias de gerenciamento de energia.



Figura 4.9: Comparação entre a potência de transmissão normalizada para o controle de potência max-min (variável ρ_{u_k}) e o método de potência constante (média dos valores ρ_{u_k}) avaliado conforme o raio da célula aumenta.

A figura está destacando a potência de transmissão individual dos usuários para uma célula de raio igual a 500 metros, que são representativos dos cenários analisados previamente. O destaque do retângulo tracejado indica a presença de *K* usuários na célula e que a abordagem max-min emprega um valor ρ_{u_k} diferente para cada usuário de modo a entregar uma QoS uniforme, enquanto o método de potência constante utiliza um único valor de potência de transmissão para todos os usuários. Assim, as curvas que estão sobrepostas na Fig.4.9 representam o comportamento médio do controle de potência max-min, uma vez que o valor médio de ρ_{u_k} considerando todos os *K* usuários é considerado, enquanto a curva de potência constante ilustra o valor exato de potência de transmissão empregado por todos os usuários na célula.

Com isso, é possível tirar algumas conclusões deste resultado. Em relação ao tamanho da célula, fica claro que células menores precisam de um valor menor de SNR de transmissão para atingir o nível de saturação. E com relação à comparação entre as abordagens de gerenciamento de energia, verifica-se que os dois modelos consomem globalmente o mesmo valor em termos de potência de transmissão normalizada.

Finalmente, a Fig.4.10 ilustra o desempenho global da ES para FBMC e OFDM considerando ambas as estratégias de gerenciamento de energia. Este resultado está correlacionado com a ilustração anterior visto na Fig.4.9 em que a potência de transmissão aumenta à medida



Figura 4.10: Comparação entre o controle de potência max-min e o método de potência constante assumindo 32 dB como o nível alvo de SNR para equalização. A ES é analisada à medida que o raio da célula aumenta.

que a célula se torna maior. Isso ocorre porque para se manter constante o nível alvo de SNR de equalização considerando células maiores, as variáveis ρ_u e ρ_{u_k} devem aumentar de valor para compensar a perda introduzida pelo coeficiente de desvanecimento para essas novas distâncias.

Assim, para o controle de potência max-min, a Fig.4.10 mostra um desempenho global de ES constante à medida que o raio da célula aumenta. Isso ocorre porque o método max-min maximiza o desempenho do usuário mais fraco e introduz justiça total, o que implica um nível de ES igual para os usuários da célula. Este resultado demonstra também o que está ilustrado na Fig. 4.8, onde se verifica que para 500 antenas na ERB, os dois métodos de alocação de potência têm desempenhos globais equivalentes. Contudo, apesar dos desempenhos semelhantes, no método de potência constante o nível de sinal dos usuários é afetado diretamente pelo posicionamento; logo, um usuário próximo à ERB poder atingir a saturação, enquanto um usuário com posicionamento menos favorável experimentará um desempenho deficitário em termos de ES, uma vez que não há justiça na rede. Por fim, Fig.4.10 mostra que as curvas representativas dos diferentes modelos de alocação de potência estão praticamente sobrepostas, e isso ocorre tanto para FBMC quanto para o OFDM.

4.5 Conclusão

Este capítulo analisa o valor do controle de potência e como ele influencia o desempenho da ES no *uplink* do sistema MM. Em uma primeira etapa, a ES para uma única célula considerando OFDM e FBMC é avaliada sob duas condições de canal: CSI perfeito e imperfeito. Nesta etapa demonstrou-se que o impacto do CSI no desempenho da ES é mais relevante quando se considera usuários distantes da ERB. Para usuários com sinais fortes, a condição de CSI quase não tem influência na ES. Além disso, o OFDM e o FBMC são comparados para diferentes cenários, indicando o FBMC como o claro vencedor, pois para valores de SNR mais elevados em virtude do aumento de antenas na ERB, este apresenta um desempenho 20 % maior que o OFDM em termos de ES principalmente devido à ausência do prefixo cíclico. Contudo, também foi mostrado que quando a qualidade do sinal é baixa, ou seja, quando os valores de SNR são menores em virtude do distanciamento dos usuários em relação a ERB, nota-se pouca diferença de desempenho entre as modulações.

Este capítulo também analisa duas estratégias distintas de gerenciamento de energia: o método de potência constante e o controle de potência max-min. O primeiro método permite que os usuários transmitam seu sinal sem levar em conta a equalização na célula ou justiça entre os usuários. Assim, usuários com posicionamento favorável experimentam melhores desempenhos do que aqueles localizados longe da ERB. Por outro lado, a abordagem max-min maximiza o desempenho do usuário mais fraco e equaliza o sinal de todos os usuários, introduzindo total justiça no *uplink* do sistema MM. Essas duas estratégias são comparadas assumindo dois níveis alvo de SNR diferentes, ambos selecionados para fins de equalização. Em um primeiro estágio, assumindo um alvo de SNR para equalização de 20 dB, verificou-se que o sistema empregando potência constante apresenta um desempenho global de ES superior ao controle de potência max-min. Porém, quando o alvo de SNR adotado para equalização é capaz de saturar ambas as modulações, o resultado é diferente. Neste caso, o desempenho da ES do sistema AMM usando o método de potência constante, porém com a vantagem de proporcionar QoS uniforme para os usuários da rede.

Capítulo 5

Conclusões

A tese tem como foco de estudo o MM que é uma tecnologia de comunicação sem fio amplamente explorada para redes 5G. Ele se destaca por melhorar significativamente o desempenho do sistema em termos de capacidade, eficiência espectral, redução de interferências e confiabilidade.

O estudo do MM foi realizado através da avaliação da ES do *uplink* do sistema para ambiente de célula única, considerando as modulações CP-OFDM e FBMC-OQAM, além de diferentes condições do canal.

No capitulo 3 é apresentado um estudo sobre como o efeito de auto-equalização pode ser avaliado em um sistema MM através do emprego da métrica do MSE. Pode-se verificar o impacto na ES do sistema ao se explorar a relação entre o MSE e a SNR do canal. Foi visto que a expressão do MSE incorpora uma gama maior de parâmetros e fornece uma maior precisão na análise da ES, principalmente quando o número de antenas na ERB deixa de ser tão expressivo em relação ao número de usuários na célula.

Já no capítulo 4, o desafio de se implementar um controle de potência em sistemas MM é explorado. Para tal foi introduzido um modelo de controle de potência que é uma versão modificada do modelo de controle conhecido como max-min. Para aferir o funcionamento do modelo, os usuários de uma célula em MM foram avaliados de forma individual. A avaliação contou com uma comparação entre sistemas distintos de gerenciamento de energia. O controle de potência max-min modificado foi comparado a uma estratégia que mantém constante a potência de transmissão de cada usuário. E considerando diferentes alvos de equalização, mostrou-se que cada uma das técnicas tem suas vantagens e desvantagens, visto que uma prioriza a uniformidade em termos de QoS enquanto a outra explora o posicionamento do usuário.

5.1 Trabalhos Futuros

Entre as propostas para trabalhos futuros, referente ao tema de controle de potência em redes MM, está o desenvolvimento de novos algoritmos para melhorar o desempenho global da rede e individual dos usuários. Tais algoritmos de controle de potência podem levar em consideração a eficiência energética da rede, o número ótimo de antenas na ERB, o desempenho de diferentes detectores lineares, a mobilidade dos usuários, além de diferentes modelos de canal de propagação.

Quanto ao sistema MM, este pode ser analisado em uma gama de cenários bastante grande. Uma das possibilidades é a avaliação na faixa das ondas milimétricas, uma vez que as características de propagação para um sistema que opera nesta faixa de frequência são diferentes de sistemas que operam nas faixas de frequência convencionais, até 6 GHz. Além disso, a operação em ondas milimétricas permite explorar maiores larguras de banda e taxas de transferência mais rápidas em comunicações B5G.

Outra possibilidade é avaliar o sistema MM em configurações alternativas, como por exemplo o *Cell-Free* MM. Nesta configuração, ao invés de criar células autônomas, há uma área de cobertura com muitos pontos de acesso sem fio que cooperam para atender conjuntamente os usuários (Björnson and Sanguinetti, 2020). Essa operação de rede livre de células pode potencialmente resolver muitos dos problemas de interferência que aparecem nas redes de comunicação atuais.

Já quanto a modulação FBMC, pesquisas e desenvolvimento de técnicas podem ser realizadas para reduzir a complexidade computacional associada à implementação do FBMC, tornando-o mais acessível para sistemas em tempo real e dispositivos com recursos limitados. Uma possiblidade foi apresentada em (Galdino et al., 2020) onde a latência do sistema foi avaliada, considerando o filtro protótipo proposto pelos autores. Outra alternativa é avaliar a interoperabilidade do FBMC com padrões de comunicação existentes como LTE e 5G, de modo a garantir uma transição segura e coexistência entre as tecnologias.

Referências

- Akbar, N., Björnson, E., Yang, N., and Larsson, E. G. (2021). Max-min power control in downlink massive mimo with distributed antenna arrays. *IEEE Transactions on Communications*, 69(2):740–751.
- Aminjavaheri, A., Farhang, A., Doyle, L. E., and Farhang-Boroujeny, B. (2016). Prototype Filter Design for FBMC in Massive MIMO Channels.
- Amutha, B., Malar, A. C. J., Nanmaran, K., Hussain, D. M., Jeyakrishnan, V., and Karthikeyan,
 M. (2020). Enhanced development of communication between the network and the end
 user by eliminating the interference signals in mimo channel. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 31(12):e4086.
- Andrews, J. G., Buzzi, S., Choi, W., Hanly, S. V., Lozano, A., Soong, A. C. K., and Zhang, J. C. (2014). What will 5g be? *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 32(6):1065– 1082.
- Basheer, A. and Habib, A. (2016). Filter bank multi carrier based mimo system for 5g wireless communication. pages 1–6.
- Bellanger, M. (2001). Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission. In 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.01CH37221), volume 4, pages 2417–2420 vol.4.
- Bellanger, M. (2010). FBMC Physical Layer: A Primer. PHYDYAS, January, pages 1–31.
- Besseghier, M., Djebbar, A. B., and Kofidis, E. (2022). Joint cfo and highly frequency selective channel estimation in fbmc/oqam systems. *Digital Signal Processing*, 128:103629.
- Björnson, E., Larsson, E. G., and Debbah, M. (2016). Massive MIMO for Maximal Spectral Efficiency: How Many Users and Pilots Should Be Allocated? *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 15(2):1293–1308.
- Björnson, E. and Sanguinetti, L. (2020). Scalable cell-free massive mimo systems. *IEEE Transactions on Communications*, 68(7):4247–4261.

- Bozic, M., Barjamovic, D., Cabarkapa, M., and Budimir, D. (2018). Waveform comparison and PA nonlinearity effects on CP-OFDM and 5G FBMC wireless systems. *Microwave and Optical Technology Letters*, 60(8):1952–1956.
- Chang, R. (1966). High-speed multichannel data transmission with bandlimited orthogonal signals. *Bell System Technical Journal*, 5:1775–1796.
- Cisco, T. and Internet, A. (2020). Cisco: 2020 CISO Benchmark Report. *Computer Fraud Security*, 2020(3):4–4.
- Farhang, A., Marchetti, N., Doyle, L. E., and Farhang-Boroujeny, B. (2014). Filter bank multicarrier for massive mimo. In 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall), pages 1–7.
- Farhang, A., Marchetti, N., Figueiredo, F., and Miranda, J. P. (2014). Massive mimo and waveform design for 5th generation wireless communication systems. In *1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity*, pages 70–75.
- Farhang-Boroujeny, B. (2021). Filter Bank Multicarrier Modulation. John Wiley Sons, Ltd.
- Galdino, I., Zakaria, R., Le Ruyet, D., and de Campos, M. L. R. (2020). Short prototype filter design for oqam-fbmc modulation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69(8):9163–9167.
- Ghorab, L.E., B. E. Z. A. e. a. (2022). Multicarrier technique for 5g massive mimo system based on cdma and cmfb. *Opt Quant Electron 55*, 25.
- Goldsmith, A. (2005). Wireless Communications. Cambridge University Press, page 571.
- Guerra, D. W. M. and Abrão, T. (2019). Efficient multitap equalization for FBMC-OQAM systems. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 30(12):1–22.
- Gunnarsson, S., Flordelis, J., Van Der Perre, L., and Tufvesson, F. (2020). Channel hardening in massive mimo: Model parameters and experimental assessment. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 1:501–512.
- Hoeher, P. A. and Doose, N. (2017). A massive mimo terminal concept based on small-size multimode antennas. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 28(2):e2934. e2934 ett.2934.
- Hosseiny, H., Farhang, A., and Farhang-Boroujeny, B. (2022). Downlink precoding for fbmc-based massive mimo with imperfect channel reciprocity. In *ICC 2022 IEEE International Conference on Communications*, pages 1324–1329.
- Jiang, B., Ren, B., Huang, Y., Chen, T., You, L., and Wang, W. (2020). Energy efficiency and spectral efficiency tradeoff in massive mimo multicast transmission with statistical csi. *Entropy*, 22(9).

- Jose, F. K. (2018). Análise da eficiência espectral em uplink do sistema mimo massivo para modulação fbmc. Master's thesis, Universidade Federal do Paraná.
- Jose, F. K., Lolis, L., Mafra, S., and Parente, E. (2018). Spectral Efficiency of Massive MIMO using FBMC-OQAM technology. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 17(4):1–7.
- Jose, F. K., Lolis, L. H. A., Mafra, S. B., and Ribeiro, E. P. (2019). Impact of self-equalization in a spectral efficiency analysis in massive mimo. *2019 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, pages 1–3.
- Korevaar, C. W., Kokkeler, A. B. J., Boer, P.-T. d., and Smit, G. J. M. (2016). Spectrum efficient, localized, orthogonal waveforms: Closing the gap with the balian-low theorem. *IEEE Transactions on Communications*, 64(5):2155–2165.
- Kudathanthirige, D. and Aruma Baduge, G. A. (2018). Massive mimo configurations for multi-cell multi-user relay networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 17(3):1849–1868.
- Larsson, E. G., Edfors, O., Tufvesson, F., and Marzetta, T. L. (2014). Massive mimo for next generation wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 52(2):186–195.
- Lu, L., Li, G. Y., Swindlehurst, A. L., Ashikhmin, A., and Zhang, R. (2014). An overview of massive mimo: Benefits and challenges. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 8(5):742–758.
- Maboud Sanaie, S. and Khaleghi Bizaki, H. (2019). Performance analysis of multicell massive MIMO THP with pilot contamination. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 30(5):1–16.
- Marzetta, T. L. (2010). Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 9(11):3590–3600.
- Marzetta, T. L. (2015). Massive mimo: An introduction. Bell Labs Technical Journal, 20:11-22.
- Marzetta, T. L., Larsson, E. G., Yang, H., and Ngo, H. Q. (2016). *Fundamentals of Massive MIMO*. Cambridge University Press.
- Masoumi, H. and Emadi, M. J. (2020). Performance Analysis of Cell-Free Massive MIMO System with Limited Fronthaul Capacity and Hardware Impairments. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(2):1038–1053.
- Nadal, J., Nour, C. A., and Baghdadi, A. (2018). Design and evaluation of a novel short prototype filter for fbmc/oqam modulation. *IEEE Access*, 6:19610–19625.

- Ngo, H. Q., Larsson, E. G., and Marzetta, T. L. (2013). Energy and spectral efficiency of very large multiuser mimo systems. *IEEE Transactions on Communications*, 61(4):1436–1449.
- Ngo, H. Q., Matthaiou, M., and Larsson, E. G. (2014). Massive mimo with optimal power and training duration allocation. *IEEE Wireless Communications Letters*, 3(6):605–608.
- Nikbakht, R., Mosayebi, R., and Lozano, A. (2020). Uplink fractional power control and downlink power allocation for cell-free networks. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(6):774–777.
- Nissel, R. and Rupp, M. (2016). On pilot-symbol aided channel estimation in fbmc-oqam. In 2016 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), pages 3681–3685.
- Nissel, R. and Rupp, M. (2017). Ofdm and fbmc-oqam in doubly-selective channels: Calculating the bit error probability. *IEEE Communications Letters*, 21(6):1297–1300.
- Nissel, R., Schwarz, S., and Rupp, M. (2017). Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 35(8):1768–1782.
- Popovski, P., Trillingsgaard, K. F., Simeone, O., and Durisi, G. (2018). 5G wireless network slicing for eMBB, URLLC, and mMTC: A communication-theoretic view. *IEEE Access*, 6:55765–55779.
- Prasad, K. N. R. S. V., Hossain, E., and Bhargava, V. K. (2017). Energy efficiency in massive mimo-based 5g networks: Opportunities and challenges. *IEEE Wireless Communications*, 24(3):86–94.
- Proakis, J. G. and Salehi, M. (2001). *Digital Communications*, volume 49.
- Qiao, G., Liu, X., Ma, L., Mazhar, S., and Zhao, Y. (2021). Residual doppler effect analysis of the fbmc/oqam communication system in underwater acoustic channel. *IEEE Communications Letters*, 25(9):3090–3093.
- Rottenberg, F., Mestre, X., Horlin, F., and Louveaux, J. (2017). Single-tap precoders and decoders for multiuser mimo fbmc-oqam under strong channel frequency selectivity. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 65(3):587–600.
- Rottenberg, F., Mestre, X., Horlin, F., and Louveaux, J. (2018a). Performance Analysis of Linear Receivers for Uplink Massive MIMO FBMC-OQAM Systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(3):830–842.
- Rottenberg, F., Van Eeckhaute, M., Horlin, F., and Louveaux, J. (2018b). WaveComBox: a Matlab Toolbox for Communications using New Waveforms. pages 1–5.

- Rusek, F., Persson, D., Lau, B. K., Larsson, E. G., Marzetta, T. L., Edfors, O., and Tufvesson, F. (2013). Scaling up mimo: Opportunities and challenges with very large arrays. *IEEE Signal Processing Magazine*, 30(1):40–60.
- Saltzberg, B. (1967). Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 15(6):805–811.
- Sanguinetti, L., Björnson, E., and Hoydis, J. (2020). Toward massive mimo 2.0: Understanding spatial correlation, interference suppression, and pilot contamination. *IEEE Transactions on Communications*, 68(1):232–257.
- Santos, R. E., Carvalho, N. B., and Gard, K. (2009). Characterization of sndr degradation in nonlinear wireless transmitters. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 19(4):470–480.
- Schaich, F. and Wild, T. (2014). Waveform contenders for 5g; ofdm vs. fbmc vs. ufmc. In 2014 6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), pages 457–460.
- Shafik, R. A., Rahman, M. S., and Islam, A. R. (2006). On the extended relationships among evm, ber and snr as performance metrics. In *2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering*, pages 408–411.
- Shannon, C. E. (1948). A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, 27(4):623–656.
- Shoukath, S. and Haris, P. A. (2020). Implementation and performance analysis of multiuser detector for massive mimo ofdm system over rayleigh channel. In *2020 International Conference on Wireless Communications Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, pages 102–106.
- Singh, P., Mishra, H. B., Jagannatham, A. K., Vasudevan, K., and Hanzo, L. (2020). Uplink sumrate and power scaling laws for multi-user massive mimo-fbmc systems. *IEEE Transactions on Communications*, 68(1):161–176.
- T.R., D. and Jose, I. (2019). A survey on 5g standards, specifications and massive mimo testbed including transceiver design models using qam modulation schemes. In *2019 International Conference on Data Science and Communication (IconDSC)*, pages 1–7.
- Van Chien, T., Nguyen Canh, T., Björnson, E., and Larsson, E. G. (2020). Power control in cellular massive mimo with varying user activity: A deep learning solution. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(9):5732–5748.
- Varzakas, P. (2007). Optimization of an ofdm rayleigh fading system. *International Journal of Communication Systems*, 20(1):1–7.

- Wang, H., Du, W., and Xu, L. (2016). A new sparse adaptive channel estimation method based on compressive sensing for fbmc/oqam transmission network. *Sensors*, 16(7).
- Wang, M., Yue, D.-W., Nguyen, H. H., and Jin, S.-N. (2022). Massive mimo relaying with imperfect rf chains and coarse adc/dac in beyond 5g networks. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 33(1):e4393.
- Yang, H. and Marzetta, T. L. (2017). Massive mimo with max-min power control in line-of-sight propagation environment. *IEEE Transactions on Communications*, 65(11):4685–4693.
- Zhang, D., Matthe, M., Mendes, L. L., and Fettweis, G. P. (2017). A Study on the Link Level Performance of Advanced Multicarrier Waveforms under MIMO Wireless Communication Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, PP(99):2350–2365.
- Zhang, T. and Mao, S. (2019). Massive mimo. *Wiley 5G Ref: The Essential 5G Reference Online*, pages 1–28.
- Zhang, X., Qi, H., Zhang, X., and Han, L. (2021). Spectral efficiency improvement and power control optimization of massive mimo networks. *IEEE Access*, 9:11523–11532.
- Zhao, L., Li, K., Zheng, K., and Ahmad, M. O. (2015). An analysis of the tradeoff between the energy and spectrum efficiencies in an uplink massive mimo-ofdm system. *IEEE Transactions* on Circuits and Systems II: Express Briefs, 62(3):291–295.