

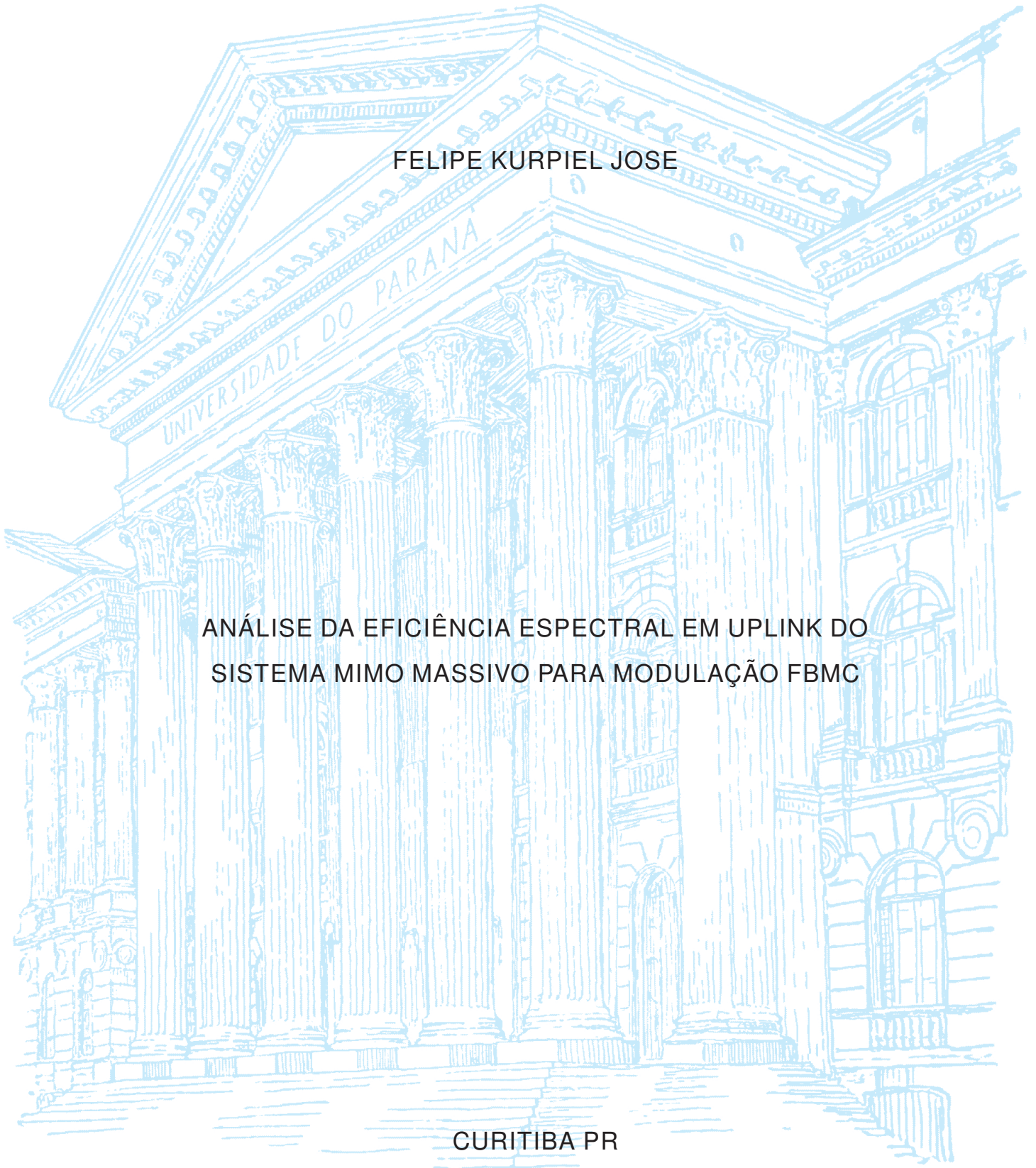
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

FELIPE KURPIEL JOSE

ANÁLISE DA EFICIÊNCIA ESPECTRAL EM UPLINK DO
SISTEMA MIMO MASSIVO PARA MODULAÇÃO FBMC

CURITIBA PR

2018



FELIPE KURPIEL JOSE

ANÁLISE DA EFICIÊNCIA ESPECTRAL EM UPLINK DO
SISTEMA MIMO MASSIVO PARA MODULAÇÃO FBMC

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Telecomunicações, no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná.

Área de concentração: *Telecomunicações*.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Parente Ribeiro.

Coorientador: Prof. Dr. Luis Lolis.

CURITIBA PR

2018

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

J83a

José, Felipe Kurpiel

Análise da eficiência espectral em uplink do sistema MIMO Massivo para modulação FBMC / Felipe Kurpiel José. – Curitiba, 2018.

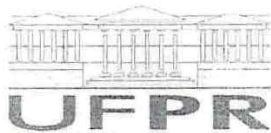
Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

Orientador: Eduardo Parente Ribeiro – Coorientador: Luis Lolis.

1. Sistema MIMO. 2. Sistemas de comunicação sem fio. 3. Análise espectral. 4. Sistemas de telefonia celular. 5. Filter Bank Multicarrier. I. Universidade Federal do Paraná. II. Ribeiro, Eduardo Parente. III. Lolis, Luis. IV. Título.

CDD: 005.75

Bibliotecário: Elias Barbosa da Silva CRB-9/1894



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

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de FELIPE KURPIEL JOSÉ intitulada: **Análise da Eficiência Espectral em Uplink do Sistema MIMO Massivo para Modulação FBMC**, após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO no rito de defesa.

A outorga do título de mestre 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, 19 de Novembro de 2018.


EDUARDO PARENTE RIBEIRO
Presidente da Banca Examinadora (UFPR)


EVELIO MARTÍN GARCÍA FERNÁNDEZ
Avaliador Interno (UFPR)


EDUARDO GONÇALVES DE LIMA
Avaliador Interno (UFPR)


GLAUBER GOMES DE OLIVEIRA BRANTE
Avaliador Externo (UTFPR)

Dedico este trabalho àqueles que estão e estarão comigo durante todos os momentos significativos de minha existência, estes são os meus irmãos, Chico, Flávio e Elis, e meus pais, Wilson (in memoriam) e Eva. Sei que todo o incentivo e apoio por parte destes que formam a minha família tornaram esta longa jornada mais leve e esta conquista possível.

Agradecimentos

Segundo Nelson Mandela “*A educação é a arma mais poderosa que você pode usar para mudar o mundo*”, e vejo que nesse sentido tenho muito a agradecer por chegar a este momento de minha trajetória com a titulação de Mestre em engenharia. É de fato uma alegria muito grande e devo isso a muitas pessoas que participaram direta ou indiretamente deste processo. Agradeço ao professor Evelio que abriu as portas do mestrado pra mim e também aos meus orientadores, professor Eduardo Parente e Luis Lolis, que me deram todo o suporte necessário para que eu estivesse preparado para superar os desafios que se apresentaram durante a pesquisa.

Devo um agradecimento especial a minha irmã mais nova, Elis, que decidiu continuar a sua formação através da residência médica e com isso me fez perceber que este caminho de carreira acadêmica, onde a educação é vista como a ferramenta capaz de combater os maiores problemas da sociedade, talvez seja o caminho que eu devesse seguir como forma de dar uma contribuição valiosa ao mundo e assim, possa dedicar os meus dias com alegria e entusiasmo.

Agradeço ao universo pela família que tenho; meus irmãos Francisco, Flávio e Elis, e minha mãe Eva. Sei que mesmo nas situações mais complicadas ou nas mais felizes todos estarão juntos para chorar, rir e compartilhar o que a vida tiver a nos oferecer.

Gostaria de agradecer também aos amigos que tiveram participação direta nessa conquista. Meu amigo Gabriel Azevedo, que já na engenharia me acompanhou do antigo CEFET para a UFPR e que agora, mesmo seguindo um rumo distinto continua a fazer parte de um seleto círculo de confiança, preservando a afinidade e amizade construída no decorrer dos anos. Também gostaria de agradecer ao Samuel Mafra que se tornou um grande amigo durante o período de mestrado e provou realmente estar comprometido com a formação de novos mestres e doutores. Agradeço a vocês por compartilharem comigo muitas das dificuldades encontradas nesse período.

E por fim, não poderia deixar de agradecer àqueles amigos que verdadeiramente ficam felizes com minhas pequenas vitórias: Rodrigo Peralva, Juliana Fabri, Ane Santana, Fernanda Menegon e Carolina de Paula. Tenho por cada um de vocês uma consideração e um carinho sem medida e posso dizer que cada um, a sua maneira, colaborou para a consolidação de mais esta etapa.

Resumo

Esta dissertação traz uma análise de desempenho do *Filter Bank Multicarrier* (FBMC) e suas vantagens como uma técnica alternativa a ser adotada futuramente em tecnologia de quinta geração (5G), onde sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) de múltiplos usuários (MU) serão implementados. O estudo compara o desempenho entre *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM), que é o principal modelo de multiplexação adotado em redes 4G, e o FBMC, que é considerado um dos mais fortes candidatos a substituir o OFDM em 5G. Essa comparação avalia a eficiência espectral (ES) na ligação ascendente (*uplink*) do sistema MIMO Massivo (MM) em um ambiente de célula única. A diversidade presente em MM permite uma auto-equalização do canal, da qual o FBMC se beneficia devido ao confinamento da subportadora em uma faixa atribuída. Devido à ausência do prefixo cíclico, o FBMC possui melhor ES que o OFDM conforme a relação sinal-ruído (SNR) é aumentada. Pode-se observar que há escassa literatura a contemplar a análise de FBMC em um cenário de MIMO multiusuário em larga escala, que considera um grande número de antenas na estação rádio base (ERB). Neste estudo, porém, cenários distintos são considerados ao se variar o número de antenas, usuários e diferentes raios de célula. Além disso, as modulações da subportadora são simuladas, não sendo consideradas como distribuições Gaussianas como na teoria dos limites de Shannon para capacidade do canal. Assim, as simulações mostram que em casos de elevado SNR percebido em uma configuração onde o número de antenas na ERB é fixo, o FBMC permite dobrar o raio da célula para um mesmo valor de ES dado em bits/s/Hz/usuário quando comparado ao OFDM. Já para o cenário onde o raio da célula permanece o mesmo, o OFDM chega a requerer até três vezes mais antenas que o FBMC quando ambas as modulações estão sob as mesmas condições, e o mesmo valor de ES é usado como parâmetro.

Palavras-chave: MIMO, FBMC, mimo massivo, filter bank multicarrier, eficiência espectral, 5G.

Abstract

This dissertation covers the potential of Filter Bank Multicarrier (FBMC) modulation as an alternative to be used in the future 5G wireless networks where Massive Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) will be deployed. The study compares orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) with FBMC. The former is the multiplexing technique in 4G communications and the latter is one of the strongest candidates to replace OFDM in 5G networks. This comparison evaluates the spectral efficiency (SE) of a Massive MIMO (MM) system uplink under a single-cell environment. The diversity in MM permits a self-equalization of the channel, which the FBMC further benefits from, due to the confinement of the subcarrier in an assigned range. Due to the absence of the cyclic prefix, the FBMC has better SE than the OFDM for increasing signal-to-noise-ratio (SNR). One may find a scarce literature covering the FBMC in a large-scale multi user MIMO scenario, which considers a large number of antennas at the base station (BS). Various scenarios are considered by varying the number of antennas, users and different cell radius. Moreover, the subcarrier modulations are simulated, and not considered Gaussian distributed, as in Shannon limit theory of channel capacity. Thus, simulations show that in cases of high perceived SNR in a configuration where the number of antennas in the ERB is fixed, the FBMC allows the cell radius to be doubled to a given value of ES in [bits/s/Hz/user] when compared to OFDM. For the scenario where the radius of the cell is kept the same, OFDM requires up to three times more antennas than the FBMC when both modulations are under the same conditions, and the same ES value is used as a parameter.

Keywords: MIMO, FBMC, massive mimo, filter bank multicarrier, spectral efficiency, 5G, .

Lista de Figuras

| | | |
|-----|--|----|
| 2.1 | Representação de um sistema MIMO com Mt antenas transmissoras e Mr antenas receptoras | 19 |
| 2.2 | Densidade Espectral de Potência de ambas modulações | 27 |
| 2.3 | Mapeamento de símbolos OFDM e FBMC em portadoras sequenciais | 28 |
| 2.4 | Diagramas de blocos mostrando as diferenças em moduladores para OFDM e FBMC | 30 |
| 2.5 | Diagrama de Blocos de um transmissor para FBMC-OQAM | 31 |
| 2.6 | Diagrama de blocos de um transmissor em OQAM usando o esquema FFT-PPN | 32 |
| 2.7 | Esquema de modulação da rede polifásica | 32 |
| 3.1 | Diferenças entre FBMC e OFDM fornecidas por medições e teste realizados a 2.5GHz em um sistema SISO, assumindo perfeito CSI. | 38 |
| 3.2 | Ilustração do <i>uplink</i> de um sistema com tecnologia MIMO de multiplos usuários (MIMO Massivo) onde uma ERB equipada com M antenas recebem dados de K usuários | 40 |
| 3.3 | Comportamento do parâmetro θ para FBMC extraído ponto a ponto seguindo a equação (3.6) | 44 |
| 3.4 | Análise dos dados de simulação do sinal SISO para FBMC, comparados às curvas geradas pelas expressões (3.6) e (3.7). | 45 |
| 3.5 | Análise dos dados de simulação do sinal SISO para FBMC e OFDM comparada às curvas geradas pela expressão (3.9). | 46 |
| 3.6 | Parâmetro de modulação $\theta \times \gamma$ versus SNR (linear) no sinal SISO | 47 |
| 3.7 | Comparação entre os dados obtivos via simulação e as expressões analíticas (3.12) e (3.13) | 48 |
| 4.1 | Relação entre o SNR médio do <i>uplink</i> do sistema MIMO Massivo e o raio da célula para $M=300$ e $K=10$ | 52 |
| 4.2 | Eficiência Espectral do <i>uplink</i> do sistema MIMO Massivo para OFDM e FBMC-OQAM dada em função do raio da célula para $M=300$ e $K=10$ | 52 |
| 4.3 | Eficiência Espectral do <i>uplink</i> do sistema MIMO Massivo para OFDM e FBMC-OQAM baseado em resultados validados por medições em sistema SISO | 53 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.4 | Eficiência Espectral do uplink do sistema MIMO Massivo para OFDM e FBMC-OQAM dado em função do número de antenas na ERB | 54 |
| 4.5 | Relação entre a SNR do sistema MIMO Massivo e o número de antenas na ERB quando um detector ZF é alocado na ERB. | 55 |
| 4.6 | ES projetada em MM em célula única de raio $R = 1000\text{m}$ quando um detector ZF é alocado na ERB. | 56 |
| 4.7 | ES projetada em MM em célula única de raio $R = 750\text{m}$ quando um detector ZF é alocado na ERB. | 56 |
| 4.8 | Relação entre a SNR do sistema MM e o raio da célula quando um detector ZF é alocado na ERB. | 57 |
| 4.9 | ES para MM em célula de raio $R = 500\text{m}$ para OFDM e FBMC. | 57 |
| 4.10 | ES no <i>uplink</i> do sistema MM para OFDM-4,16,64QAM e FBMC-4,16,64OQAM, para célula única de raio $R = 500\text{m}$, assumindo um detector ZF na ERB. | 58 |
| 4.11 | ES de OFDM e FBMC dada em função do número de usuários na célula para célula de raio $R = 2000\text{m}$, $M=300$ antenas e um detector ZF alocado na ERB. | 59 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|--|----|
| 3.1 | Configurações Básicas para OFDM E FBMC em sistema SISO | 39 |
| 3.2 | Fatores de correção da ES para ajuste de curva analítica extraída a partir de simulação | 48 |
| 4.1 | Cálculo do Limite Superior da ES no <i>Uplink</i> do Sistema MIMO Massivo | 51 |
| 4.2 | Parâmetros do Uplink do Sistema MIMO Massivo com Detector ZF | 55 |

Lista de Acrônimos

| | |
|------|---|
| AFB | Analysis Filter Bank |
| BER | Bit Error Rate |
| CFO | Carrier Frequency Offset |
| CSI | Channel State Information |
| CSIT | Channel Side Information at the Transmitter |
| EE | Eficiência Energética |
| ERB | Estação Rádio Base |
| ES | Eficiência Espectral |
| EU | Equipamentos de Usuários |
| FBMC | Filter Bank Multicarrier |
| FDD | Frequency-Division Duplex |
| FFT | Fast Fourier Transform |
| ICI | Inter Carrier Interference |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform |
| ISI | Inter Symbol Interference |
| MIMO | Multiple-Input Multiple-Output |
| MM | MIMO Massivo |
| MMSE | Minimum Mean Square Error |
| MRC | Maximum Ratio Combining |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing |
| OQAM | Offset Quadrature Amplitude Modulation |
| PAPR | Peak to Average Power Ratio |
| PC | Prefixo Cíclico |
| PER | Packet Error Rate |
| PPN | Polyphase Network |
| QAM | Quadrature Amplitude Modulation |
| SFB | Synthesis Filter Bank |
| SISO | Single Input Single Output |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| TDD | Time-Division Duplex |
| ZF | Zero Forcing |

Lista de Símbolos

| | |
|-------------------|--|
| M | número de antenas na estação base |
| K | número de usuários na célula |
| R | dimensão do raio da célula |
| β | beta, desvanecimento de larga escala |
| ρ_u | SNR médio da transmissão do <i>uplink</i> |
| d_k | distância entre a ERB e o k -ésimo EU |
| d_o | distância mínima permitida entre um EU e a ERB |
| B | largura de banda do sistema |
| α | alfa, expoente do perda de percurso |
| ξ_k | csi, variável lognormal de sombreamento |
| σ_{shadow} | sigma <i>shadow</i> , parâmetro do canal de propagação |
| ϕ | phi, constante relacionada ao ganho da antena |
| SNR_{MM} | SNR médio para o <i>uplink</i> do sistema MM |
| σ^2 | sigma quadrado, densidade espectral de potência do ruído do sistema |
| λ_0 | lambda zero, variável que representa as diferentes perdas e o consumo de energia da célula em um ponto de EE 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 θ_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 |
| η | eta, eficiência do amplificador de potência para todos os usuários da célula |
| Δf | delta f, largura de banda da subportadora |

Sumário

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introdução | 13 |
| 1.1 | Contexto e Motivação | 13 |
| 1.2 | Objetivos | 16 |
| 1.3 | Estrutura do Documento | 16 |
| 2 | Fundamentação Teórica | 17 |
| 2.1 | Sistema MIMO | 17 |
| 2.1.1 | Capacidade em MIMO | 19 |
| 2.2 | Sistema MIMO Massivo | 21 |
| 2.2.1 | Detecção Linear | 24 |
| 2.3 | Revisão sobre a Modulação FBMC | 25 |
| 2.3.1 | Modulação OQAM | 27 |
| 2.3.2 | Sinal FBMC | 29 |
| 2.3.3 | Rede Polifásica - PPN | 31 |
| 2.4 | Eficiência Espectral em MIMO-MU de Larga Escala | 32 |
| 2.5 | Eficiência Espectral em Sistema MIMO Massivo | 34 |
| 3 | Metodologia | 38 |
| 3.1 | Desempenho de OFDM e FBMC em Sistema SISO | 38 |
| 3.2 | Modelo do Sistema - Enlace Ascendente em MIMO Massivo | 40 |
| 3.3 | Análise de Eficiência Espectral para o FBMC-OQAM em MIMO Massivo | 41 |
| 3.4 | Eficiência Espectral Validada por Medições - Sistema SISO | 43 |
| 3.5 | Projeção de Eficiência Espectral para MIMO Massivo a partir de Resultados Validados em Sistema SISO | 49 |
| 4 | Resultados | 51 |
| 4.1 | Simulação em MM para Valores Máximos Atingíveis | 51 |
| 4.2 | Simulação em MM com Detector ZF na ERB | 54 |
| 5 | Conclusões | 60 |
| | Referências | 62 |

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Motivação

O tráfego de redes de comunicação sem fio tem crescido exponencialmente e atualmente, as taxas de transmissão estão se aproximando de 1 Gbit/s, o que leva a maiores demandas na capacidade do sistema. Contudo, atender essas demandas através de um projeto de links sem fio que apresente velocidade, qualidade de serviço e capacidade superiores, representa um desafio significativo de engenharia e pesquisa.

Esta procura por novas tecnologias, de modo a satisfazer a crescente demanda por maiores taxas de dados e menores latências a um custo menor se deu principalmente a partir da implantação generalizada de sistemas celulares "4G". Assim, dada a abundância de espectro disponível nas faixas de ondas centimétricas e milimétricas, há significativos esforços de pesquisa quanto ao uso dessas bandas (especificamente de 20 GHz a 100 GHz) para sistemas celulares "5G". A expectativa é que o lançamento comercial mundial desta tecnologia ocorra em 2020. Conforme (Basar, 2016), redes da quinta geração almejam uma eficiência espectral e energética dez vezes maiores do que as atuais 4G e preveem taxas de dados de até 10 Gbits/s para usuários de baixa mobilidade. O fato da 5G buscar uma taxa de transferência elevada abre o leque para larguras de banda e frequências de portadoras também mais elevadas, assim como, busca redução no consumo de energia quando comparada à tecnologia 4G.

O potencial para um sistema de largura de banda muito maior do que o disponível atualmente nas bandas celulares (por exemplo, cem vezes maior), juntamente com o potencial para arranjos de antena em grande escala (devido a comprimentos de onda mais curtos) tornam essas bandas atrativas para implantações de células pequenas de alta capacidade em um cenário com alta densidade de usuários. Para proporcionar cobertura suficiente para o fluxo de dados na faixa dos Gbits/s, recursos como: enlaces de acesso, retransmissão *multi-hop* na forma de *links backhauling* sem fios, e enlaces dispositivo-a-dispositivo (D2D) podem ser necessários. Outro detalhe é que a latência de interface aérea, tanto no que se refere ao controle quanto à informação dos dados, torna-se crítica para satisfazer a ordem de 1 ms, isto implica

essencialmente em transmitir blocos de dados mais curtos no tempo e blocos mais largos na frequência.

A tecnologia 5G não representa apenas um avanço incremental do 4G. As quatro gerações anteriores de tecnologia celular representaram, cada uma delas, uma importante mudança de paradigma que rompeu a compatibilidade com versões anteriores. Assim, a 5G precisa incorporar uma nova mudança que inclua frequências de portadoras muito altas com larguras de banda massivas, estações base e densidades de dispositivos extremas, e um número sem precedentes de antenas. Esta nova tecnologia, ao contrário das quatro gerações anteriores, tende a ser altamente integradora. Ela visa englobar qualquer nova interface e espectro de 5G com LTE e WiFi para fornecer cobertura universal de alta taxa de dados e uma experiência de usuário pouco sujeita a variações. Para suportar isto, a rede central deve alcançar níveis sem precedentes de flexibilidade e inteligência. Além disso, a regulação do espectro precisa ser repensada e melhorada, assim como a eficiência energética e quanto ao custo se tornam variáveis cada vez mais críticas ao projeto da rede (Andrews et al., 2014).

Há uma série de outros fatores que tornam o 5G interessante. Entre eles se destacam: o movimento decisivo para o espectro de ondas milimétricas; novas formas de alocação e realocação de largura de banda; a virtualização já em andamento na rede principal que pode se espalhar progressivamente para a "Internet das Coisas" que é composta por bilhões de dispositivos diversos; e a crescente integração de padrões celulares e WiFi atuais e antigos, para fornecer uma experiência onipresente de alta taxa e de baixa latência para os usuários da rede.

Entre todos os requisitos de engenharia, a necessidade de suportar a explosão de tráfego de dados móvel é, sem dúvida, o principal objetivo por trás da 5G. Conforme visto em (Andrews et al., 2014), o consenso geral é que a quantidade total de dados que a rede pode atender, caracterizada em bits/s por unidade de área, terá de aumentar cerca de mil vezes de 4G para 5G. Quanto à latência, espera-se que 5G seja capaz de suportar uma latência de cerca de 1 milissegundo, ou seja, uma ordem de grandeza mais rápida do que 4G. E finalmente quanto à energia e custo, vemos que embora os custos e o consumo de energia tenham tendência a diminuir, ao oferecer taxas de dados por enlace cerca de cem vezes maiores, isso implica que o consumo em Joules por bit e o custo por bit precisarão diminuir em pelo menos cem vezes.

Nesse contexto, temos que os três pilares tecnológicos para atender esses requisitos são: a ultra densificação, que tem por objetivo melhorar a eficiência espectral da área através do uso de mais nós ativos por unidade de área; o segundo seria o uso do espectro de ondas milimétricas que se justifica pela busca de um melhor aproveitamento da largura de banda e, finalmente o MIMO (do inglês *Multiple Input Multiple Output*) Massivo que propõe um aumento da eficiência espectral, principalmente através de avanços no MIMO de modo a suportar mais bits/s/Hz por nó.

Por definição, MIMO Massivo (MM) é uma tecnologia MIMO de Múltiplos Usuários (MU) que são atendidos simultaneamente em uma mesma faixa de frequência por uma estação rádio base (ERB) com M antenas, tal que $M \gg K$ (Andrews et al., 2014). Sistemas MM surgiram

para atender dezenas de equipamentos de usuários (EU), empregando centenas de antenas na ERB. Ao longo dos anos, a tecnologia de MM assumiu a posição como a principal alternativa para aumentar a capacidade de redes de MU.

De acordo com (Ngo et al., 2013), quando o número de antenas na ERB tende ao infinito, o simples uso de processamento linear na detecção faz com que os efeitos de ruído e interferência de MU sejam completamente eliminados. Ainda, de acordo com (Andrews et al., 2014), o sistema MM pode proporcionar uma melhora significativa quanto à eficiência espectral sem a necessidade de aumento de densificação da célula.

Quanto à avaliação do *uplink* do sistema MM, observa-se que os usuários transmitem fluxos de dados de forma simultânea e usando as mesmas faixas de frequências. O arranjo de M antenas recebe a soma dos fluxos de dados modificados pelos seus respectivos canais de propagação e a operação de decodificação, a qual utiliza informações sobre o estado do canal, decodifica os sinais recebidos produzindo fluxos de dados individuais.

Já quanto à avaliação da eficiência espectral (ES) do sistema MM, pode-se notar que vários estudos analisam a ES sob diferentes cenários (Ngo et al., 2013; Zhao et al., 2015; He et al., 2013). Contudo em todos eles, o *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) é adotado como esquema de multiplexação/modulação. É importante ressaltar que todos esses estudos consideraram que cada subportadora possui uma modulação com distribuição Gaussiana, sendo essa uma condição que permite considerar como valor máximo para capacidade, o limite de Shannon por canal (Shannon, 1948).

Em contrapartida, foi identificado em (Nissel et al., 2017) uma análise distinta. Tomando por base a análise de um sistema de *Single Input Single Output* (SISO), o OFDM é comparado ao *Filter Bank Multicarrier* (FBMC) em termos de suas propriedades espectrais via simulações. De modo a verificar a taxa de transferência atingível, o esquema de modulação por subportadora varia de 4-QAM (do inglês *Quadrature Amplitude Modulation*) a 64-QAM. Então o esquema de modulação é combinado com códigos corretores de erro em bloco com taxas iniciando em 78/1024 indo até 948/1024. Simulações de Monte Carlo são realizadas e a taxa de erro de pacote (inglês *PER Packet Error Rate*) é observada. A simulação pode ser vista como um sistema de modulação adaptativo. Para diferentes valores de SNR (do inglês *Signal-to-Noise Ratio*) aplicados, a transmissão começa com a modulação mais básica, então o esquema de codificação de modulação é alterado para o próximo, até que uma PER de 10^{-3} seja detectada. Isso define a taxa de transferência atingível para esse SNR.

Este documento apresenta uma análise de ES para os esquemas de modulação / multiplexação OFDM e FBMC para MM em célula única, combinando os trabalhos de (Nissel et al., 2017), (Ngo et al., 2013) e (Zhao et al., 2015). A proposta apresenta uma análise que incorpora uma estrutura de modulação adaptativa à avaliação da eficiência espectral para comunicações móveis de quinta geração tanto para FBMC quanto para esquemas baseados em OFDM. A análise desenvolvida em (Nissel et al., 2017) não é baseada somente em simulações, mas é validada por medições e testes de campo realizados em um cenário real. Naquele estudo,

os autores analisam a taxa de transferência em [bits/s] validada por medições, e os limites teóricos desta taxa para desvanecimento do tipo Rayleigh em um sistema SISO.

Neste contexto, para realização da análise do enlace ascendente no sistema MM, os dados de taxa de transferência por SNR observados em (Nissel et al., 2017) são usados como base para se estimar a ES em MM. No cenário de célula única, a SNR adotada é um valor médio para todos os usuários inseridos na célula, sendo extraídos a partir de (Ngo et al., 2013) e (Zhao et al., 2015). Desta forma, a ES na célula inteira é avaliada, considerando um número diferente de antenas na ERB, assim como variações no tamanho de célula e número de usuários.

Em resumo, este estudo avalia o impacto da presença de múltiplas antenas na ERB de forma semelhante ao apresentado em (Ngo et al., 2013) e em (Zhao et al., 2015). Porém, aqui as diferenças entre FBMC e OFDM em um sinal SISO verificadas em (Nissel et al., 2017) são incorporadas à análise, fornecendo uma visão mais representativa para redes 5G, uma vez que estes dados foram validados por testes e medições.

1.2 Objetivos

O trabalho visa avaliar a eficiência espectral no enlace ascendente (*uplink*) do sistema MIMO Massivo simulado para o ambiente de célula única. Os objetivos específicos necessários para se atingir o objetivo principal são assim listados:

- Encontrar um modelo matemático que relacione a eficiência espectral e a SNR percebida, de modo a incorporar uma estrutura de modulação adaptativa para modulações M-QAM obtida via simulações.
- Comparar o desempenho do sistema proposto para OFDM e FBMC com o valor de ES observado para o OFDM padrão LTE.
- Estender a análise de ES vs SNR de um sistema SISO para um sistema MM.
- Avaliar a ES tanto para OFDM e FBMC no *uplink* do sistema MM, variando parâmetros como raio da célula e o número de antenas na ERB, de modo a gerar cenários distintos de análise.

1.3 Estrutura do Documento

O restante deste documento está organizado da seguinte forma: Capítulo II fornece a Fundamentação Teórica para o MIMO Massivo, assim como apresenta uma síntese sobre a modulação FBMC. O Capítulo III descreve a Metodologia de como a análise é realizada sob duas perspectivas diferentes. No Capítulo IV são apresentados os Resultados numéricos. Finalmente, o Capítulo V traz as conclusões e perspectivas futuras quanto ao trabalho.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 Sistema MIMO

O projeto de enlaces sem fio de alta velocidade que venha a oferecer boa qualidade de serviço (QoS) e alta capacidade de alcance em ambientes sem linha de visada constitui um importante desafio de pesquisa e engenharia. Nesse sentido, o uso de múltiplas antenas no transmissor e no receptor, popularmente conhecido como MIMO sem fio, é uma tecnologia efetiva que oferece uma oportunidade substancial em tornar enlaces sem fio de 1 Gbit/s uma realidade.

Bem estabelecido quando o LTE foi desenvolvido, MIMO era um elemento nativo com duas a quatro antenas por dispositivo móvel e até oito por setor da estação base. Segundo (Larsson et al., 2014), a proposta era equipar estações bases com um número de antenas muito maior do que o número de usuários ativos por recurso de sinalização. Assim, visto que para seleções razoáveis de tempo-frequência a estimativa mais precisa de canal pode ser realizada para no máximo algumas dezenas de usuários por recurso, esta condição colocava o número de antenas por estação base na casa das centenas. De fato, segundo (Björnson et al., 2016), a faixa prática no momento daquele estudo se situava entre 10 e 200 antenas na ERB.

O valor da tecnologia MIMO e sua viabilidade no desenvolvimento de sistemas sem fio que forneçam taxas de transferência na ordem dos Gbits/s é analisado em (PAULRAJ et al., 2004). Conforme este estudo, as melhorias de desempenho resultantes da utilização de sistemas MIMO se devem ao ganho de arranjo, ganho de diversidade, ganho de multiplexação espacial e à redução de interferência. Essas melhorias são descritas brevemente a seguir.

- **Ganho de Arranjo:** Pode ser alcançado através do processamento no transmissor e no receptor, resultando num aumento na SNR média de recepção devido a um efeito de combinação coerente. O ganho de transmissão/recepção do arranjo requer conhecimento do canal no transmissor e no receptor, respectivamente, e depende do número de antenas de transmissão e recepção. O conhecimento do canal no receptor está tipicamente disponível, enquanto que a informação do estado do canal no transmissor é em geral de mais difícil obtenção.

- **Ganho de Diversidade:** Diversidade significa que os mesmos dados percorreram diversos caminhos para chegar ao receptor. A diversidade aumenta a confiabilidade das comunicações uma vez que um caminho fraco pode ser compensado por uma cópia dos dados recebidos em outro caminho. A potência do sinal em um canal sem fio flutua aleatoriamente (ou sofre desvanecimento) e a diversidade é uma técnica usada para mitigar o desvanecimento em enlaces sem fio. As técnicas de diversidade dependem da transmissão do sinal em múltiplos caminhos de desvanecimento independentes (em tempo / frequência / espaço). A diversidade espacial (ou de antena) é preferida em relação à diversidade de frequência, uma vez que não acarreta em um consumo extra em tempo de transmissão ou largura de banda. Se os enlaces formados entre antenas transmissoras e receptoras que compõem o canal MIMO se desvanecem independentemente e o sinal transmitido é adequadamente construído, o receptor pode combinar os sinais de chegada, de modo que o sinal resultante exiba uma variabilidade de amplitude consideravelmente menor em comparação com um enlace em SISO. Desta forma, a diversidade entre antenas transmissoras e receptoras é obtida. Foi verificado ainda que é possível extrair o ganho de diversidade espacial na ausência de conhecimento de canal no transmissor utilizando sinais de transmissão adequadamente concebidos.
- **Ganho de Multiplexação Espacial:** Os canais MIMO oferecem um aumento linear na capacidade sem nenhum consumo adicional de energia ou largura de banda. Este ganho, referido como ganho de multiplexação espacial é realizado através da transmissão de sinais de dados independentes pelas antenas individuais. Considerando condições de canais que apresentem um ambiente de dispersão rica, o receptor pode separar os diferentes fluxos transmitidos, produzindo um aumento linear na capacidade.
- **Redução de Interferência:** A interferência co-canal surge devido à reutilização de frequência em canais sem fio. Quando são utilizadas múltiplas antenas, a diferenciação entre as assinaturas espaciais dos sinais desejados e dos sinais de co-canal pode ser explorada para reduzir interferências. Esta redução requer o conhecimento do canal do sinal desejado. Além disso, a diminuição na interferência também pode ser implementada no transmissor, onde o objetivo é minimizar a energia de interferência enviada para o usuário de co-canal, enquanto se entrega o sinal ao usuário desejado. A redução de interferência permite a reutilização agressiva da frequência e assim aumenta a capacidade multicelular.

De acordo com (PAULRAJ et al., 2004), em geral não é possível explorar todas as vantagens da tecnologia MIMO de forma simultânea devido a demandas conflitantes sobre os graus espaciais de liberdade (ou número de antenas). O grau em que esses conflitos são resolvidos depende do esquema de sinalização e do projeto do transceptor.

2.1.1 Capacidade em MIMO

A grandeza que fundamentalmente caracteriza um canal, e também limita a taxa de dados máxima é a capacidade “ C ” do canal, dada em bits/s. No caso do SISO, a capacidade é dada por (Goldsmith, 2005):

$$C = B \log_2[1 + SNR], \quad (2.1)$$

onde SNR representa a relação sinal ruído do canal e B a largura de banda.

A capacidade de Shannon representada pela expressão (2.1) 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).

Finalizada a análise da capacidade do canal para o sinal SISO, é fundamental tratar da caracterização do sistema MIMO, o qual é representado por M_t antenas transmissoras e M_r antenas receptoras através da Fig. 2.1.

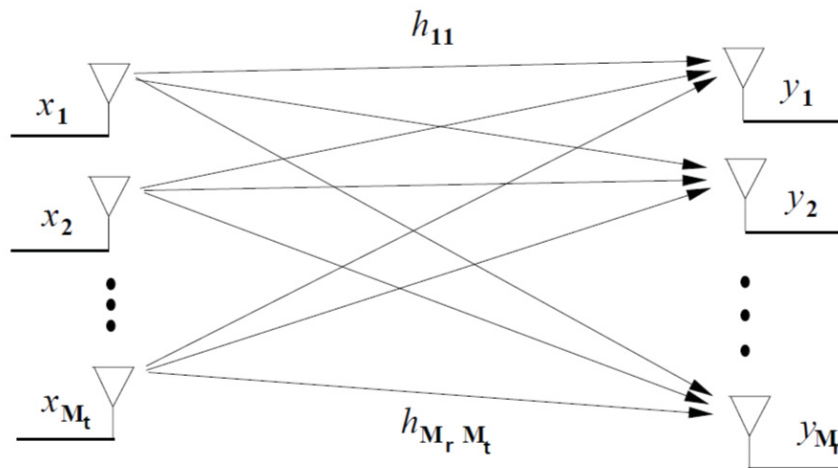


Figura 2.1: Representação de um sistema MIMO com M_t antenas transmissoras e M_r antenas receptoras

Já o modelo matricial para representar o sistema MIMO, pode ser assim apresentado:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{Mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{Mr1} & \cdots & h_{MrM_t} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{Mr} \end{bmatrix},$$

ou simplesmente:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (2.2)$$

onde \mathbf{y} representa o vetor com M_r antenas receptoras; \mathbf{H} é a matriz ($M_r \times M_t$) de ganho do canal; \mathbf{x} representa o vetor com M_t antenas transmissoras; e \mathbf{n} é o vetor de ruído com dimensão M_r .

De acordo com (Goldsmith, 2005), a capacidade de um canal MIMO é uma extensão da fórmula de informação mútua para um canal SISO. No caso do MIMO, a capacidade do canal é interpretada como a informação máxima que pode ser transmitida de \mathbf{x} para \mathbf{y} , variando a função de densidade de probabilidade (pdf) do canal. Assim, a capacidade dada em termos da informação mútua entre o vetor \mathbf{x} de entrada do canal e o vetor \mathbf{y} de saída é descrita como:

$$C = \max_{f(x)} I(\mathbf{X}; \mathbf{Y}), \quad (2.3)$$

onde $f(x)$ é a pdf do sinal de transmissão x . A partir da teoria da informação, a relação de informação mútua entre duas variáveis aleatórias em função de sua entropia diferencial é obtida:

$$I(\mathbf{X}; \mathbf{Y}) = [H(\mathbf{Y}) - H(\mathbf{Y}|\mathbf{X})]. \quad (2.4)$$

A definição de entropia indica que o segundo termo $H(\mathbf{Y}|\mathbf{X}) = H(\mathbf{N})$ é constante para um canal determinístico porque é função apenas do ruído, já que esse ruído \mathbf{n} possui entropia fixa independente da entrada do canal. Assim, a informação mútua é máxima somente quando o termo $H(\mathbf{Y})$, chamado entropia diferencial, é máximo.

A entropia é uma grandeza que quantifica a incerteza envolvida no valor de uma variável aleatória. Já a informação mútua $I(\mathbf{X}; \mathbf{Y})$ mede a informação compartilhada entre \mathbf{X} e \mathbf{Y} , representando o quanto o conhecimento de uma destas variáveis reduz a incerteza sobre a outra.

Em MIMO, ao contrário do canal AWGN invariante no tempo, a capacidade de um canal de desvanecimento plano depende do conhecimento sobre o canal por parte do transmissor e/ou receptor. Assim, a otimização da expressão da capacidade depende se a CSI (matriz \mathbf{H}) é conhecida ou não pelo transmissor. No caso da CSIT (do inglês *Channel Side Information at the Transmitter*) não estar disponível, assume-se que a potência é distribuída uniformemente entre os transmissores do sistema. Neste cenário, à medida que o número de antenas de transmissão e recepção cresce, a teoria de matriz aleatória fornece um teorema de limite central para a distribuição dos valores singulares do canal \mathbf{H} , resultando em uma informação mútua constante para todas as realizações de canal. Cada versão da matriz \mathbf{H} observada no tempo é chamada de realização. O quão rápido estas realizações mudam depende do tipo de canal.

Assim, assumindo que a matriz de ganho de canal tem uma distribuição ZMSW (do inglês *zero-mean spatially white*), ou seja, tem média zero e matriz de covariância igual à matriz identidade, tem-se que no limite de grandes arranjos de antenas, a capacidade do canal MIMO na ausência de CSIT pode ser escrita como:

$$C = \min(M_t, M_r) B \log(1 + \text{SNR}) \quad (2.5)$$

onde B é a largura de banda do canal.

Estes resultados são a principal razão para o apelo generalizado das técnicas MIMO; pois mesmo que as realizações do canal não sejam conhecidas no transmissor, a capacidade dos canais MIMO ainda cresce linearmente com o número mínimo de antenas de transmissão e recepção, desde que o canal possa ser estimado com precisão no receptor. Desta forma, os canais MIMO podem fornecer taxas de dados muito altas sem a exigência do aumento na potência de sinal ou uma maior largura de banda. Entretanto, em SNRs muito baixas as antenas de transmissão não são benéficas: a capacidade só aumenta com o número de antenas receptoras, independentes do número de antenas de transmissão. A razão é que em SNRs baixas, o sistema MIMO prioriza a coleta de energia ao invés de explorar todo arranjo disponível, assim toda a energia se concentra em uma das antenas de transmissão disponíveis para então maximizar a capacidade (Goldsmith, 2005).

2.2 Sistema MIMO Massivo

Tendo em vista a introdução da quinta geração (5G) de comunicações móveis, o sistema MIMO Massivo (MM) tornou-se um candidato muito popular por proporcionar mais diversidade espacial e ainda, ganho de multiplexação quando comparado a outras configurações (Larsson et al., 2014). O MM foi citado como uma das cinco principais tecnologias do 5G por propor a utilização de um número muito elevado de antenas para multiplexar mensagens, focando a energia irradiada em direções pretendidas, além de minimizar a interferência intra e intercelular (Boccardi et al., 2014).

A promessa destes benefícios elevou MM a uma posição central em discussões preliminares sobre 5G, entretanto ainda existem desafios de engenharia relativos à implementação, entre os quais se destacam (Andrews et al., 2014):

1. Contaminação Piloto: As transmissões piloto podem ser feitas de forma ortogonal entre usuários de mesmas células para facilitar estimativas de canal mais limpas. Contudo estas transmissões devem ser reutilizadas entre células pois de outra forma todos os recursos disponíveis acabariam consumidos pelos pilotos. Esse fato causa inevitavelmente interferência entre pilotos de diferentes células e, portanto, piora muito a qualidade das estimativas de canal. Essa interferência, chamada "contaminação piloto", não desaparece à medida que o número de antenas da estação base cresce.
2. Desafios Arquitetônicos: Um desafio mais sério para tornar a visão MM uma realidade tem a ver com a sua arquitetura. A visão requer estruturas de estação base radicalmente diferentes onde, ao invés de amplificadores de alta potência alimentarem um pequeno número de antenas de setor, teríamos uma miríade de antenas minúsculas alimentadas por amplificadores correspondentes de baixa potência.

3. MIMO de Dimensão Total: estações bases existentes apresentam principalmente arranjos horizontais lineares, que em estruturas de torre e devido a fatores de forma só podem acomodar um número limitado de antenas. Ao adotar matrizes 2D planares e explorando melhor o ângulo de elevação, o chamado MIMO de dimensão total pode abrigar mais antenas com o mesmo fator de forma.

Na recepção com mensagens chegando dos usuários para ERB, o sistema MM propõe o uso de um número elevado de antenas para demultiplexar mensagens de diversos dispositivos para cada recurso de frequência. Na transmissão, este foca a energia irradiada em uma determinada direção, o que por si só minimiza interferências; já que ao se aumentar o número de antenas, os feixes podem ser focados de forma mais seletiva para os usuários (Marzetta, 2015).

Conforme (Larsson et al., 2014), não há definição sobre quantas antenas um sistema deve ter para ser considerado MM, mas um sistema com mais de 8x8 antenas é geralmente considerado um sistema massivo. A representação 8x8 refere-se a 8 antenas de transmissão e 8 de recepção. Os sistemas MM, embora muito difíceis de implementar, oferecem vantagens significativas em relação aos sistemas MIMO não-massivos. Com base nos princípios teóricos envolvidos na tecnologia MIMO, eles permitem que a capacidade da rede seja significativamente multiplicada sem exigir mais espectro.

O MIMO para múltiplos usuários (MU) oferece grandes vantagens sobre o MIMO convencional. Ele funciona com terminais baratos de antena única, não sendo necessário um ambiente de espalhamento rico. Além do que, ocorre uma simplificação quanto à alocação de recursos, já que cada terminal ativo utiliza toda a faixa de frequência disponível. No entanto, o MIMO para MU, como originalmente previsto, com aproximadamente o mesmo número de antenas de serviço e terminais e operação duplex de divisão de frequência (do inglês FDD: *Frequency-Division Duplex*), não é uma tecnologia escalável.

Já o MM faz uma clara ruptura com a prática usual, através do uso de um excessivo número de antenas de serviço sobre terminais ativos, e, operação duplex de divisão de tempo (do inglês TDD: *Time-Division Duplex*). As antenas extras ajudam concentrando a energia em regiões cada vez menores do espaço trazendo com isso enormes melhorias no rendimento e na eficiência energética irradiada. Outros benefícios do MM incluem o uso extensivo de componentes baratos de baixo consumo de energia, latência reduzida, simplificação da camada MAC e robustez contra interferências intencionais.

A taxa de transmissão prevista depende do ambiente de propagação que fornece canais ortogonais aos terminais, porém estudos e pesquisas ainda não revelaram quaisquer limitações a este respeito. Embora o MM torne muitos problemas de pesquisa tradicionais irrelevantes, ele revela problemas inteiramente novos que precisam urgentemente de atenção, tais como:

- O desafio de fazer muitos componentes de baixo custo e baixa precisão trabalharem em conjunto e de forma efetiva.
- Aquisição e sincronização para terminais recém-conectados

- Exploração de graus de liberdade extras devido ao número elevado de antenas.
- Redução do consumo de energia interna visando melhorar a eficiência energética do sistema como um todo.
- A busca de novos cenários de implantação.

Com MM, sistemas usam matrizes representando algumas centenas de antenas que de forma simultânea servem muitas dezenas de terminais no mesmo recurso de frequência. A premissa básica por trás deste sistema é colher todos os benefícios do MIMO convencional, mas em uma escala muito maior. Globalmente, o MM é um facilitador para o desenvolvimento de futuras redes de banda larga (fixas e móveis), que serão eficientes em termos energéticos, seguras e robustas, e utilizarão o espectro de forma eficiente. Como tal, é um facilitador para a futura infraestrutura da sociedade digital que conectará a “Internet das pessoas” à “Internet das Coisas” com nuvens e outras infraestruturas de rede. Muitas configurações diferentes e cenários de implantação podem ser concebidos para o arranjo de antenas usado pelo sistema MM.

Conforme (Larsson et al., 2014), MM depende de multiplexação espacial, que por sua vez depende da estação base ter um conhecimento de canal bom o suficiente, tanto no *uplink* como no *downlink*. No *uplink*, isto é fácil de ser obtido fazendo com que os terminais enviem pilotos, com base nos quais a ERB estima as respostas de canal para cada um dos terminais. O *downlink* é mais difícil. Em sistemas MIMO convencionais tais como o padrão LTE, a estação base envia formas de onda piloto, com base nas quais os terminais estimam as respostas do canal, quantificam as estimativas assim obtidas e as encaminham para a ERB. Isso não será viável em sistemas MM, pelo menos não quando operando em um ambiente de alta mobilidade, por duas razões:

1. Os pilotos ótimos de *downlink* devem ser mutuamente ortogonais entre as antenas. Isto significa que a quantidade de recursos de frequência necessários para os pilotos de *downlink* aumenta com o número de antenas, de modo que um sistema MM requer até 100 vezes mais recursos do que um sistema convencional.
2. O número de respostas de canal que cada terminal deve estimar é também proporcional ao número de antenas da ERB. Assim, os recursos de *uplink* necessários para informar a ERB sobre as respostas do canal seriam até 100 vezes maiores do que nos sistemas convencionais.

Geralmente, a solução é operar no modo TDD e confiar na reciprocidade entre os canais de enlace ascendente e descendente. De acordo com este protocolo, todos os usuários na célula enviam sinais de dados de *uplink* de forma síncrona.

Uma vantagem do TDD é que os canais bidirecionais são tipicamente simétricos em seus ganhos de canal, de modo que as medições de canal feitas em uma direção podem ser

usadas para estimar o canal na outra direção (Goldsmith, 2005). O TDD também garante que todos os usuários em uma célula podem usar simultaneamente todas as subportadoras.

Para a implantação de um grande número de antenas na ERB, é razoável assumir um cenário conhecido como **propagação favorável**. Em uma explanação simplificada, a propagação favorável é aquela onde as respostas do canal de propagação, considerando o enlace entre os diferentes terminais e as antenas da ERB, são suficientemente diferentes entre si. Neste caso, os enlaces de rádio entre ERB e EU se tornam quase ortogonais entre si. Partindo dessa premissa, os efeitos de desvanecimento de pequena escala, interferência intracelular e ruídos não correlacionados desaparecem assintoticamente quando M é suficientemente grande (Farhang et al., 2014b).

Informação Perfeita sobre o Estado do Canal

Este estudo considera o cenário em que a Informação sobre o Estado do Canal (do inglês CSI: *channel state information*) é adquirida na ERB de modo perfeito. Esta informação descreve como um sinal se propaga do transmissor para o receptor e representa o efeito combinado de espalhamento, desvanecimento e decaimento de energia pela distância (Tulino et al., 2004).

Um dos principais problemas que limita o desempenho de um sistema MM é a contaminação piloto, o que acontece devido ao número limitado de possíveis sequências piloto ortogonais. Ao considerar a ótima detecção dos parâmetros do sistema, ou seja, supondo que a CSI seja conhecida no transmissor e no receptor de forma precisa, o problema de contaminação piloto é desconsiderado (Lu et al., 2014).

A presença de CSI perfeito na ERB, e o fato de o número M de antenas ser suficientemente grande em MU-MIMO de larga escala, torna possível a comparação de desempenho entre este sistema e uma configuração SISO. Segundo (Ngo et al., 2013), quando o desvanecimento rápido e a interferência intracelular são ignorados, o sistema MU-MIMO é similar ao sistema SISO. Além disso, de acordo com (Marzetta, 2010) à medida que o número de antenas BS cresce sem limite, todos os efeitos de ruído não correlacionados e desvanecimento rápido desaparecem, condição esta que valida a comparação entre os sistemas SISO e MM.

2.2.1 Detecção Linear

Para obter um desempenho ideal, assumindo que a ERB possua conhecimento perfeito sobre a CSI, a detecção de multiusuário de máxima verossimilhança (MV) pode ser usada pela ERB para detectar todos os sinais transmitidos pelo k -ésimo usuário (Al-rawi, 2017).

Contudo, como a complexidade do detector de MV é alta, a ERB pode usar esquemas de detecção linear para reduzir essa complexidade na decodificação. Esses esquemas têm menor confiabilidade de detecção em comparação com a detecção de MV, porém quando o número de antenas na ERB é grande, que é a característica do sistema MM, os detectores lineares passam a ser praticamente ótimos (Marzetta, 2010).

De fato, os detectores são parte importante no funcionamento do sistema MM. Dentre as várias opções de esquemas de detecção linear disponíveis, ganham destaque o *maximum-ratio combining* (MRC) e o *zero-forcing* (ZF). Devido ao uso do detector linear, o sinal recebido é separado em diferentes fluxos através da multiplicação do sinal em si pelo conjugado transposto da matriz de detecção linear (\mathbf{A}^H) (Ngo et al., 2013).

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}^H \mathbf{y}. \quad (2.6)$$

Desta forma, o sinal recebido do k -ésimo usuário, após a detecção linear e já considerando a recombinação linear dos sinais devido ao número de antenas na ERB, é composto por três elementos: sinal desejado; sinal de interferência entre usuários e ruído. Com o MRC, a ERB maximiza a SNR de cada fluxo de dados, ignorando o efeito da interferência multiusuário. O MRC tem um processamento de sinal muito simples, uma vez que a ERB apenas multiplica o vetor recebido pelo conjugado-transposto da matriz do canal \mathbf{H} , e então detecta cada fluxo separadamente (Al-rawi, 2017). Além disso, este detector pode obter o mesmo ganho de matriz que no caso de um sistema de usuário único com SNR baixo. Contudo, o MRC apresenta um desempenho ruim em cenários limitados por interferência porque negligencia o efeito da interferência de vários usuários. Por fim, o MRC tem a seguinte representação matemática (Ngo et al., 2013):

$$\mathbf{A}_{MRC} = \mathbf{G}, \quad (2.7)$$

onde \mathbf{G} representa a matriz do canal $M \times K$ entre os K usuários e as M antenas na ERB.

Já os detectores lineares do tipo ZF levam em conta a interferência entre usuários, mas negligenciam o efeito do ruído. Com o ZF, a interferência do multiusuário é completamente anulada. Mais precisamente, o vetor recebido é multiplicado pelo inverso da matriz do canal \mathbf{H} . Assim, a representação matemática para o ZF é a seguinte (Zhao et al., 2015):

$$\mathbf{A}_{ZF} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}, \quad (2.8)$$

onde o H no índice (\mathbf{A}^H) representa o conjugado transposto ou transposto Hermitiano.

Neste estudo será adotado como detector linear para a análise do *uplink* do sistema MM o detector ZF, já que tanto em (Zhao et al., 2015) quanto em (Ngo et al., 2013) este provou ter desempenho superior quando comparado ao MRC para a análise de eficiência espectral.

2.3 Revisão sobre a Modulação FBMC

O *Filter Bank Multicarrier* (FBMC) é um avanço em relação ao OFDM que visa superar algumas deficiências, permitindo altas taxas de transferência de dados. Trata-se de uma forma de modulação de múltiplas portadoras que está sendo investigada para uso em sistemas sem fio

de alto desempenho. Embora confie na divisão do espectro em várias sub-bandas ortogonais, o FBMC também aplica uma funcionalidade de filtragem a cada uma das subportadoras fazendo com que os lóbulos laterais sejam muito mais fracos (Schaich and Wild, 2014).

Comparativamente, nota-se que devido ao janelamento retangular presente em OFDM, este apresenta fortes lóbulos laterais. Já no caso do FBMC, ao se utilizar de bancos de filtros, a energia é concentrada dentro da faixa de frequência de uma única subportadora. Com isso, espera-se que o FBMC tenha uma capacidade superior quando comparado ao OFDM (Lähtekangas et al., 2014).

Em geral, os benefícios da presença de grandes arranjos de antenas na ERB podem tornar uma combinação de modulação específica para MM mais atraente que outra. O FBMC, por exemplo, oferece emissões fora da faixa mais baixas; permite agregação de portadoras mais acessível e adaptável do que o OFDM, porém intrinsecamente, apresenta o problema de ter aplicabilidade dificultada no MIMO convencional (Vihriala et al., 2015). A agregação de portadoras permite uma conexão simultânea de frações de largura de banda oriundas de diferentes faixas espectrais, tendo a finalidade de aumentar a capacidade de transferência entre o usuário e a ERB. Isso significa que portadoras em OFDM ou FBMC pertencentes a usuários diferentes (ocupando posições distintas na célula) tenham suas subportadoras apresentando potências diferentes entre usuários.

De acordo com (Rottenberg et al., 2018), a ortogonalidade do FBMC é conhecida por ser progressivamente destruída à medida que a seletividade de frequência de canal se torna grande, ou seja, quando o canal não pode ser considerado plano no nível de subportadora. Isso se deve à geração de interferência entre símbolos (ISI) e interferência entre portadoras (ICI). No entanto, em MM, essa interferência diminui à medida que o número de antenas na ERB aumenta, mesmo no caso de forte seletividade de canal.

De fato, ao se aumentar o número de antenas, a combinação de MM e FBMC passa a oferecer benefícios em vários aspectos, incluindo maiores ganhos e melhora das propriedades espectrais. A Fig. 2.2 ilustra essa diferença de desempenho entre as duas modulações quanto à concentração de energia dentro de uma faixa de frequência determinada.

A aplicação de FBMC em canais MM foi recentemente estudada em (Farhang et al., 2014a), onde sua propriedade de "auto-equalização" foi relatada em simulações. De acordo com essa propriedade, à medida que o número de antenas na ERB aumenta, isso provoca um ganho quase equalizado em cada banda de subportadora e com isso, os efeitos de distorções de canal como ISI e ICI diminuem com o aumento do número de antenas na ERB. Graças a esse chamado "efeito de auto-equalização", o espaçamento da subportadora pode ser aumentado em sistemas MM FBMC, reduzindo o número de subportadoras e levando a uma menor sensibilidade ao deslocamento de frequência da portadora assim como na relação entre potência de pico e média (PAPR).

De fato, a combinação de FBMC e MM traz propriedades e requisitos fundamentais para a visão dos sistemas 5G como um todo. Especificamente quanto ao uso do espectro essa

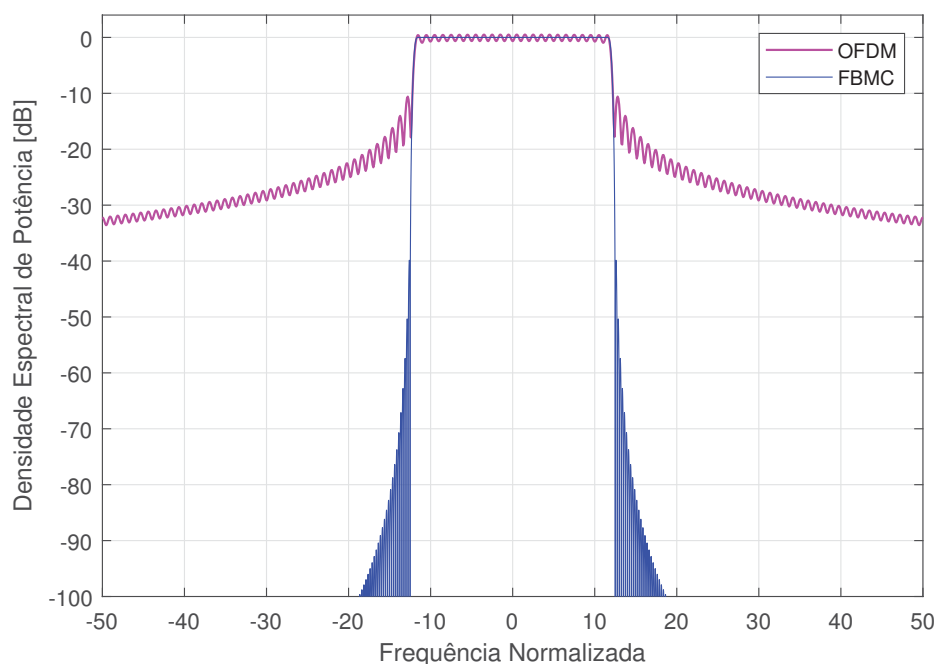


Figura 2.2: Densidade Espectral de Potência de ambas modulações

combinação é de grande importância, pois não apenas o mesmo espectro está sendo utilizado por todos os usuários, mas também é usado de maneira mais eficiente (Aminjavaheri et al., 2016).

2.3.1 Modulação OQAM

Quanto à modulação nos sistemas FBMC, qualquer esquema poderia em tese ser usado, desde que os subcanais estejam separados por uma banda de guarda. Portanto, se apenas subcanais com índice par (ou ímpar) são explorados, não ocorre sobreposição entre eles e assim a definição sobre o esquema de modulação a ser usado se torna irrelevante. No entanto, ao buscar desempenho superior, todos os subcanais devem ser explorados e para tal, uma modulação específica é necessária para lidar com a sobreposição de subcanais adjacentes no domínio da frequência.

Um detalhe importante sobre o sinal FBMC é que este não utiliza o conceito de ortogonalidade entre subportadoras como em OFDM. Neste esquema cada subportadora é filtrada individualmente sendo que a ortogonalidade é exigida apenas entre subcanais adjacentes entre si, não sendo necessária para o bi-adjacente em diante, devido ao decaimento do espectro graças ao filtro do FBMC. Ou seja, as subportadoras precisam do conceito de ortogonalidade unicamente entre canais vizinhos mas não em todas as subportadoras.

Neste contexto, a fim de explorar plenamente a largura de banda do canal, a modulação nos subcanais em FBMC deve se adaptar à restrição de ortogonalidade do sub-canal vizinho,

sendo que a modulação de amplitude em quadratura com deslocamento (do inglês OQAM: *Offset Quadrature Amplitude Modulation*) é usada para essa finalidade. (Bellanger, 2010)

A modulação OQAM consiste em dividir os símbolos QAM na transmissão em parte real e imaginária para que então estes sejam alternados no tempo como símbolos consecutivos (Schaich and Wild, 2014). Para tal, os símbolos imaginários sofrem um atraso de metade da duração do símbolo em relação aos símbolos reais, evitando a sua transmissão simultânea. O efeito disso é possibilitar a eliminação de interferências (tanto ISI quanto ICI) na recepção do sinal FBMC sem ser necessário o uso de um prefixo cíclico (PC). Com isso, pode-se afirmar que este sinal é potencialmente mais eficiente no uso da largura de banda do que o OFDM, apesar do demodulador em FBMC realizar mais operações de FFT que o correspondente em OFDM (Farhang-Boroujeny, 2011).

A Figura 2.3 mostra o efeito do deslocamento presente no sistema FBMC-OQAM em comparação ao OFDM-QAM. Em transmissão OFDM, o fluxo de bits é mapeado para um símbolo QAM complexo, passa por um conversor serial para paralelo que por sua vez, gera um conjunto de símbolos QAM paralelos os quais são transmitidos em cada subportadora. Já no caso de FBMC-OQAM, os componentes em fase e em quadratura do símbolo QAM complexo não são transmitidos simultaneamente. Estes são deslocados no tempo, um em relação ao outro, em metade da duração do símbolo, representado aqui por $T/2$. Em OQAM, os componentes em fase (parte real) e em quadratura (parte imaginária) também são alternados entre subportadoras pares e ímpares (He and Schmeink, 2015).

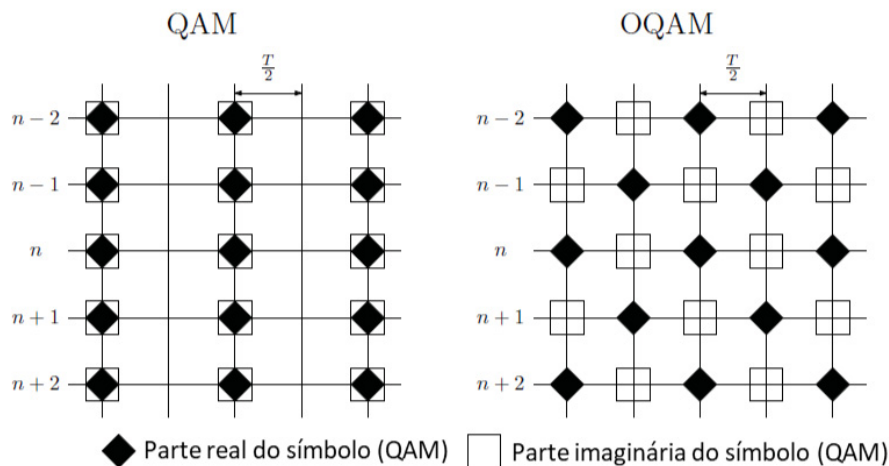


Figura 2.3: Mapeamento de símbolos OFDM e FBMC em portadoras sequenciais

Conforme ilustrado na Fig. 2.3, observa-se que nas subportadoras pares ($n-2, n, n+2$), o componente em quadratura é atrasado em metade da duração de símbolo em relação ao componente em fase, enquanto que em subportadoras ímpares ($n-1, n+1$) é a parte real que é atrasada.

Nos receptores FBMC-OQAM, é comum se preservar a parte real das amostras de sinal demoduladas para recuperação de informações, uma vez que o número de FFTs realizadas

no domínio do tempo dobra. Neste tipo de FBMC, os símbolos de dados são escolhidos de um alfabeto de valor real onde os símbolos de dados adjacentes são deslocados em fase $\pi/2$ um em relação ao outro. Esse arranjo, juntamente com um protótipo de filtro projetado corretamente, leva a um sistema transceptor no qual a recuperação perfeita de dados no receptor envolve o uso de um banco de filtros de análise AFB (do inglês *Analysis Filter Bank*), remoção dos deslocamentos da fase $\pi/2$ das amostras de sinais analisadas e tomada das partes reais (RezazadehReyhani and Farhang-Boroujeny, 2017). Os autores do mesmo estudo revelaram que as partes imaginárias, chamadas de interferência intrínseca, podem ser simplesmente ignoradas, uma vez que a interferência intrínseca não contém nenhuma informação adicional além do que poderia ser extraído das partes reais.

Neste contexto, considere $i - 1, i$ e $i + 1$ subcanais consecutivos, onde o subcanal i se sobrepõe aos demais. Neste caso, a ortogonalidade é obtida usando entradas reais da IFFT para os subcanais $i - 1$ e $i + 1$, e entradas imaginárias para i , ou o inverso. Ou seja, a referida ortogonalidade, necessária devido à sobreposição de sub-canais adjacentes, é alcançada se associando a parte real das entradas IFFT a um índice par e a parte imaginária das entradas IFFT a um índice ímpar, ou o inverso.

Contudo, isso implica em uma redução da capacidade pelo fator 2. Por consequência disso, uma estratégia para atingir a capacidade plena deve ser definida. Ocorre que devido à simetria dos filtros do transmissor e do receptor e ao fato de serem idênticos, a parte imaginária da resposta ao impulso do filtro de interferência do subcanal cruza o eixo do tempo nos múltiplos inteiros da duração do símbolo e a parte real cruza o eixo do tempo nos múltiplos ímpares de metade da duração do símbolo. Os cruzamentos no eixo do tempo são intercalados.

Em resumo, a estratégia para atingir a capacidade total é a seguinte: dobrar a taxa de símbolo e, para cada subcanal, usar alternadamente a parte real e a parte imaginária da IFFT. Assim, a parte real e a parte imaginária de um símbolo de dados complexo não são transmitidas simultaneamente como no OFDM, mas a parte imaginária é atrasada pela metade da duração do símbolo (Bellanger, 2010).

A combinação de bancos de filtros com modulação OQAM é o que possibilita uma elevada taxa de bits, sem a necessidade de uma banda de guarda ou prefixo cíclico (Schaich and Wild, 2014).

2.3.2 Sinal FBMC

O sinal FBMC pode ser considerado como uma generalização do sinal OFDM. Conforme (Farhang-Boroujeny, 2011), cada subportadora em FBMC é filtrada por um filtro de design específico ao invés de utilizar o janelamento retangular como no caso OFDM. Em geral, FBMC compartilha o mesmo esquema ilustrado pelo diagrama de blocos do OFDM, mas usando filtros adicionais distintos conforme mostra a Fig. 2.4.

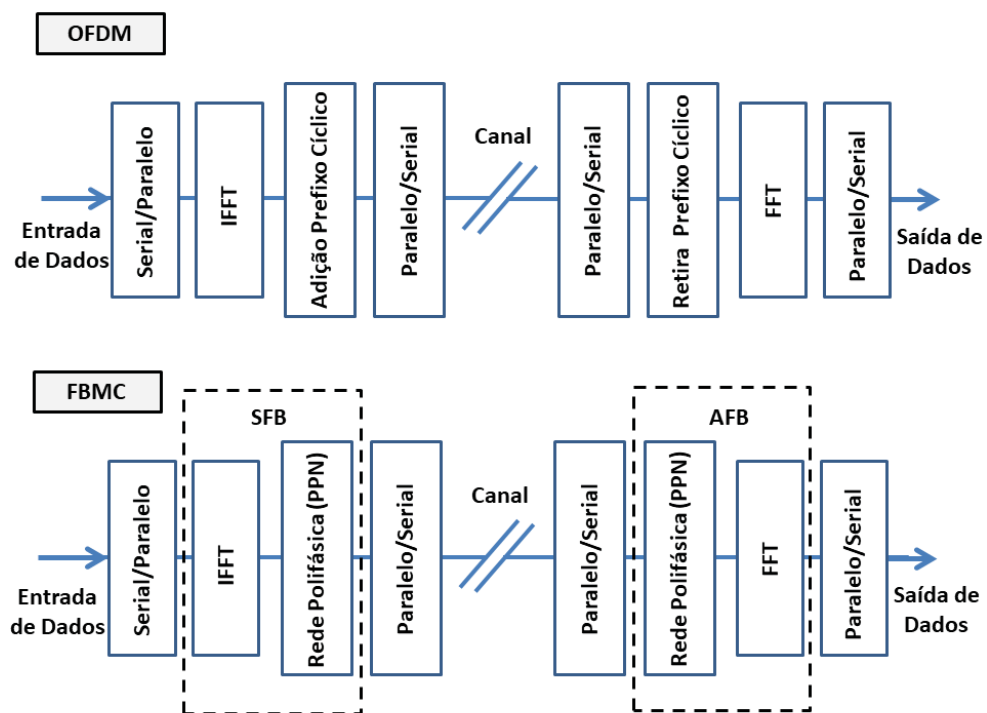


Figura 2.4: Diagramas de blocos mostrando as diferenças em moduladores para OFDM e FBMC

Na transmissão, a rede polifásica combinada com a IFFT compõe o banco de filtros de síntese, também conhecido com a sigla SFB (do inglês *Synthesis Filters Bank*). Já na recepção, a rede polifásica combinada com a FFT formam o banco de filtros de análise AFB. O objetivo dos filtros adicionais é a diminuição dos lóbulos laterais presentes em OFDM que causam interferência devido ao desperdício de potência em bandas adjacentes (Lopez, 2013). O design desses filtros vai depender do tipo de sinal FBMC e do cenário de aplicação.

Em esquemas FBMC-OQAM não há necessidade de bandas de proteção. Além disso, o CFO (do inglês *Carrier Frequency Offset*) e a ICI devido ao efeito Doppler são praticamente eliminados. No entanto, é importante enfatizar que o banco de filtros é mais complexo que o respectivo elemento em OFDM (Farhang et al., 2014a).

É importante mencionar que a implementação prática do sinal FBMC requer um passo adicional em relação ao sinal OFDM como consequência do banco de filtros. Em princípio, a operação de IFFT na transmissão consegue implementar os passos necessários na geração do sinal como no caso OFDM. Contudo, existe um aumento da complexidade computacional por causa de um aumento no tamanho da IFFT (Bellanger, 2010). Para corrigir esse problema, é utilizada uma etapa de processamento adicional chamada de rede polifásica (do inglês PPN: *polyphase network*), que aproveita a forma da função de transferência dos filtros e seu deslocamento em frequência para implementar o banco sem elevar o tamanho da IFFT. Em conclusão, o esquema completo de um transmissor FBMC equivale a um esquema para OFDM com duas etapas adicionais derivadas da implementação do banco de filtros, como mostrado em destaque

na Fig. 2.5 Concluída a discussão sobre a modulação OQAM, a próxima seção explica em maiores detalhes o funcionamento da PPN.

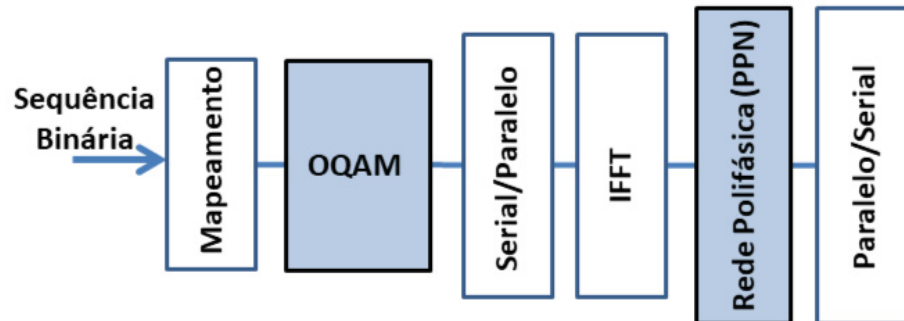


Figura 2.5: Diagrama de Blocos de um transmissor para FBMC-OQAM

2.3.3 Rede Polifásica - PPN

Em relação à implementação a abordagem do banco de filtros pode ser vista como uma FFT estendida, ou seja, é apenas uma extensão da abordagem FFT direta. Um esquema alternativo que diminui a complexidade do conjunto, é a chamada técnica de PPN-FFT, que adiciona um conjunto de filtros digitais à configuração sem alterar o tamanho da FFT (Bellanger, 2010). Em FBMC, para lidar com presença de ISI e com a falta de ortogonalidade entre subportadoras, um processamento extra é adicionado à FFT constituindo um banco de filtros. Assim o tempo da duração do símbolo pode ser mantido como está, sem a necessidade de um período de guarda como ocorre em OFDM através do PC.

Como a abordagem PPN-FFT requer que a taxa de símbolo seja dobrada, isso faz com que seja necessário que uma única IFFT funcione em taxa dupla alimentando dois dispositivos PPN, conforme mostrado na Fig. 2.6 para o transmissor. Os blocos de N amostras de saída saindo de PPN1 e PPN2 se sobrepõem em $N/2$ amostras e uma adição é introduzida, como mostrado na Fig. 2.6. No receptor, a janela FFT desliza em $N/2$ amostras em vez de em N amostras.

Do ponto de vista da modulação, a rede polifásica (PPN 1) pode ser decomposta em três etapas. A primeira é a pré-codificação devido à modulação OQAM (com o objetivo de se obter alternativamente um número real e um número imaginário puro). A segunda é uma IFFT de tamanho N ; onde N é o número de sinais discretos no domínio do tempo, o qual encontra correspondente aos dados modulados no domínio da frequência (Ed and Poret, 2015). Finalmente, para calcular a saída já com um atraso, aplica-se um filtro H_k onde k vai de 0 a $N-1$. Esta última filtragem pode ser vista como a filtragem da k -ésima saída do bloco IFFT com o filtro H_k , antes do etapa paralelo para serial. Os filtros H_k estão ilustrados na Fig. 2.7 que corresponde ao bloco PPN 1. Portanto, este processo modula apenas metade dos símbolos. Os símbolos

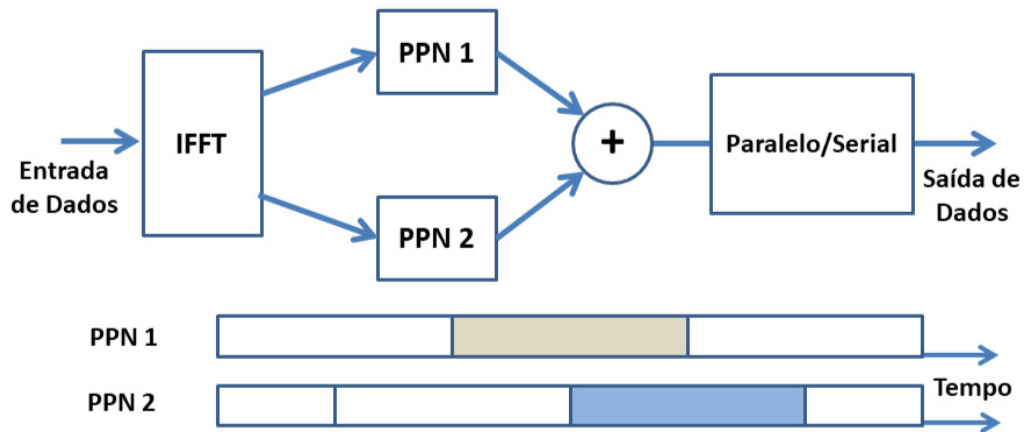


Figura 2.6: Diagrama de blocos de um transmissor em OQAM usando o esquema FFT-PPN

modulados usando o bloco PPN 2 não foram ilustrados. De fato, a mesma implementação pode ser usada nesse caso, só é importante incluir a multiplicação com j na pré-codificação e um atraso de $N/2$ amostras antes do processo de soma.

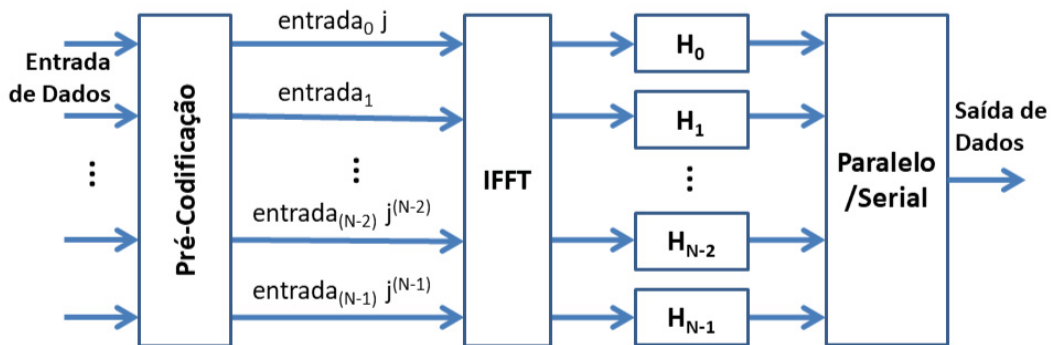


Figura 2.7: Esquema de modulação da rede polifásica

A implementação descrita sobre o transmissor tem sua implementação de receptor correspondente. Para tal adota-se o mesmo princípio usado pelo transmissor.

E finalmente, de modo a sintetizar o conteúdo desta seção, foi visto que o sistema FBMC é uma variação do sistema OFDM. Esta modulação é compatível com a OFDM, podendo fazer uso dos moduladores e demoduladores IFFT e FFT. Além do que, o FBMC se caracteriza pela modulação OQAM, associada a um banco de filtros digitais que formam uma rede polifásica. Estes filtros têm a função de reduzir a faixa espectral e a banda de guarda do sistema FBMC, melhorando a eficiência espectral quando comparada ao OFDM.

2.4 Eficiência Espectral em MIMO-MU de Larga Escala

Em (Ngo et al., 2013), a ES para célula única do *uplink* de um sistema MIMO é avaliada considerando limites inferiores para capacidade, em um modelo de canal que adota

desvanecimento em larga escala. O estudo se concentrou nos seguintes detectores lineares para a detecção na ERB: MRC, ZF e *minimum mean square error* (MMSE).

O projeto e análise de sistemas MM incluem uma ERB equipada com um arranjo de M antenas que recebem dados de K usuários de antena única. No *uplink*, os usuários transmitem seus dados de forma simultânea e em um mesmo recurso de frequência, onde o vetor $M \times 1$ recebido na ERB é dado por:

$$\mathbf{y} = \sqrt{pu}\mathbf{G}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (2.9)$$

onde pu é a potência média transmitida de cada usuário (na análise proposta se considera um valor único para todos); \mathbf{G} representa a matriz do canal $M \times K$ entre os K usuários e as M antenas na ERB; \mathbf{n} é um vetor de ruído gaussiano branco aditivo de média zero; e o produto $\mathbf{x}\sqrt{pu}$ é o vetor de símbolos transmitidos simultaneamente pelos K usuários. Os autores consideraram a variância do ruído sendo unitária, assim o valor de pu tem a interpretação de uma SNR normalizada no transmissor.

A matriz do canal representada por \mathbf{G} modela o desvanecimento rápido independente, a atenuação geométrica e o sombreamento (log-normal). Sendo g_{mk} cada coeficiente desta matriz, este pode ser escrito como:

$$g_{mk} = h_{mk}\sqrt{\beta_k}, \quad (2.10)$$

onde h_{mk} é o coeficiente de desvanecimento rápido entre o k -ésimo usuário e a m -ésima antena da ERB e $\sqrt{\beta_k}$ modela a atenuação geométrica e o sombreamento, que é assumido como independente de m , visto que a distância entre antenas e usuários na célula é muito maior que a distância individual entre as antenas da ERB.

Assim, a matriz do canal pode ser escrita como:

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{D}^{1/2}, \quad (2.11)$$

onde \mathbf{H} é a matriz $M \times K$ formada por coeficientes de desvanecimento rápido entre os K usuários e a ERB, composta por variáveis aleatórias Gaussianas complexas independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.); e \mathbf{D} é uma matriz diagonal que representa a matriz de desvanecimento em larga escala, tal que $\mathbf{D} = \text{diag} \{ \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_K \}$.

Ainda em (Ngo et al., 2013), uma prova matemática é realizada para demonstrar que a matriz \mathbf{H} (Rayleigh i.i.d.) pode ser ignorada no cálculo da capacidade do sistema MM através do uso de detectores lineares (ZF e MRC), uma vez que condições de propagação favorável são consideradas e $M \gg K$ em MM. Assim o único coeficiente de desvanecimento presente na análise é o coeficiente de desvanecimento em larga escala β_k , o qual pode ser escrito como:

$$\beta_k = \frac{\xi_k}{(d_k/d_o)^\alpha} \quad (2.12)$$

onde d_k representa a distância entre a ERB e o k -ésimo usuário; d_o representa a distância mínima permitida entre um usuário e a ERB; α é o expoente do perda de percurso e finalmente ξ_k representa uma variável lognormal de sombreamento onde $10 \log_{10} \xi_k \approx N(0, \sigma_{shadow})$ tal que $N(0, \sigma_{shadow})$ representa uma distribuição normal de média zero e variância = σ_{shadow} . Assume-se que cada usuário é uniformemente distribuído de forma aleatória dentro de uma célula circular única de raio R .

A partir do cálculo do coeficiente de desvanecimento em larga escala é possível tratar da análise da ES em si, já que nestas condições a matriz com os coeficientes de desvanecimento rápido pode ser ignorada. Nesse sentido, o valor de ES dado em [bits/s/Hz] para o *uplink* de um sistema MIMO-MU de larga escala, quando um detector linear do tipo ZF é assumido na ERB, pode ser obtido de forma aproximada através de (Ngo et al., 2013):

$$ES = \sum_{k=1}^K \log_2[1 + (M - K)pu\beta_k]. \quad (2.13)$$

Para atingir essa capacidade, a mensagem deve ser codificada em muitas realizações de todos os elementos aleatórios que integram o modelo (ruído e canal). Na prática, os autores do estudo assumem operação em banda larga e que os dados transmitidos são modulados em OFDM.

De forma similar em (Prasad et al., 2017), o limite de Shannon para o *uplink* de um sistema MM de célula única é dado por:

$$ES = \sum_{k=1}^K \log_2[1 + Mpu\beta_k] \quad (2.14)$$

2.5 Eficiência Espectral em Sistema MIMO Massivo

Em (Zhao et al., 2015), de forma similar ao apresentado na seção anterior, a ES do *uplink* do sistema MM em ambiente de célula única é analisada.

Na avaliação do *uplink* os sinais recebidos de M antenas, denotados por \mathbf{y} , podem ser descritos como:

$$\mathbf{y} = \sqrt{P}\mathbf{G}\mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (2.15)$$

Neste estudo os autores avaliam a compensação ou *tradeoff* entre a ES e a eficiência energética (EE) do sistema. Assim nota-se diferença entre as equações (2.9) e (2.15). Ao considerar uma compensação de energia para cada usuário, além do desvanecimento em larga escala, assume-se que um ganho designado por λ_0 é alcançado para todos usuários na ERB, de tal modo que:

$$\mathbf{P} = \Delta f \cdot \mathbf{D}\{P_1, P_2, \dots, P_K\}, \quad (2.16)$$

onde Δf é a largura de banda da subportadora, e \mathbf{D} é uma matriz diagonal formada pelos valores de potência consumida no *uplink* para cada um dos K usuários tal que $P_k = \lambda_0 / \beta_k$.

Considera-se que o perfeito CSI pode ser adquirido na ERB quando os usuários enviam sequências piloto na ligação ascendente. Com o CSI perfeito, um controle de energia é introduzido para variar P_k levando a um único SNR para todos os usuários. O SNR esperado é derivado analiticamente. Assim o desvanecimento em larga escala é introduzido do seguinte modo:

$$\beta_k = \frac{\phi \xi_k}{d_k^\alpha}, \quad (2.17)$$

onde ϕ é uma constante relacionada ao ganho da antena e à frequência da portadora; e ξ_k é descrito como:

$$10 \log_{10} \xi_k \approx N(0, \sigma_{shadow}^2). \quad (2.18)$$

Para o cenário em que os usuários estão distribuídos uniformemente em uma célula única de raio R , a função de densidade de probabilidade (pdf) de d_k é dada por:

$$f_{d_k}(r) = \frac{2r}{R^2 - d_0^2}, \quad (2.19)$$

onde $r \in (d_0, R)$, sendo d_0 a distância mínima entre a ERB e os usuários.

Em seguida, a análise prossegue e calcula-se o valor esperado para d_k^α :

$$E[d_k^\alpha] = \int_{d_0}^R r^\alpha \frac{2r}{R^2 - d_0^2} dr = \frac{2}{\alpha + 2} \frac{R^{\alpha+2} - d_0^{\alpha+2}}{R^2 - d_0^2}. \quad (2.20)$$

Calcula-se também o valor esperado para ξ_k , o qual tem distribuição de probabilidades representada por uma lognormal:

$$E[\xi_k] = \left(\exp \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\ln 10}{10} \sigma_{shadow} \right)^2 \right] \right)^{-1}. \quad (2.21)$$

E finalmente, o desvanecimento em larga escala β tem seu valor esperado dado por:

$$\beta = E[\beta_k] = \frac{\phi E[\xi_k]}{E[d_k^\alpha]}. \quad (2.22)$$

Este método assume a obtenção de um ponto de equilíbrio entre EE e ES dado após a introdução de um modelo de consumo de energia. Este ponto de equilíbrio é estabelecido analiticamente pelo parâmetro λ_0 , o qual depende de β dado em (2.22) e portanto, o SNR em ambos os casos depende da distância entre a ERB e o usuário, do expoente de perda de

percurso e do número K de usuários. Neste sentido, a variável λ_0 é assim especificada em (2.23):

$$\lambda_0 = \frac{\sigma^2}{(M-K)} \left\{ \exp \left[W_0 \left(\frac{b}{a} e^{-1} \right) + 1 \right] - 1 \right\}, \quad (2.23)$$

onde $W_0(x)$ é o primeiro ramo real da função de Lambert que se satisfaz a equação $W_0(x)e^{W_0(x)} = x$. Já as variáveis a e b são calculadas da seguinte forma:

$$a = \frac{\varsigma \sigma^2 \ln 2}{\eta \beta (M-K)}, \quad (2.24)$$

$$b = \frac{g(M, K, B) \ln 2}{K} - a, \quad (2.25)$$

onde ς é o valor de PAPR (do inglês *peak-to-average power ratio*); η é a eficiência do amplificador de potência para todos os usuários; B é a largura de banda do sistema; e $g(M, K, B)$ representa o consumo médio de energia por Hz que engloba as M antenas da ERB e os K usuários, sendo dado por:

$$g(M, K, B) = f^{ZF}(M, K) P_{BC2} + P_{UC2} K + P_{BC3} M + \frac{1}{B} (P_{UC3} K + P_{BC4} M + P_{BC5}). \quad (2.26)$$

onde P_{BC2} é o coeficiente de consumo de energia (CCE) relativo ao detector presente na ERB; P_{UC2} indica o CCE relacionado à IFFT; P_{BC3} indica o CCE para a FFT na ERB; P_{BC4} é o consumo de energia induzido pelo filtro analógico / digital na ERB; P_{BC5} representa a potência constante consumida pela ERB; e P_{UC3} é o consumo de energia de cada usuário que corresponde ao P_{BC4} e ao P_{BC5} da ERB (Zhao et al., 2015). E finalmente, a função $f^{ZF}(M, K)$ representa a complexidade computacional do detector ZF, a qual é descrita através da seguinte expressão:

$$f^{ZF}(M, K) = 7MK^2 + 4MK - 2K + 7K^3. \quad (2.27)$$

Neste estudo, o ponto de equilíbrio entre EE e ES é estabelecido após a introdução de um modelo de consumo de energia que abrange tanto a potência radiada quanto a potência do circuito. Com base neste equilíbrio, o ponto de EE ótimo em relação a ES é obtido através da teoria de otimização convexa. Além disso, a densidade espectral de potência de ruído do sistema não é mais considerada unitária, sendo denotada por σ^2 .

Neste novo cenário, já considerando a detecção de ZF na ERB, a ES para o *uplink* do sistema MM-OFDM para K usuários pode ser aproximado como:

$$ES_{ZF_{cell}} = K \log_2 \left[1 + (M-K) \frac{\lambda_0}{\sigma^2} \right], \quad (2.28)$$

onde a variável λ_0 representa uma compensação entre as diferentes perdas e o consumo de energia da célula em um ponto de EE ótimo. Esta variável é dependente de β (que é o comportamento médio para todos os usuários na célula), portanto, depende do tamanho da

célula e de alguns outros parâmetros, como M , K , e variáveis relacionadas ao consumo de energia da célula. Neste caso, cada usuário experimenta o mesmo SNR, otimizado para EE.

Capítulo 3

Metodologia

3.1 Desempenho de OFDM e FBMC em Sistema SISO

Neste documento, o OFDM é comparado ao FBMC em termos de propriedades espectrais. A Figura 3.1 traz o valor de ES validado por medições e os limites teóricos de ES dado em [bits/s/Hz] para o desvanecimento de Rayleigh, conforme apresentado em (Nissel et al., 2017).

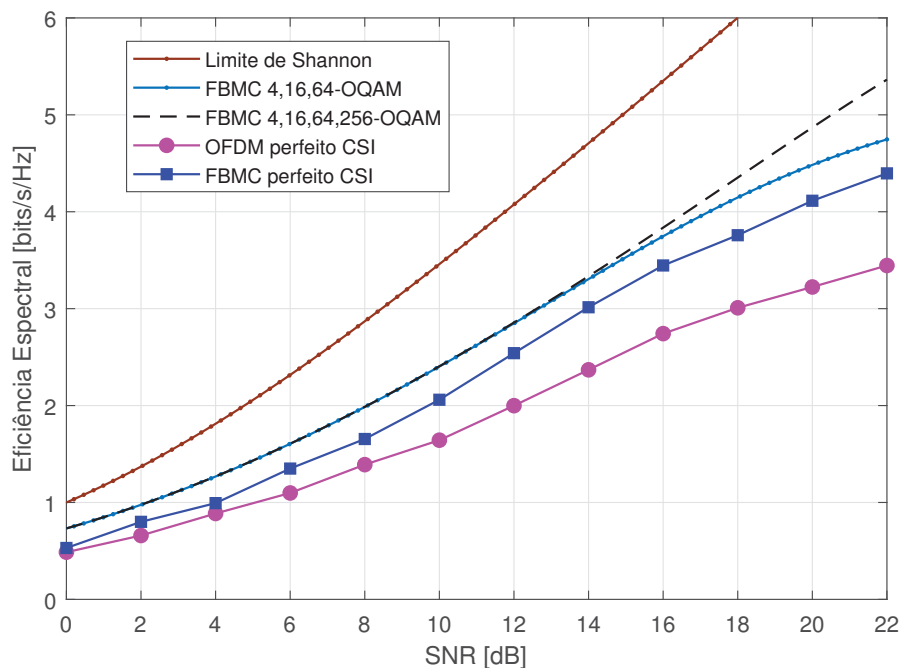


Figura 3.1: Diferenças entre FBMC e OFDM fornecidas por medições e teste realizados a 2.5GHz em um sistema SISO, assumindo perfeito CSI.

Os resultados obtidos pelo modelo estatístico Rayleigh de desvanecimento são ilustrados em conjunto com os valores validados por medições (OFDM perfeito CSI e FBMC perfeito CSI), que considera o sistema de modulação adaptativo por subportadora variando de 4-QAM a 64-QAM. Já para as curvas que representam FBMC-OQAM sob desvanecimento Rayleigh, o

sistema de modulação adaptativo inicia em 4-OQAM podendo ir até um máximo de 256-OQAM. Para esses quatro esquemas, códigos corretores de erro em bloco são incorporados à simulação, e o valor de PER de 10^{-3} é usado como parâmetro para dar prosseguimento à alternância entre os esquemas de modulação por subportadora. Desta forma são obtidos uma variedade de ESs atingíveis para diferentes valores de SNR.

De acordo com (Nissel et al., 2017), os dados medidos são obtidos da seguinte forma: Previamente, os sinais FBMC e OFDM são gerados *off-line* no MATLAB e as amostras são salvas em um disco rígido. Então, um Conversor Digital-para-Analógico (DAC) junto com um hardware de frequência de rádio converte o sinal para 2,5 GHz. Diferentes valores de SNR são obtidos por um atenuador passo a passo no transmissor. Depois disso as antenas de recepção são alocadas dentro de uma área de poucos comprimentos de onda (distância de enlace de 150m para desvanecimento Rayleigh). Por fim, o receptor converte o sinal e salva as amostras em um disco rígido. Após a medição, as amostras recebidas são avaliadas novamente *off-line* no MATLAB.

Nota-se na Fig. 3.1 que a medida que a SNR aumenta, o valor de ES do FBMC torna-se maior em comparação ao OFDM, por apresentar maior largura de banda utilizável e nenhum PC. Também verifica-se que a ES para FBMC validada por medições é em média apenas 2dB pior que o valor observado para o limite teórico, representado em FBMC 4,16,64-OQAM.

Tabela 3.1: Configurações Básicas para OFDM E FBMC em sistema SISO

| | |
|---------------------------------|-----------------------|
| Frequência de Subportadora | 2,5 GHz |
| Largura de Banda | 1,4 MHz |
| Espaçamento entre Subportadoras | 15 KHz |
| Subportadoras FBMC | 87 |
| Subportadoras OFDM | 72 |
| Prefixo Cíclico em OFDM | 210kHz (4,76 μ s) |
| Modulação em OFDM | 4, 16, 64-QAM |
| Modulação em FBMC | 4, 16, 64-OQAM |

O valor de ES para o sistema SISO, assumindo conhecimento perfeito do canal, foi extraído a partir de dados de *throughput* fornecidos em [bits/s]. Com isto em mente, e sabendo que tanto o OFDM quanto o FBMC são analisados para uma mesma largura de banda de 1.4MHz, fica simplificada a tarefa de extração das curvas para ES relacionadas a um sistema SISO conforme ilustra a Fig. 3.1.

Muitos desafios associados ao FBMC, como a estimativa de canal e o MIMO, foram tratados e validados pelas medições e testes fornecidas em (Nissel et al., 2017). Neste estudo, a ES destes dois esquemas de modulação é estendido ao caso do MM; onde um dos casos avaliados conta com a presença de detector ZF na ERB, enquanto outro simplesmente verifica o limite máximo atingível em um sistema MM para diferentes cenários.

3.2 Modelo do Sistema - Enlace Ascendente em MIMO Massivo

A avaliação do *uplink* do sistema MM é o foco principal deste estudo. Este sistema inclui uma ERB equipada com um arranjo de M antenas que recebem dados de K usuários os quais apresentam antena única.

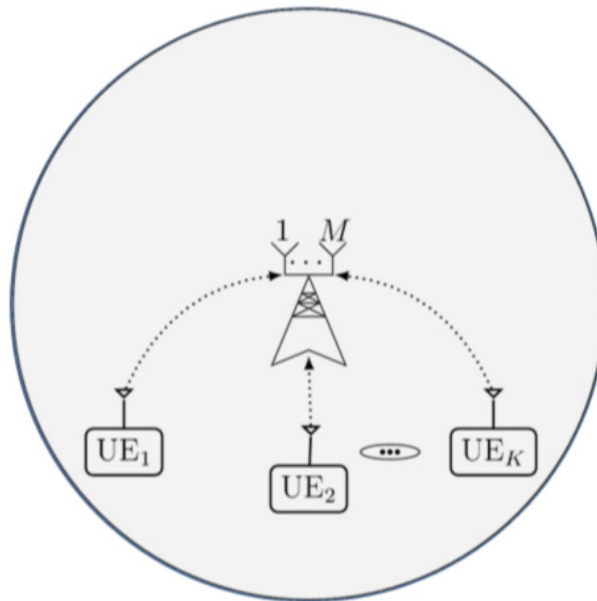


Figura 3.2: Ilustração do *uplink* de um sistema com tecnologia MIMO de múltiplos usuários (MIMO Massivo) onde uma ERB equipada com M antenas recebem dados de K usuários

O estudo considera uma célula circular de tamanho variável, sendo que o raio da célula será avaliado entre um valor mínimo de 100 metros e um máximo em 5000 metros. O número de antenas na ERB terá variação entre 50 e 1450 antenas. Já o número de usuários do sistema será avaliado em 10, 20 ou até 50 usuários em certos cenários. A Fig. 3.2 ilustra o modelo de sistema analisado; nele os usuários estão localizados uniformemente de forma aleatória na célula e assume-se que nenhum usuário está mais próximo da ERB do que o valor de 10 metros.

Neste estudo assume-se que os dados transmitidos são modulados tanto em OFDM quanto em FBMC. Supõe-se que o perfeito CSI pode ser adquirido na ERB quando os EUs enviam sequências piloto no *uplink*. E ainda, considera-se a configuração do sistema MM, na qual os K usuários se comunicam com a ERB usando o protocolo TDD.

NOTA: A partir deste ponto a metodologia é separada em duas abordagens distintas:

- **Abordagem A - Valor Máximo Atingível de ES:** representa a estratégia de análise usada em (Jose et al., 2018a) o qual analisa o valor máximo atingível de ES para FBMC e OFDM em uma configuração de MU-MIMO de larga escala para célula única, considerando diferentes variações no raio de célula.

- **Abordagem B - Avaliação de ES com detecção ZF:** descreve a estratégia para avaliação da ES em (Jose et al., 2018b) comparando o desempenho de FBMC e OFDM no *uplink* do sistema MM, considerando variável o número de antenas na ERB e contando com a presença de um detector linear do tipo ZF.

3.3 Análise de Eficiência Espectral para o FBMC-OQAM em MIMO Massivo

A partir das medições e testes para FBMC-OQAM e OFDM-QAM em SISO foi estabelecida uma relação entre ES e SNR para ambas as modulações. Com base nestas informações, uma projeção de desempenho para MM é realizada. Esta seção descreve o método de projeção designado por **Abordagem A**, que analisa de forma conjunta os trabalhos de (Ngo et al., 2013), (Nissel et al., 2017) e (Prasad et al., 2017).

Por se tratar de dados de simulação validados por medições, verifica-se que os valores de ES encontrados não tem relação com o limite de Shannon, o qual para o sinal SISO é dado por (Shannon, 1948):

$$ES_{shannon} = \log_2[1 + SNR] \quad (3.1)$$

De fato, como se pode verificar na Fig. 3.1, os dados validados por medições apresentam valores de ES inferiores ao limite de Shannon.

No entanto, ao comparar a expressão (3.1) com o limite de Shannon para o *uplink* do sistema MM apresentado em (2.14), observa-se que o produto $Mpu\beta_k$ é análogo à SNR por usuário. Pela mesma razão, o produto $(M - K)pu\beta_k$ é análogo à SNR em (2.13). Em síntese, a fim de preservar os resultados encontrados em (Nissel et al., 2017), é necessário identificar o valor de SNR relacionado ao enlace ascendente do sistema MM por usuário e, em seguida, com base nesses dados, projetar os desempenhos para FBMC e OFDM em cenários específicos.

Assumindo esta premissa, o primeiro passo está em extrair os valores de ES para um sistema SISO apresentado na Fig. 3.1, ao invés de se aplicar a relação $\log_2(1 + SNR)$. Desta forma, a transição da análise de um sistema SISO para um sistema MM pode ser realizada e a relação intrínseca entre SNR e ES encontrada em SISO pode ser validada para o *uplink* do sistema MM. Para tal, se introduz a partir da equação (3.2), a variável SNR_{MM} . Esta representa o valor de SNR percebido por usuário em um sistema MM, calculado conforme descrito na seção 2.4, capítulo Fundamentação Teórica, que toma por base o estudo realizado em (Ngo et al., 2013). O cálculo considera o número M de antenas na ERB, o comprimento do raio da célula e outros fatores relacionados ao canal (representados por pu e β_k).

$$SNR_{MM} = puM\beta_k. \quad (3.2)$$

Com relação ao cálculo de ES em MM, observa-se que tanto em (2.14) quanto em (2.13), o valor de ES para a célula é dado pela soma de ESs dos K usuários. Comparando as equações (2.14) e (2.13), pode-se verificar que elas são semelhantes e também, que a diferença está em como a detecção de sinais pela ERB modifica a ES conforme a SNR percebida por usuário aumenta. Contudo, ao considerar $M \gg K$, a equação (2.14) passa a ser uma aproximação de (2.13).

Neste contexto, tomando por base a expressão (2.14), assim como os dados extraídos da Fig.3.1, a análise final representa a ES máxima atingível para o *uplink* em MM, para OFDM e FBMC. Por fim, os seguintes parâmetros podem ser modificados para reproduzir esta análise: K , M e R .

A simulação do sistema MM segue a seguinte rotina: K usuários são aleatoriamente inseridos em uma célula de raio R ; β_k é calculado conforme estabelecido na seção 2.4; assume-se que há um controle de potência que faz com que pu , definido como a potência de transmissão máxima permitida para cada usuário, tenha um valor único. Assim todos os valores de SNR por usuário são calculados, sendo ao final extraído o valor médio. Ao considerar um valor médio de SNR para todos os K usuários, verifica-se que na transição de SISO para MM, o valor final de ES em MM é diretamente proporcional ao número de usuários. Para exemplificar tal conclusão, duas variáveis são introduzidas. Primeiro, assume-se como ES_{siso} a função através da qual cada uma das curvas ilustradas na Fig. 3.1 são representadas. Nesta função o valor de ES relacionado ao sistema SISO para as diferentes configurações é obtido a partir da SNR percebida. E então, se designa por ES'_{cell} a variável auxiliar que representa o suposto valor para ES, ainda sem considerar informações a respeito do canal em MM, mas já considerando a influência da presença de K usuários na célula. Assim, assumindo um comportamento médio, o suposto valor de ES para a célula, pode ser escrito como:

$$ES'_{cell} = K ES_{siso}(SNR). \quad (3.3)$$

Desta forma, para se conhecer de fato o valor de ES para o *uplink* em um sistema MM, considerando informações a respeito do canal, basta identificar o valor de SNR a ser usado. Para tal, deve-se verificar o quanto o raio da célula, o número de antenas na ERB, e outros parâmetros relacionados ao canal de informação têm influência sobre o valor de SNR percebido por usuário no *uplink* de um sistema MM.

Por fim, tomando por base a expressão (3.3) e considerando um comportamento médio, o valor de ES para o *uplink* do sistema MM extraído de um sistema SISO pode ser escrito como:

$$ES_{MM} = K \cdot ES_{siso}(SNR_{MM}). \quad (3.4)$$

O que em última análise pode ser representado por:

$$ES_{MM} = K \cdot ES_{siso}(puM\beta_k). \quad (3.5)$$

Embora a função ES_{siso} seja desconhecida, seu comportamento pode ser observado na Fig.3.1. A comparação entre a expressão (3.5) e a equação de limite de Shannon para o enlace ascendente do sistema MM introduzido por (Prasad et al., 2017), o qual está representado pela expressão (2.14), se deve ao fato de ambas as análises utilizarem o mesmo valor de SNR. Isso significa que após a análise, será possível comparar os valores teóricos máximos para ES com os valores máximos atingíveis para OFDM-QAM e FBMC-OQAM em um sistema de modulação adaptativo validado por medições.

Por se tratar de valores máximos atingíveis, esta abordagem não considera a presença de detectores lineares na ERB. A comparação é realizada no âmbito do limite de capacidade para um sistema MM avaliado em cenários distintos.

As próximas seções na sequência do capítulo apresentam a metodologia adotada para se calcular a ES da célula em MM através do emprego da **Abordagem B**. O foco desta abordagem é a combinação dos trabalhos de (Zhao et al., 2015) e (Nissel et al., 2017), adotando uma estratégia de projeção distinta para realização da análise de ES de um sistema MM.

3.4 Eficiência Espectral Validada por Medições - Sistema SISO

Conforme descrito na seção anterior, o comportamento da ES validado por medições em (Nissel et al., 2017), tanto para FBMC quanto para OFDM, não pode ser avaliado por modelos teóricos que seguem a equação (3.1) que representa a capacidade limite de Shannon. Neste sentido, o método de projeção de desempenho usado previamente tem suas limitações. Através da metodologia empregada pela **Abordagem A**, o único resultado obtido é referente ao máximo valor de ES atingível, ou seja, não se considera portanto um detector linear na estação base.

Já através da **Abordagem B** descrita nesta e na próxima seção, o desafio seria apresentar uma expressão matemática que torne possível avaliar a presença de um detector linear na ERB.

Para gerar uma expressão de ES para o sistema SISO validado por medições, foi adotada a estratégia inicial de se incluir um elemento de modulação na equação (3.1) do limite de Shannon. Com isso, as diferenças de desempenho mostradas na Fig. 3.1 (representando simulações que apresentam uma estrutura de modulação adaptativa) podem ser descritas.

A primeira informação que se extrai dos dados de simulação é que eles apresentam valores inferiores ao limite de Shannon e que os valores de ES são gerados em função de um valor correspondente de SNR. A estratégia para gerar as expressões que representam os dados obtidos via simulação pode ser descrita em etapas:

- A primeira etapa seria a introdução de um fator de correção θ que multiplica o parâmetro de SNR na expressão para o limite de Shannon, conforme indicado pela expressão (3.6), com o objetivo de gerar um valor de ES menor. Para tal, foram considerados dois pontos

quaisquer em uma das curvas simuladas (OFDM perfeito CSI ou FBMC perfeito CSI) na Fig. 3.1. Tendo em mãos os valores correspondentes de ES e SNR extraídos via simulação, e resolvendo a equação para encontrar os valores de θ , verifica-se que para uma mesma curva os valores são distintos. Ou seja, não é possível simplesmente usar um valor constante como fator de correção para representar a curva de ES simulada.

$$ES = \log_2(1 + \theta \cdot SNR). \quad (3.6)$$

- A segunda etapa parte do fato de que o fator de correção tem um valor variável. Contudo, embora este tenha seu valor dado em função da SNR percebida, essa função é desconhecida. Com isso em mente, optou-se pela extração dos valores de θ ponto a ponto, tomando por base a expressão (3.6) e os dados de simulação. Posteriormente, com auxílio do software MatLab foi definida uma linha de tendência relativa ao comportamento deste fator de correção θ . Contudo, visando manter um baixo nível de complexidade, as únicas linhas de tendência utilizadas para descrever θ foram as baseadas nas funções linear e quadrática. A Fig. 3.3 mostra que tanto uma função quanto a outra não é capaz de reproduzir de maneira satisfatória o comportamento do fator de correção utilizado. A linha de tendência linear não apresenta aderência razoável em nenhuma região sendo analisada. Já a linha de tendência baseada na função quadrática, mesmo sem apresentar boa aderência, é visivelmente melhor que a linear.

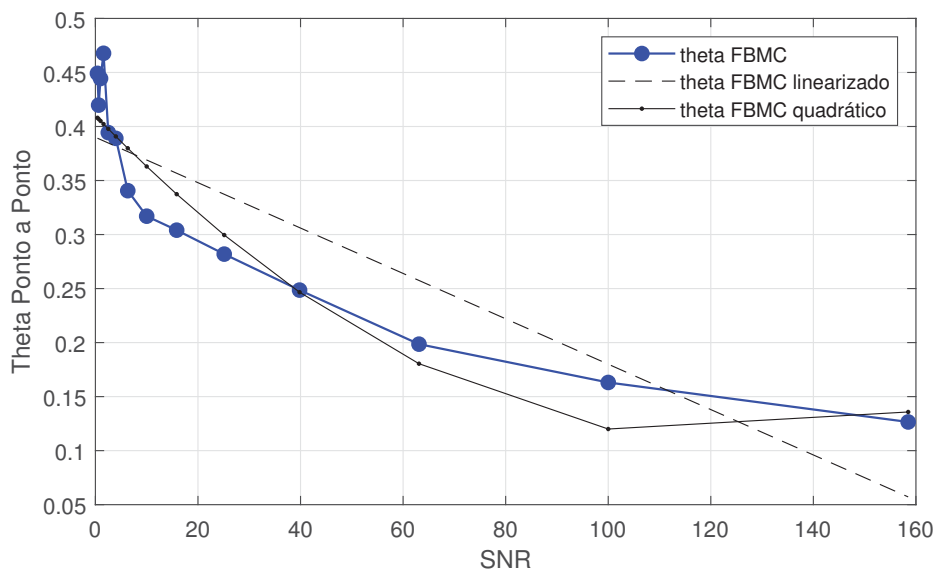


Figura 3.3: Comportamento do parâmetro θ para FBMC extraído ponto a ponto seguindo a equação (3.6)

A inclusão de uma função quadrática na segunda etapa, implica em uma sutil diferença na expressão semi-empírica base utilizada para representar os dados simulados. Essa nova consideração é verificada pela expressão (3.7):

$$ES = \log_2(1 + \theta^2 \cdot SNR), \quad (3.7)$$

Ainda assim, como visto na Fig. 3.3, mesmo considerando uma função quadrática, a aderência da curva simulada em relação à curva gerada pela expressão (3.7) não é satisfatória. Por isso novas etapas são necessárias. A Fig. 3.4 evidencia a diferença entre as expressões de ES para o sistema SISO propostas nesta etapa e os dados validados por medições.

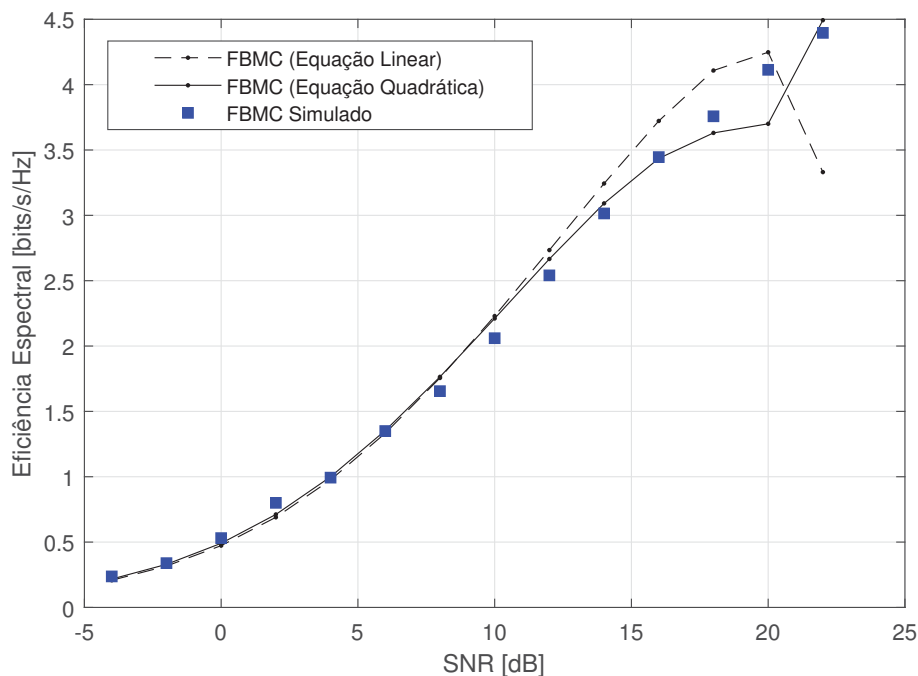


Figura 3.4: Análise dos dados de simulação do sinal SISO para FBMC, comparados às curvas geradas pelas expressões (3.6) e (3.7).

- A terceira etapa parte do pressuposto que é necessário adicionar o fator de correção não apenas como multiplicador do SNR, mas também na expressão de ES como um todo, conforme indicado pelas expressões (3.8) e (3.9). Essa condição faz com que a nova expressão para ES contendo θ , continue a guardar semelhança com a expressão do limite de Shannon, o que torna possível o seu emprego posteriormente quando for realizada a projeção de desempenho de SISO para MM. Desta forma, verifica-se que as possíveis expressões para realização do ajuste e aderência dos dados simulados são as seguintes:

$$ES = \theta \log_2[1 + \theta \cdot SNR] \quad (3.8)$$

$$ES = \theta \log_2[1 + \theta^2 \cdot SNR] \quad (3.9)$$

Nesse ponto, praticamente se repete o procedimento realizado na segunda etapa. Através do uso do software MatLab e tomando como base as expressões (3.8) e (3.9), os valores de θ são extraídos ponto a ponto a partir dos dados de simulação; e a partir desses pontos se define uma nova linha de tendência relativa ao fator de correção. Contudo, nesta etapa a única linha de tendência utilizada para descrever θ foi a função linear.

Através desse procedimento, a curva de ajuste representada pela Fig.3.5 para a modulação FBMC usando a equação (3.9) já apresenta forte aderência, contudo o mesmo não ocorre para a curva de OFDM. Sendo assim, uma quarta e última etapa é realizada para finalizar o processo de ajuste.

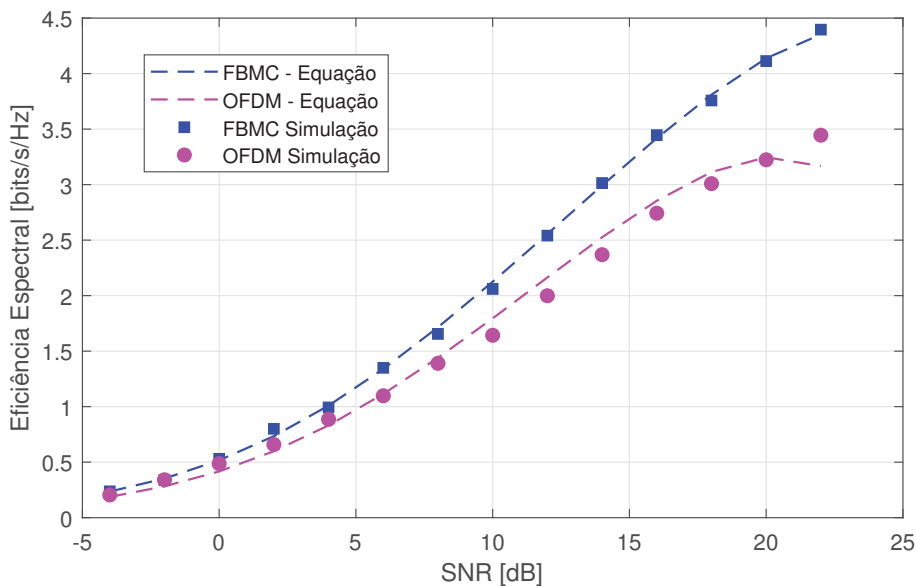


Figura 3.5: Análise dos dados de simulação do sinal SISO para FBMC e OFDM comparada às curvas geradas pela expressão (3.9).

- Nesta etapa final, uma constante γ é empregada para possibilitar o ajuste próximo ao ponto de máximo observado na simulação para OFDM. Seu valor é obtido através do software MatLab por meio de iterações sucessivas até que o ajuste da curva gerada com os novos parâmetros apresente aderência com os dados gerados via simulação. Finalmente, a expressão para cálculo de ES em OFDM e FBMC de um sinal SISO simulado, pode ser aproximada ao limite de Shannon através das seguintes expressões:

$$ES_{OFDM} = \gamma_O \theta_O \log_2[1 + SNR \cdot \theta_O^2], \quad (3.10)$$

$$ES_{FBMC} = \gamma_F \theta_F \log_2[1 + SNR \cdot \theta_F^2], \quad (3.11)$$

onde γ_O , γ_F , θ_O e θ_F são fatores de correção da ES para OFDM e FBMC, respectivamente. Os parâmetros γ_O e γ_F são constantes, enquanto θ varia com o valor de SNR.

A Figura 3.6 exibe as curvas que relacionam a análise dos dados de simulação ponto a ponto e o comportamento do parâmetro de modulação $\theta \times \gamma$ vs SNR, sob perfeito CSI de um sistema SISO. É possível extrair desta figura que a diferença entre ES para OFDM e o limite de Shannon é maior do que a verificada quando se compara ao FBMC. Como γ é uma constante, pode-se observar que θ por si só apresentando comportamento linear é representativo para analisar os dados gerados via simulação.

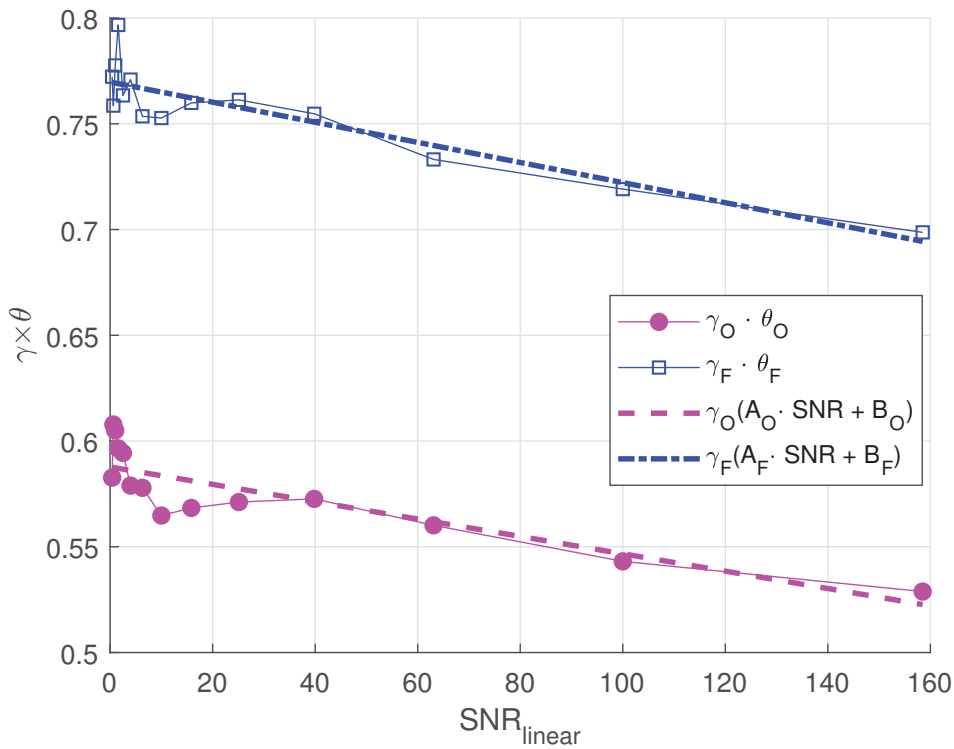


Figura 3.6: Parâmetro de modulação $\theta \times \gamma$ versus SNR (linear) no sinal SISO

Ao verificar que este novo fator de modulação pode ter seu comportamento descrito como sendo linear, e sabendo que existe uma correlação entre ES e SNR, a expressão que representa a ES para modulações OFDM e FBMC simuladas pode ser escrita da seguinte forma:

$$ES_{OFDM} = \gamma_O (A_O SNR + B_O) \log_2 \left[1 + SNR (A_O SNR + B_O)^2 \right] \quad (3.12)$$

$$ES_{FBMC} = \gamma_F (A_F SNR + B_F) \log_2 \left[1 + SNR (A_F SNR + B_F)^2 \right] \quad (3.13)$$

A tabela 3.2 mostra os valores dos parâmetros obtidos para efetuar o ajuste de curva. Comparativamente, a Fig. 3.7 ilustra a precisão da aderência alcançada quando se comparam a modelagem de (3.12) e (3.13) e os resultados da simulação.

Tabela 3.2: Fatores de correção da ES para ajuste de curva analítica extraída a partir de simulação

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

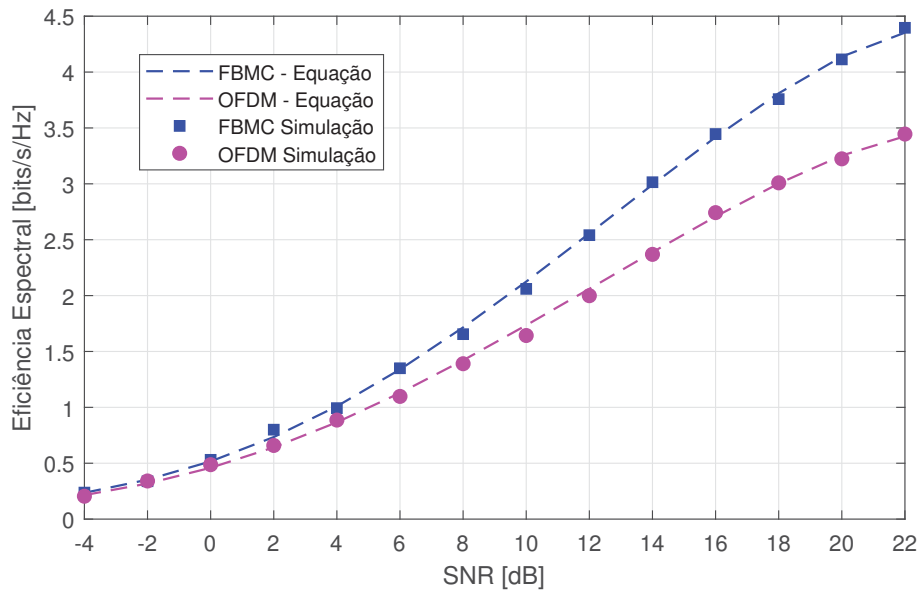


Figura 3.7: Comparação entre os dados obtidos via simulação e as expressões analíticas (3.12) e (3.13)

O ajuste de curva é apenas uma parte da solução. O passo seguinte é encontrar o valor da SNR percebida para cada usuário em um sistema MM. Para tal será usado como base o estudo de (Zhao et al., 2015) descrito na seção 2.5. E finalmente, este valor será adotado como referência para realizar a projeção do desempenho para OFDM e FBMC em MM, baseado nos resultados de ES de um sistema SISO.

3.5 Projeção de Eficiência Espectral para MIMO Massivo a partir de Resultados Validados em Sistema SISO

De forma semelhante ao que foi descrito na seção 3.3 referente à **Abordagem A**, a metodologia alternativa empregada nesta seção que representa a **Abordagem B** também faz uso de uma variável para representar a SNR percebida por usuário em um sistema MM.

Para compreender o método, é necessário primeiramente revisitar a expressão da ES para o *uplink* de um sistema MM descrito na seção 2.5 e entender quais parâmetros representam o valor percebido de SNR para cada usuário.

Ao avaliar a expressão (2.28), e fazendo uma analogia com a equação (3.1) para o limite de Shannon, é possível identificar na expressão que calcula a ES do *uplink* do sistema MM, a parcela que representa a SNR percebida por usuário. Esta parcela é aqui designada como SNR_{λ_0} , e pode ser escrita como:

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

onde SNR_{λ_0} é a média percebida por usuário quando o *uplink* do sistema MM é avaliado, considerando a combinação de sinal com um detector linear do tipo ZF na ERB de M antenas. O resultado de (Zhao et al., 2015) dado em (2.28) implica a adoção de um único valor de SNR para todos os usuários quando o controle de energia é apresentado.

Com base nestas informações, é possível calcular o valor de SNR do sistema MM representado pela expressão (3.14).

Assim, conforme a análise proposta na seção 2.5 onde o valor de SNR é fixo para todos os usuários da célula, a projeção da ES para o sistema MM (realizada a partir dos dados de *throughput* em SISO validados por medições) pode ser concluída.

Desta forma, adotando as expressões para cálculo de ES obtidas na seção anterior (3.12) e (3.13), e usando como valor de SNR do sistema MM o resultado obtido em (3.14) se chega ao valor final para ES da célula.

Finalmente, as expressões que indicam a ES para as modulações OFDM e FBMC, em uma rede MM que considera um detector linear ZF em sua ERB, podem ser escritas como:

$$ES_{OFDM-ZF_{cell}} = \gamma_O (A_O SNR_{\lambda_0} + B_O) K \log_2 \left[1 + SNR_{\lambda_0} (A_O SNR_{\lambda_0} + B_O)^2 \right], \quad (3.15)$$

$$ES_{FBMC-ZF_{cell}} = \gamma_F (A_F SNR_{\lambda_0} + B_F) K \log_2 \left[1 + SNR_{\lambda_0} (A_F SNR_{\lambda_0} + B_F)^2 \right]. \quad (3.16)$$

As expressões (3.15) e (3.16) são utilizadas para avaliar a ES tanto para FBMC quanto para OFDM no *uplink* de um sistema MM. Nesta projeção de desempenho para MM realizada a partir do sistema SISO ilustrado pela Fig.3.1, apenas as curvas que foram validadas por medições são empregadas. As curvas que consideram o esquema de modulação adaptativo sob o modelo de desvanecimento de Rayleigh são contempladas somente na primeira abordagem, a qual não conta com a presença de detecção ZF na ERB.

Em síntese, este capítulo descreveu duas metodologias distintas de análise, através das quais a modulação FBMC-OQAM pode ser comparada à OFDM-QAM em termos de suas propriedades espectrais. As projeções de SISO para MM se utilizam do fato de a ES em MM variar linearmente conforme as (M_t) antenas transmissoras dos K usuários da célula, para valores específicos de SNR.

Capítulo 4

Resultados

4.1 Simulação em MM para Valores Máximos Atingíveis

Esta seção traz uma explicação sobre como o *uplink* do sistema MM foi simulado e como as eficiências espectrais de OFDM e FBMC tiveram seu desempenho avaliado.

Os principais parâmetros usados na simulação estão contidos na tabela 4.1.

Tabela 4.1: Cálculo do Limite Superior da ES no *Uplink* do Sistema MIMO Massivo

| <i>Parâmetros</i> | <i>Valores</i> |
|----------------------------|----------------|
| σ_{shadow} | 8dB |
| α | 3,8 |
| d_o | 10 m |
| K | 10 |
| pu | 10dB |
| Frequência de Subportadora | 2,6 GHz |

O primeiro cenário avalia a SNR_{MM} média quando $M = 300$, $K = 10$ e R varia de 100m a 2500m. A partir da equação (2.12) pode-se analisar que, em última análise, a variável β_k é determinada pela posição dos usuários na célula, que é afetada diretamente pelo raio da célula e por conseqüência afeta o SNR_{MM} . Os usuários são posicionados aleatoriamente e uniformemente dentro da célula e presume-se que nenhum usuário está mais próximo do ERB do que o valor d_o .

A Fig. 4.1 ilustra que para um raio de célula em torno de 100m, a SNR média ultrapassa 40dB. Enquanto que para um raio de célula de 2500m, a SNR_{MM} média fica em torno de 4 dB.

A análise de ES do enlace ascendente do sistema MM pode ser vista na Fig. 4.2, onde as curvas relacionadas ao valor da ES para ambas as modulações, considerando a variação no raio da célula indo de 100 a 900m são ilustradas. Pode-se notar que o FBMC apresenta uma ES significativamente melhor que OFDM para os raios de célula sendo avaliados. Além disso, a partir de certo ponto a redução do raio da célula simplesmente não é mais capaz de melhorar

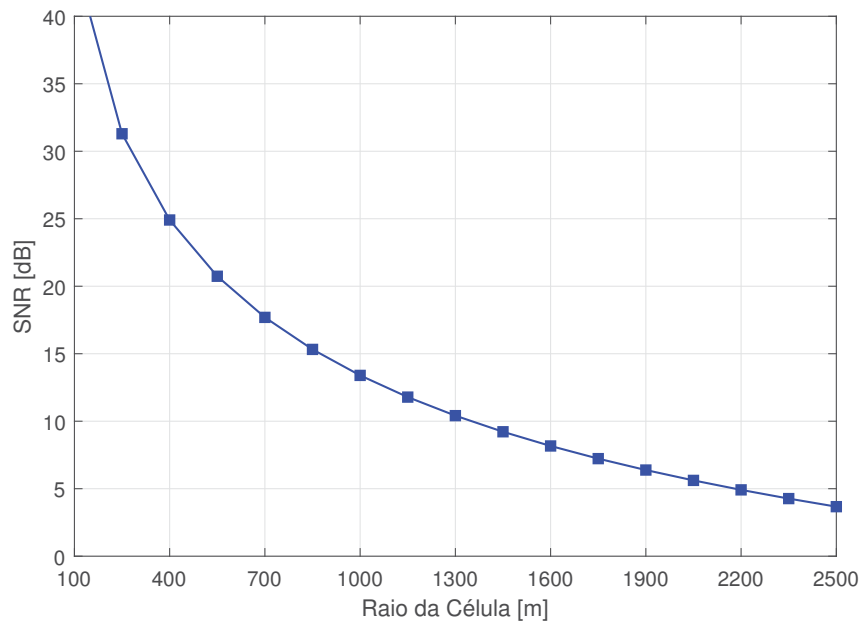


Figura 4.1: Relação entre o SNR médio do uplink do sistema MIMO Massivo e o raio da célula para $M=300$ e $K=10$

a ES, uma vez que já atingiu o limite em relação aos esquemas de modulação e codificação disponíveis.

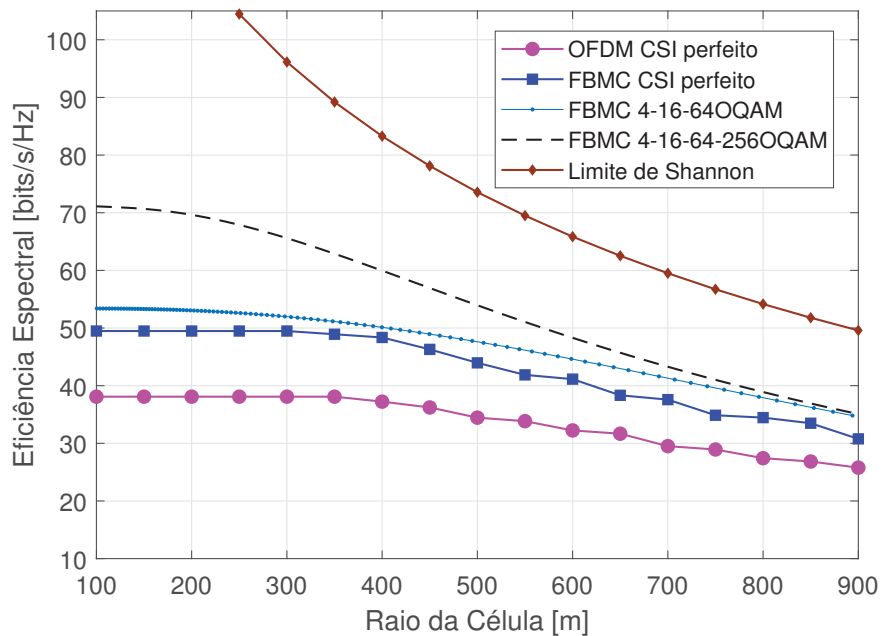


Figura 4.2: Eficiência Espectral do *uplink* do sistema MIMO Massivo para OFDM e FBMC-OQAM dada em função do raio da célula para $M=300$ e $K=10$

Conforme ilustra a Fig. 4.2, a diferença mais significativa entre OFDM e FBMC se verifica quando um valor de ES de 38bit/s/Hz é analisado. Neste ponto o raio da célula pode ser

duplicado, passando de 350m para 700m através da mudança de OFDM para FBMC. Ambas as simulações mostram uma ES muito menor quando comparada aos limites teóricos, mostrando que em um caso de planejamento de redes celulares, os resultados apresentados levariam a um dimensionamento mais preciso.

O próximo teste consiste em avaliar o valor de SNR médio para um raio de célula fixo de $R = 750\text{m}$, enquanto o número de M antenas na ERB é variado entre 50 e 1450 (Fig. 4.3). Esta figura mostra que o aumento de SNR_{MM} é mais significativo no início até que o valor se aproxime de 20 dB. Após este ponto, é necessário um M muito maior para impactar o SNR_{MM} percebido. Observa-se que as Fig.4.1 e Fig.4.3 podem servir como parâmetros de decisão quando do dimensionamento de células para redes 5G.

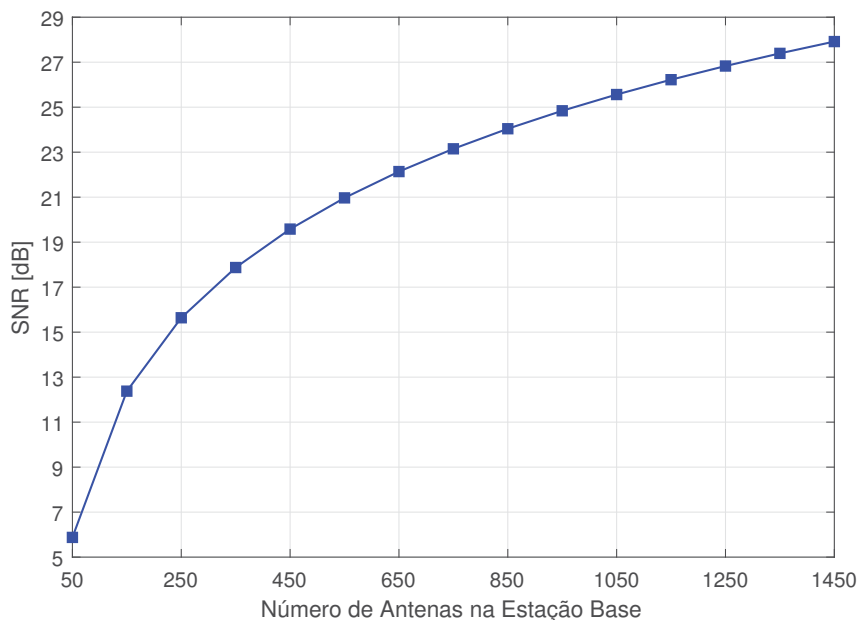


Figura 4.3: Eficiência Espectral do *uplink* do sistema MIMO Massivo para OFDM e FBMC-OQAM baseado em resultados validados por medições em sistema SISO

Correspondentemente, a Fig.4.4 representa a ES na ligação ascendente do sistema MM quando M vai de 50 a 1450 antenas na ERB e o raio da célula é igual a 750 m. Observa-se que a diferença relativa entre a ES em OFDM e FBMC aumenta à medida que M aumenta, até o ponto em que M é aproximadamente 1050; então esta diferença passa a representar principalmente a contribuição do próprio PC na redução de ES em OFDM e por isso se estabiliza. As curvas identificadas por FBMC 4,16,...-OQAM na Fig.4.4 são os limites teóricos para o desvanecimento de larga escala (β_k) considerando uma estrutura de modulação adaptativa descrita na seção 3.1. E finalmente, o limite de Shannon para ES em MM também é ilustrado no gráfico.

Neste cenário, analisando a Fig.4.4 pode-se observar que o FBMC-OQAM apresenta uma ES em torno de 16 % melhor que OFDM para 150 antenas, enquanto é cerca de 30% melhor para 1450 antenas. Além disso, o OFDM requer quase 3 vezes mais antenas considerando um valor de ES de 38 bits/s/Hz. Neste cenário específico, os valores de ES acima de 40 bits/s/Hz

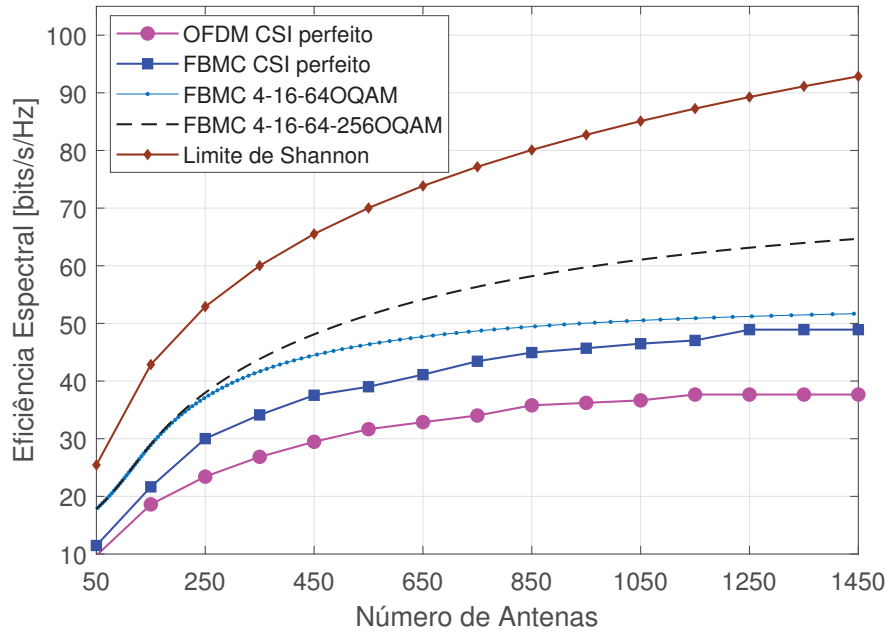


Figura 4.4: Eficiência Espectral do uplink do sistema MIMO Massivo para OFDM e FBMC-OQAM dado em função do número de antenas na ERB

não são atingíveis para OFDM, enquanto o FMBC não pode atingir valores de ES acima de 50 bits/s/Hz.

Lembrando que a **Abordagem A** não considera a presença de um detector linear na ERB. Esta abordagem trás apenas o limite máximo atingível para ES, o qual foi projetado a partir de simulações em SISO que tiveram seus resultados validados por medições.

4.2 Simulação em MM com Detector ZF na ERB

Nesta seção a ES para OFDM e FBMC é analisada através das expressões (3.15) e (3.16) descritas na seção 3.5. A análise considera os parâmetros das Tabelas 3.2 e 4.2. A partir dos parâmetros α , ϕ , d_0 , R , σ_{sh}^2 , se extrai o valor do coeficiente de desvanecimento β , que por sua vez é empregado para o cálculo de λ_0 , através das equações apresentadas também na seção 3.5. Desta forma se extrai o valor da SNR média percebida por usuário no *uplink* do sistema MM. Esta é descrita como SNR_{λ_0} e serve de base para projeção de desempenho fundamentada em resultados validados para OFDM e FBMC introduzidos por (Nissel et al., 2017).

Com base na equação (3.14), é possível estabelecer a variação total de SNR usada na simulação. O primeiro cenário analisado mantém fixos o raio da célula e o número de usuários, e projeta o valor de ES baseado na variação do número de antenas na ERB. Lembrando que em todos os cenários considera-se o caso de CSI perfeito na análise do *uplink*.

Nesses termos, conforme ilustrado na Fig. 4.5 tem-se que para 50 antenas na ERB, $R=750\text{m}$, $K=10$ e usando os parâmetros da Tabela 4.2, o SNR mínimo alcançado é de 7 dB

Tabela 4.2: Parâmetros do Uplink do Sistema MIMO Massivo com Detector ZF

| Parâmetros | Valores | Parâmetros | Valores |
|-------------------|-------------|-----------------------|---------------------|
| σ_{shadow} | 8dB | Δf | 15 KHz |
| α | 3,7 | P_{BC2} | $0,5\mu W/\Delta f$ |
| d_o | 10 m | $P_{BC3}=P_{UC2}$ | $0,4mW/\Delta f$ |
| ϕ | 1 | P_{BC4} | 1 W |
| η | 0,35 | $P_{BC5}=1000P_{UC3}$ | 10 W |
| σ^2 | -134 dBm/Hz | B | 20 MHz |
| ζ | 1,2705 | | |

enquanto que para 1450 antenas na ERB, a SNR máxima alcançada é de 28 dB. Já no caso de fixar o valor de R em 1000m, mantendo $K=10$ e usando os parâmetros tabelados, a SNR mínima é de 4 dB e a SNR máxima para 1450 antenas na ERB, fica em torno de 24 dB.

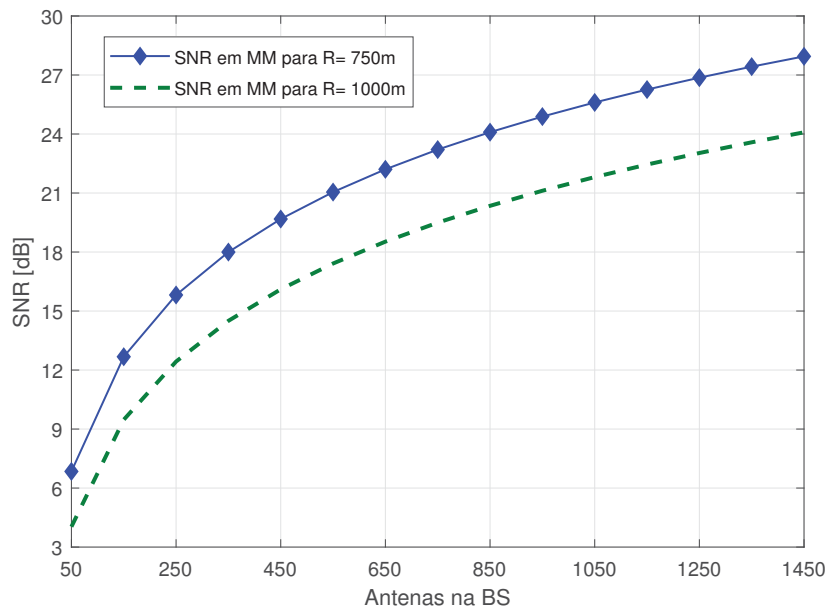


Figura 4.5: Relação entre a SNR do sistema MIMO Massivo e o número de antenas na ERB quando um detector ZF é alocado na ERB.

A partir dos dados de SNR obtidos na Fig.4.5, é feita a análise de ES em MM. Neste sentido, a Fig. 4.6 mostra a curva relacionada ao valor de ES do *uplink* do sistema tanto para OFDM quanto para FBMC, em uma célula de raio de 1000 m, considerando que o número de antenas na ERB varia de 50 até 1200. Nesse cenário, verifica-se que quanto maior o número de antenas na ERB melhor a ES. Além disso, observa-se que para $M=1200$ a diferença entre OFDM-QAM e FBMC-OQAM em termos de ES fica em aproximadamente 10 bits/s/Hz. A curva denominada por "OFDM Teórico (ZF)" representa o resultado apresentado em (Zhao et al., 2015) já considerando os parâmetros tabelados e os valores de SNR ilustrados na Fig.4.5.

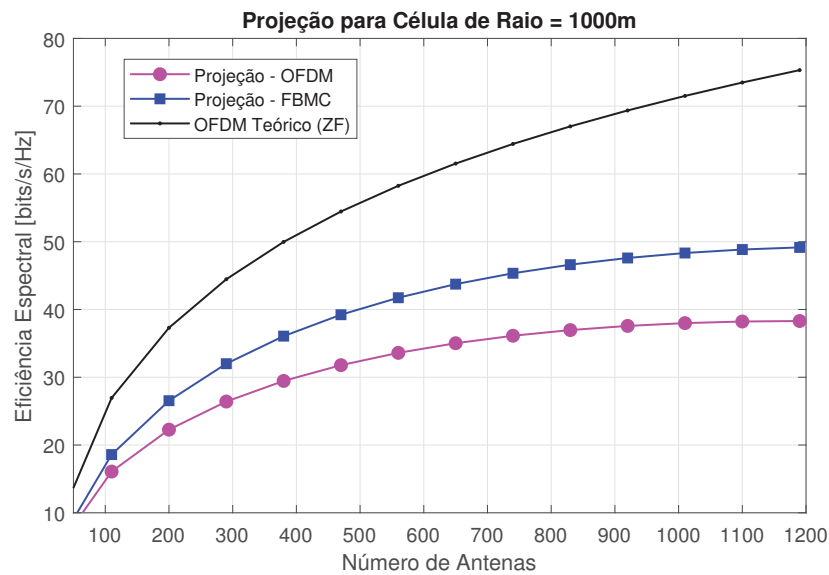


Figura 4.6: ES projetada em MM em célula única de raio $R = 1000\text{m}$ quando um detector ZF é alocado na ERB.

De forma similar, a Fig. 4.7 mostra a curva relacionada à ES do sistema MM para uma célula de $R = 750\text{ m}$, considerando que o número M de antenas na ERB varia entre 25 e 500. Neste caso, o valor limite de ES tanto para OFDM quanto para FBMC não é atingido. Este limite, de acordo com os resultados apresentados em (Nissel et al., 2017), é observado em torno dos 25 dB de SNR percebida por usuário.

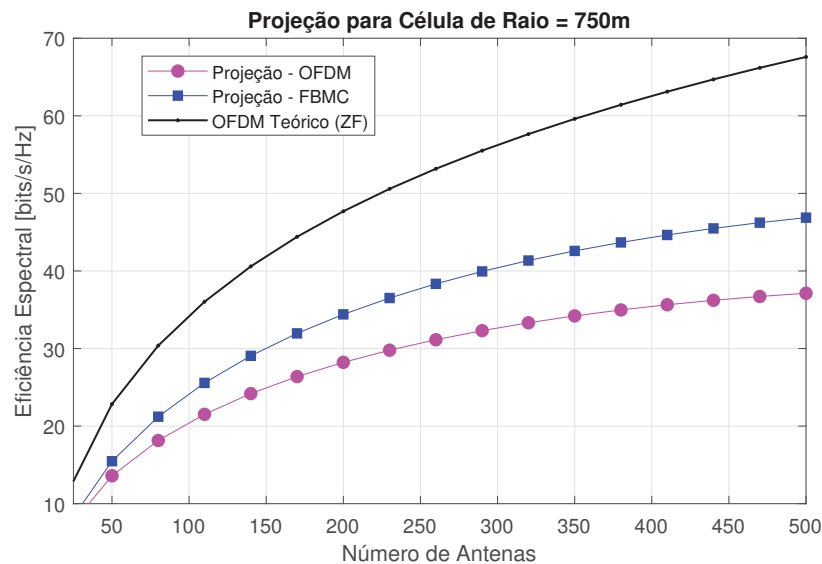


Figura 4.7: ES projetada em MM em célula única de raio $R = 750\text{m}$ quando um detector ZF é alocado na ERB.

O próximo cenário analisado mantém fixos o número M de antenas na ERB e o número K de usuários, e projeta o valor de ES baseado na variação do raio R da célula. Assim, a variável

SNR_{λ_0} , ou seja, o valor da SNR média percebida por usuário no *uplink* do sistema MM, sendo obtido a partir do raio R da célula, está ilustrado na Fig. 4.8.

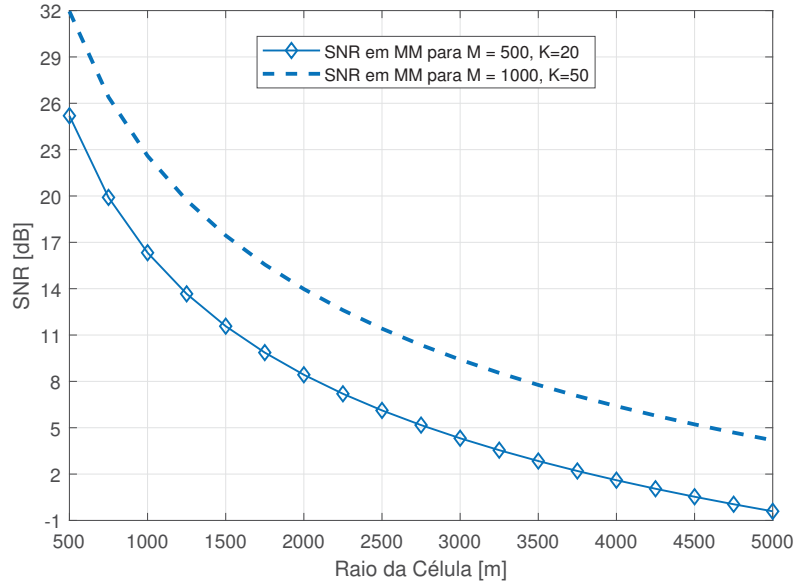


Figura 4.8: Relação entre a SNR do sistema MM e o raio da célula quando um detector ZF é alocado na ERB.

Correspondentemente, as projeções para a ES do *uplink* de um sistema MM, que tomam por base os valores de SNR ilustrados na Fig.4.8, são representadas nas Fig. 4.9 e 4.10.

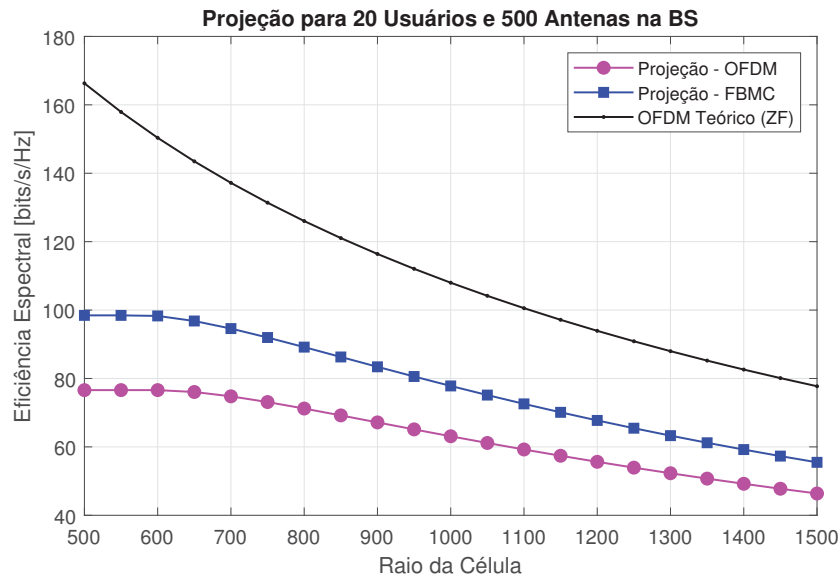


Figura 4.9: ES para MM em célula de raio $R = 500\text{m}$ para OFDM e FBMC.

Por sua vez, a Fig. 4.9 retrata os valores de ES em MM, em um cenário onde o raio R da célula varia entre 500 e 1500 enquanto se mantém constantes $K=20$ e $M=500$. Neste caso, observa-se que há um valor limite de ES para OFDM e FBMC, já previsto na análise do sistema SISO e que na projeção para o *uplink* em MM é atingido para um valor de raio inferior a 600m.

De forma similar, a projeção para a ES do sistema MM, considerando 1000 antenas na ERB e 50 usuários na célula, é representada pela Fig. 4.10.

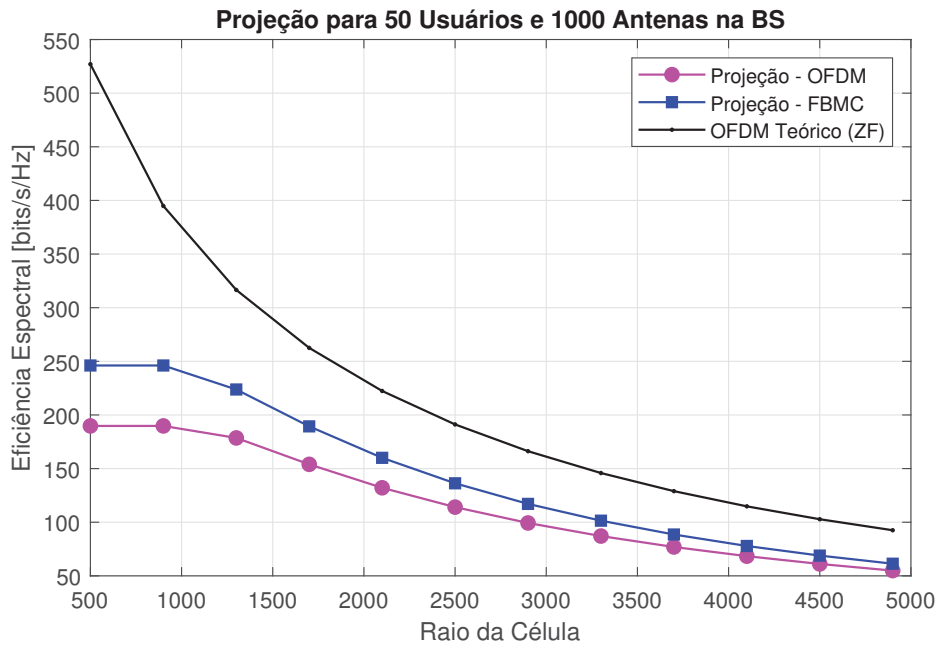


Figura 4.10: ES no *uplink* do sistema MM para OFDM-4,16,64QAM e FBMC-4,16,64QAM, para célula única de raio $R = 500\text{m}$, assumindo um detector ZF na ERB.

Neste caso, o raio R da célula varia entre 500 e 5000 e observa-se que o valor limite de ES para OFDM e FBMC é atingido para um raio de célula inferior a 800m, valor este correspondente aos 25 dB em termos de SNR percebida por usuário.

Ao comparar as Figs. 4.9 e 4.10, tem-se que no primeiro caso a diferença no valor de ES entre OFDM e FBMC fica em torno de 20 bits/s/Hz, já para 50 usuários a diferença entre os dois esquemas de modulação fica em torno de 50 bits/s/Hz, evidenciando o fato de o valor de ES ter relação direta com o número K de usuários, conforme visto nos capítulos anteriores.

Outra nota é que o OFDM requer um valor menor de raio da célula para atingir a mesma ES de FBMC, dada em bits/s/Hz. Por exemplo, analisando a Fig.4.10, a ES do OFDM satura a 190 bits/s/Hz para um raio inferior a 900 m, enquanto que para FBMC, o mesmo valor de ES é obtido para $R= 1700\text{m}$, ou seja, é possível praticamente dobrar o raio da célula uma vez realizada a mudança no esquema de modulação do sistema em análise.

E por fim, a Fig. 4.11 mostra que para o detector ZF, ao se aproximar o número K de usuários na célula ao número M de antenas na ERB, o valor de ES correspondente passa a diminuir. Neste cenário, verifica-se que para $M= 300$ antenas e $R= 2000$ m, o valor máximo de ES do sistema é obtido em torno de 250 usuários. Para um número de usuários na célula superior a este limite, a curva representativa de ES do *uplink* do sistema MM começa a apresentar uma trajetória descendente.

Ainda de acordo com este gráfico, a diferença máxima em termos de ES entre OFDM e FBMC fica em 64 bits/s/Hz para 250 usuários na célula. Este valor é inferior às diferenças

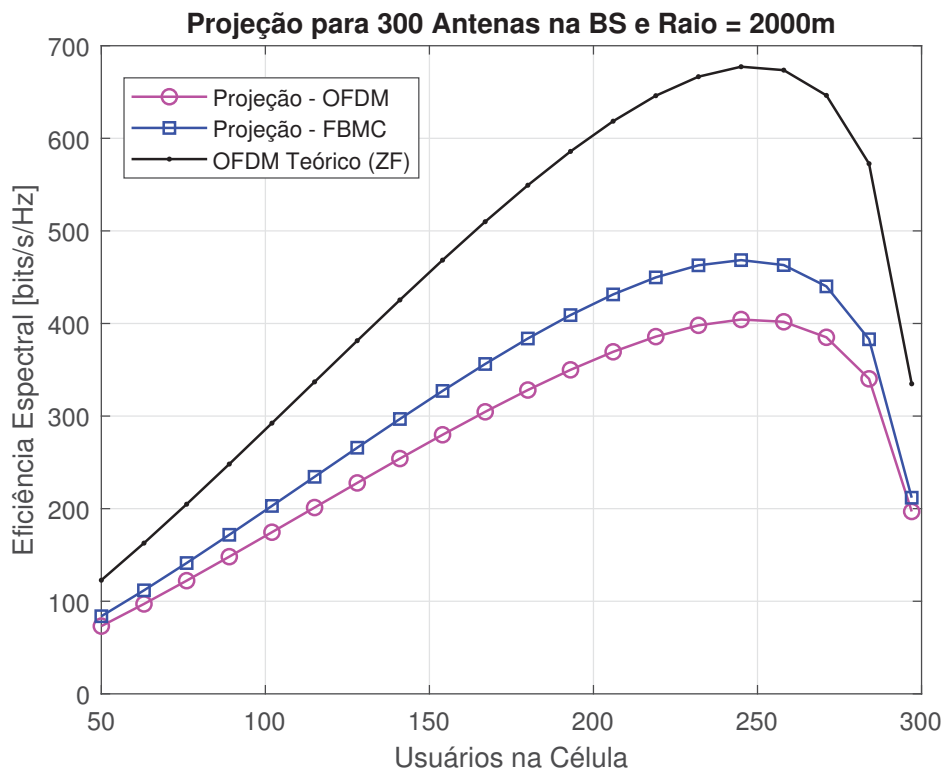


Figura 4.11: ES de OFDM e FBMC dada em função do número de usuários na célula para célula de raio $R = 2000\text{m}$, $M=300$ antenas e um detector ZF alocado na ERB.

máximas em bits/s/Hz por usuário entre OFDM e FBMC apresentados anteriormente, visto que o valor de SNR sendo avaliado não chega ao limite de 25dB. No caso, para este cenário específico com $M= 300$ antenas e uma célula com $R= 2000\text{m}$ a SNR do sistema MM varia entre 1 e 8 dB.

Em síntese, durante a apresentação dos resultados foi visto que o MM foi explorado em um ponto fundamental, que é operar com um grande número de antenas na ERB, normalmente na ordem de centenas ou mesmo milhares, atendendo a um número relativamente pequeno de terminais móveis. Com isso em mente, grande parte das simulações apresentadas teve por objetivo reproduzir este cenário de modo a avaliar a ES do *uplink* do sistema considerando dois esquemas de modulação distintos.

Capítulo 5

Conclusões

A investigação de candidatos viáveis para a implantação da rede 5G é importante porque tende a abrir caminho para novas soluções. Neste trabalho, um método para analisar a ES no enlace ascendente do sistema MM foi proposto, tomando por base dados de taxa de transferência de um sistema SISO que já haviam sido validados por medições. Com esse método, foi possível estudar o desempenho das modulações FBMC-OQAM e OFDM-QAM em uma estrutura de modulação adaptativa. Além disso, assumindo um cenário de célula única e perfeito CSI, foi possível introduzir e analisar o comportamento do parâmetro de modulação θ e sua relação com o valor de SNR percebido pelo sistema. Visto que um ajuste linear deste parâmetro foi possível, uma expressão semi-empírica para a ES do sistema SISO pode ser estabelecida tanto para OFDM quanto para FBMC, tornando realizável a projeção de desempenho realizada em MM.

O esquema de modulação e codificação é tomado como a essência de qualquer sistema de comunicação. Neste sentido, a análise da ES revelou que o emprego de FBMC ao invés de OFDM garante uma melhoria de pelo menos 25% nos cenários testados, o que se deve principalmente à ausência do prefixo cíclico em FBMC. Essa diferença se torna ainda mais significativa quando o valor de SNR percebido em MM ultrapassa a faixa dos 20 dB. Em alguns desses casos, a mudança de OFDM para FBMC proporciona que o número de antenas na ERB seja 3 vezes menor, ou que o raio da célula possa ser praticamente duplicado, tomando por base o mesmo valor de ES em bits/s/Hz.

Para estudos futuros, diferentes cenários em MM poderiam ser analisados, como a condição de imperfeito CSI e a presença de outro tipo de detecção. No caso de o CSI não ser perfeito, o seu estado deve ter estimado pelo detector da ERB, o que representa uma perda em ES. Outro estudo sugerido seria a avaliação do sistema realizada diretamente em MM, o qual teria alto custo computacional devido ao número elevado de antenas na ERB. Com isso, este pressuposto trabalho poderia ter seus dados confrontados com os resultados aqui apresentados, de modo a verificar o impacto das interferências em MM, tais como ICI e ISI, e avaliar o quanto estas afetam o desempenho. Essas suposições poderiam fornecer uma melhor compreensão do

potencial de OFDM e FBMC como candidatos para atender aos requisitos previstos em 5G, tais como fornecer taxas de transferência de dados de alta velocidade e serviços mais confiáveis.

Referências

- Al-rawi, M. (2017). Massive MIMO System : An Overview. *International Journal of Open Information Technologies*, 5(2):5–8.
- Aminjavaheri, A., Farhang, A., Doyle, L. E., and Farhang-Boroujeny, B. (2016). Prototype Filter Design for FBMC in Massive MIMO Channels.
- 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.
- Basar, E. (2016). Index modulation techniques for 5g wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, 54(7):168–175.
- Bellanger, M. (2010). FBMC Physical Layer: A Primer. *PHYDYAS, January*, pages 1–31.
- 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.
- Boccardi, F., Heath, R. W., Lozano, A., Marzetta, T. L., and Popovski, P. (2014). Five disruptive technology directions for 5g. *IEEE Communications Magazine*, 52(2):74–80.
- Ed, F. R. and Poret, D. E. (2015). *Filter Bank Multi-Carrier Modulation*. Master thesis, KTH Royal Institute of Technology.
- Farhang, A., Marchetti, N., Doyle, L. E., and Farhang-Boroujeny, B. (2014a). 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. (2014b). 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. (2011). Ofdm versus filter bank multicarrier. *IEEE Signal Processing Magazine*, 28(3):92–112.

- Goldsmith, A. (2005). *Wireless Communications*. Cambridge University Press, page 571.
- He, C., Sheng, B., Zhu, P., You, X., and Li, G. Y. (2013). Energy- and spectral-efficiency tradeoff for distributed antenna systems with proportional fairness. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 31(5):894–902.
- He, Q. and Schmeink, A. (2015). Comparison and Evaluation Between FBMC and OFDM Systems. *WSA 2015; 19th International ITG Workshop on Smart Antennas*, pages 1–7.
- Jose, F., Mafra, S., Lolis, L., and Ribeiro, E. P. (2018a). Análise de desempenho do uplink do sistema MIMO de larga escala para modulação FBMC. In *18 SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 13 CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2018)*, Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, Brazil.
- Jose, F. K., Lolis, L., and Parente, E. (2018b). Spectral Efficiency of Massive MIMO using FBMC-OQAM technology. *XXXVI SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES E PROCESSAMENTO DE SINAIS - SBRT2018*, pages 1–7.
- 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.
- Lopez, M. C. (2013). *MIMO designs for filter bank multicarrier and multiantenna systems based on OQAM*. PhD thesis.
- 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.
- Lähetkangas, E., Pajukoski, K., Vihriälä, J., Berardinelli, G., Lauridsen, M., Tiirola, E., and Mogensen, P. (2014). Achieving low latency and energy consumption by 5g tdd mode optimization. In *2014 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, pages 1–6.
- 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.
- 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.
- 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.

- PAULRAJ, A. J., GORE, D. A., NABAR, R. U., and BOLCSKEI, H. (2004). An overview of mimo communications - a key to gigabit wireless. *Proceedings of the IEEE*, 92(2):198–218.
- 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.
- RezazadehReyhani, A. and Farhang-Boroujeny, B. (2017). Capacity analysis of fbmc-oqam systems. *IEEE Communications Letters*, 21(5):999–1002.
- Rottenberg, F., Mestre, X., Horlin, F., and Louveaux, J. (2018). Performance analysis of linear receivers for uplink massive mimo fbmc-oqam systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(3):830–842.
- Schaich, F. and Wild, T. (2014). Waveform contenders for 5g x2014; ofdm vs. fbmc vs. ufmc. In *2014 6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)*, pages 457–460.
- Shannon, C. E. (1948). A mathematical theory of communication. *The Bell System Technical Journal*, 27(4):623–656.
- Tulino, A., Lozano, A., and Verdu, S. (2004). Mimo capacity with channel state information at the transmitter. pages 22–26.
- Vihriala, J., Ermolova, N., Lahetkangas, E., Tirkkonen, O., and Pajukoski, K. (2015). On the waveforms for 5g mobile broadband communications. In *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, pages 1–5.
- 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.