

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**SIMULAÇÃO DE FORMAS DE ONDA CANDIDATAS AO 5G
NA PRESENÇA DE IMPERFEIÇÕES DE RF E
DE MÚLTIPLAS ANTENAS**

Gustavo Cid Ornelas

Brasília, Dezembro de 2017

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**SIMULAÇÃO DE FORMAS DE ONDA CANDIDATAS AO 5G
NA PRESENÇA DE IMPERFEIÇÕES DE RF E
DE MÚLTIPLAS ANTENAS**

Gustavo Cid Ornelas

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

Banca Examinadora

Prof. André Noll Barreto, ENE/UnB
Orientador

Prof. João Paulo Leite, ENE/UnB
Examinador interno

Prof. Leonardo Aguayo, FGA /UnB
Examinador interno

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de agradecer aos meus pais e às minhas irmãs (Paula e Luiza) por todo apoio e incentivo em todos os momentos da minha vida.

Ao professor André Noll, por ter me guiado ao longo deste projeto e por toda orientação tanto nos aspectos técnicos quanto afins.

Ao professor João Paulo Leite, por ter me introduzido ao mundo das telecomunicações. Cursando suas disciplinas, tive a visão clara de que área gostaria de seguir. Foi depois daqueles semestres que pude perceber um forte alinhamento entre a área de telecomunicações, uma matemática elegante e o potencial de impactar o mundo.

A todos os meus amigos que, nos mais diversos momentos e situações estiveram do meu lado e me influenciaram positivamente. A engenharia é, certamente, um "esporte em equipe" e não consigo imaginar como seriam esses anos de curso sem a presença de vocês. Em especial, gostaria de agradecer a: André Costa, Arthur Carvalho, Gabriel Bayomi, Gabriel Castellano, Henrique Orefice, João A. Rondina, Leonardo Albuquerque, Letícia Brito, Luiz Felipe Campos, Pedro Campos, Renata Lopes e Stefano Dantas, o intenso convívio nessa reta final foi de extrema importância para mim e, sinceramente, não espero nada menos do que o mundo de cada um de vocês. Ao pessoal do meu semestre, em especial ao Gabriel Santos (Luzi), Gian Pietro, Heitor Campos, Igor Girão, Matheus Monteiro, Raffael Luna e Vinícius Nery (Viny), pelos inúmeros momentos de descontração. Aos meus amigos de mais longa data: Gabriel Alcântara (Picanha), Jonas Santana, Luiz Eduardo, Matheus Amaral, Paulo H. Sales, Sérgio Garcia e Victor Azevedo, por todo apoio nos diversos momentos de alta e de baixa.

Gustavo Cid Ornelas

RESUMO

Atualmente, vive-se um momento de transição da 4^a geração (4G) para a 5^a geração de redes celulares (5G). Nesse processo, pesquisadores da indústria e das principais instituições estão em meio a uma intensa colaboração em direção à padronização, visando alcançar os desafiantes requisitos de desempenho estipulados para a futura geração. Apesar de o OFDM ter servido como forma de onda padrão para as comunicações com altas taxas de dados, ele apresenta alguns pontos negativos que são críticos quando pensados no contexto do 5G. Dessa forma, uma das principais frentes de pesquisa está relacionada às formas de onda candidatas ao 5G. Este trabalho fornece algumas contribuições para essa frente. São realizadas simulações e análises comparativas de algumas das formas de onda candidatas considerando-se certos elementos e cenários que certamente serão encontrados pelas redes celulares do futuro, como a presença de imperfeições de RF e a utilização de técnicas baseadas em múltiplas antenas.

ABSTRACT

Currently, we live amid a moment of transition from the 4th generation (4G) to the 5th generation of cellular networks (5G). In this process, various researchers from both academia and industry are joining efforts in order to standardize the future networks, meeting the challenging stipulated performance requirements. Although OFDM has served as the standard waveform for high data-rate communications in general, it presents some major drawbacks when considered in the context of 5G. Thus, one of the main research fronts has been the investigation of different waveform candidates. This work presents some contributions to this research front. Simulations and comparative analysis are performed with various 5G waveform candidates considering some elements and scenarios that shall certainly be encountered by the future cellular networks, such as RF impairments and multiple-antennas techniques.

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1 | CONTEXTUALIZAÇÃO | 1 |
| 1.2 | CONTRIBUIÇÕES DO PROJETO | 3 |
| 1.3 | APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO | 4 |
| 2 | OFDM FILTRADO | 5 |
| 2.1 | INTRODUÇÃO | 5 |
| 2.2 | OFDM CONVENCIONAL | 5 |
| 2.2.1 | MODULAÇÃO POR MÚLTIPLAS PORTADORAS | 6 |
| 2.2.2 | ORTOGONALIDADE DE SINAIS | 7 |
| 2.2.3 | TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER | 7 |
| 2.2.4 | TRANSCEPTOR OFDM | 8 |
| 2.2.5 | OFDM E 5G | 10 |
| 2.3 | OFDM FILTRADO | 11 |
| 2.3.1 | TRANSCEPTOR F-OFDM | 12 |
| 3 | OUTRAS FORMAS DE ONDA CANDIDATAS AO 5G | 14 |
| 3.1 | INTRODUÇÃO | 14 |
| 3.2 | ZT-DS-OFDM | 14 |
| 3.3 | FBMC | 17 |
| 4 | IMPERFEIÇÕES DE RF | 21 |
| 4.1 | INTRODUÇÃO | 21 |
| 4.2 | AMPLIFICADOR NÃO-LINEAR | 22 |
| 4.3 | AMPLIFICADOR NÃO-LINEAR COM MEMÓRIA | 24 |
| 4.4 | DESBALANCEAMENTO I/Q | 25 |
| 4.5 | RUÍDO DE FASE | 26 |
| 5 | MÚLTIPLAS ANTENAS | 29 |
| 5.1 | INTRODUÇÃO | 29 |
| 5.2 | DIVERSIDADE ESPACIAL | 30 |
| 5.2.1 | DIVERSIDADE ESPACIAL DE RECEPÇÃO | 30 |
| 5.2.2 | DIVERSIDADE ESPACIAL DE TRANSMISSÃO | 31 |
| 5.3 | MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL | 35 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 5.4 | DIVERSIDADE ESPACIAL PARA SISTEMAS OFDM | 36 |
| 6 | RESULTADOS DE SIMULAÇÃO | 39 |
| 6.1 | INTRODUÇÃO | 39 |
| 6.2 | COMPARAÇÃO OFDM E F-OFDM | 40 |
| 6.3 | IMPERFEIÇÕES DE RF | 41 |
| 6.3.1 | AMPLIFICADOR NÃO-LINEAR | 42 |
| 6.3.2 | AMPLIFICADOR NÃO-LINEAR COM MEMÓRIA | 43 |
| 6.3.3 | DESBALANCEAMENTO I/Q | 45 |
| 6.3.4 | RUÍDO DE FASE..... | 45 |
| 6.4 | MÚLTIPLAS ANTENAS..... | 46 |
| 7 | CONCLUSÕES | 48 |
| 7.1 | CONSIDERAÇÕES FINAIS..... | 48 |
| 7.2 | TRABALHOS FUTUROS..... | 49 |
| | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 50 |

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|-----|---|----|
| 1.1 | Domínios de aplicação a serem atendidos pelo 5G, inspirado em [1]. | 2 |
| 2.1 | Transmissor e receptor em um esquema de modulação por múltiplas portadoras, adaptado de [2]. | 7 |
| 2.2 | Símbolo OFDM com prefixo cíclico, adaptado de [2]. | 9 |
| 2.3 | Transceptor OFDM, adaptado de [2]. | 10 |
| 2.4 | Exemplo de transceptor f-OFDM para o <i>downlink</i> , adaptado de [3]. | 12 |
| 2.5 | Comparação das densidades espectrais de potência do OFDM convencional e do f-OFDM. | 12 |
| 3.1 | Sinal ZT-DS-OFDM, adaptado de [4]. | 16 |
| 3.2 | Comparação das densidades espectrais de potência do OFDM convencional e do ZT-DS-OFDM. | 17 |
| 3.3 | Comparação do espectros de amplitude do OFDM convencional e do FBMC, adaptado de [5]. | 18 |
| 3.4 | Recurso de comunicação para a modulação OQAM, onde o eixo vertical indica as subportadoras adjacentes e o eixo horizontal os símbolos adjacentes no tempo, adaptado de [6]. | 19 |
| 3.5 | Possível implementação do transceptor FBMC [5]. | 20 |
| 4.1 | Característica de transferência do amplificador do modelo Rapp para diferentes valores do fator de suavidade p . | 23 |
| 4.2 | Variação do quociente $B_{\Phi}/\Delta f$ para o ruído de fase. | 27 |
| 5.1 | Processamento no receptor para diversidade espacial de recepção [2] (a) SC (b) MRRC | 31 |
| 5.2 | Esquema de Alamouti para duas antenas de transmissão e uma antena de recepção, adaptado de [7]. | 33 |
| 5.3 | Esquema de multiplexação espacial $N_t \times N_r$, modificado de [2]. | 35 |
| 5.4 | Recurso de comunicação para um sistema OFDM | 37 |
| 5.5 | Esquema de pré-codificação STBC | 37 |
| 5.6 | Esquema de pré-codificação SFBC | 38 |
| 6.1 | Desempenho do OFDM e do f-OFDM para diferentes modelos de canal. | 41 |
| 6.2 | Desempenho das formas de onda sem imperfeições de RF. | 42 |

| | | |
|-----|---|----|
| 6.3 | Desempenho das formas de onda candidatas na presença de um amplificador não-linear sem efeitos de memória. | 43 |
| 6.4 | Desempenho das formas de onda com um amplificador não-linear com efeitos de memória. | 44 |
| 6.5 | Desempenho das formas de onda candidatas com desbalanceamento I/Q..... | 45 |
| 6.6 | Desempenho das formas de onda candidatas com ruído de fase. | 46 |
| 6.7 | Comparação do desempenho de um sistema SISO OFDM e sistemas MIMO OFDM 2×2 com diversidade espacial no modelo de canal com multipercursos especificado. . | 47 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|-----|---|----|
| 4.1 | Valores dos coeficientes complexos para o amplificador simulado | 25 |
| 5.1 | Esquema de codificação de Alamouti | 32 |
| 6.1 | Parâmetros de simulação | 40 |
| 6.2 | Modelo de canal com multipercursos especificado..... | 41 |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|--------------------------------|---|
| τ | Atraso máximo do canal |
| T | Duração de um símbolo |
| L | Quantidade de subportadoras |
| B_n | Largura de banda da n-ésima subportadora |
| B_c | Largura de banda de coerência |
| $\phi_i(t), \phi_j(t)$ | Sinais de energia |
| E_g | Energia do sinal |
| \mathbf{d} | Vetor de símbolos de informação transmitidos no ZT-DS-OFDM |
| \mathbf{q} | Vetor na entrada do bloco de DFT no ZT-DS-OFDM |
| N_h | Número de zeros no cabeçalho |
| N_t | Número de zeros na cauda |
| N_{IFFT} | Tamanho da FFT no ZT-DS-OFDM |
| \mathbf{F} | Matriz de FFT não-normalizada |
| \mathbf{M} | Matriz de mapeamento de subportadoras |
| N_{s_h} | Número de zeros no cabeçalho do sinal ZT-DS-OFDM |
| N_{s_t} | Número de zeros na cauda do sinal ZT-DS-OFDM |
| M | Tamanho do banco de filtros no FBMC |
| $G(z)$ | Resposta em frequência do filtro protótipo de síntese |
| $F(z)$ | Resposta em frequência do filtro protótipo de análise |
| D | Atraso do canal para o FBMC |
| IBO | <i>Back-off</i> de entrada |
| $P_{sat,in}$ | Potência de saturação do amplificador não-linear |
| $P_{med,in}$ | Potência média do sinal na entrada do amplificador não-linear |
| $A(t)$ | Amplitude do um sinal na entrada do amplificador não-linear |
| $\theta(t)$ | Fase do sinal na entrada do amplificador não-linear |
| $G[\cdot]$ | Transferência AM/AM do modelo de Rapp |
| v | Ganho de pequenos sinais no amplificador não-linear de Rapp |
| p | Fator de suavidade no amplificador de Rapp |
| b_{kq} | Coefficientes complexos que caracterizam o amplificador não-linear com efeitos de memória |
| Q | Profundidade de memória para o amplificador não-linear com efeitos de memória |
| K | Grau do polinômio considerado para o amplificador não-linear com efeitos de memória |
| $\epsilon_{tx}, \epsilon_{rx}$ | Desvios de amplitude para o transmissor e receptor no desbalanceamento I/Q |

| | |
|----------------------------|--|
| θ_{tx}, θ_{rx} | Desvios de amplitude para o transmissor e receptor no desbalanceamento I/Q |
| $\Phi_f(t)$ | Ruído de fase |
| σ_f^2 | Potência do ruído de fase |
| $R_{\Phi_f}(\tau)$ | Autocorrelação do ruído de fase |
| $S_{\Phi_f}(f)$ | Densidade espectral de potência do ruído de fase |
| B_Φ | Largura de banda do ruído de fase |
| Δf | Espaçamento entre as subportadoras |
| N_t | Número de antenas de transmissão |
| N_r | Número de antenas de recepção |
| C | Capacidade do canal |
| s_i | i-ésimo símbolo de modulação |
| $\mathbf{h}_i(t)$ | Resposta impulsional do i-ésimo canal |
| \mathbf{r}_i | i-ésimo sinal recebido |
| $\hat{\mathbf{s}}_i$ | i-ésimo símbolo de modulação detectado |
| \mathbf{H} | Matriz com as respostas impulsionais de um canal com múltiplas antenas |
| \mathbf{G}_{ZF} | Resposta do equalizador <i>zero-forcing</i> |
| \mathbf{G}_{MMSE} | Resposta do equalizador <i>minimum mean square error</i> |

Siglas

| | |
|------------|---|
| 1G | <i>1th generation</i> |
| 2G | <i>2th generation</i> |
| 3G | <i>3th generation</i> |
| 4G | <i>4th generation</i> |
| 5G | <i>5th generation</i> |
| AWGN | <i>Additive White Gaussian Noise</i> |
| BER | <i>Bit Error Rate</i> |
| CP | <i>Cyclic Prefix</i> |
| DFT | <i>Discrete Fourier Transform</i> |
| DFT-s-OFDM | <i>Discrete Fourier Transform-spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> |
| DPD | <i>Digital Predistortion</i> |
| FBMC | <i>Filter Bank Multicarrier Modulation</i> |
| FDMA | <i>Frequency Division Multiple Access</i> |
| FDM | <i>Frequency Division Multiplexing</i> |
| FFT | <i>Fast Fourier Transform</i> |
| FIR | <i>Finite Impulse Response</i> |
| f-OFDM | <i>Filtered Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> |
| GFDM | <i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i> |
| GSM | <i>Global System for Mobile Communications</i> |
| HERMES | <i>Heterogeneous Radio Mobile Simulator</i> |
| ICDH | <i>Iterative Correction Algorithm with Hard Detection</i> |
| ICI | <i>Intercarrier Interference</i> |
| IDFT | <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i> |
| IFFT | <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> |
| ISI | <i>Inter-symbol Interference</i> |
| LTE | <i>Long Term Evolution</i> |
| MIMO | <i>Multiple-input Multiple-output</i> |
| MMSE | <i>Minimum Mean Square Error</i> |
| MRRC | <i>Maximal Ratio Receive Combining</i> |
| OFDM | <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> |
| OQAM | <i>Offset-Quadrature Amplitude Modulation</i> |
| PAPR | <i>Peak-to-average Power Ratio</i> |
| QAM | <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> |
| RF | <i>Radio Frequency</i> |
| SC | <i>Selection Combining</i> |
| SFBC | <i>Space-frequency Block Coding</i> |
| SISO | <i>Single-input Single-output</i> |
| SNR | <i>Signal-to-Noise Ratio</i> |
| STBC | <i>Space-time Block Coding</i> |
| TDMA | <i>Time Division Multiple Access</i> |
| UFMC | <i>Universal Filtered Multicarrier</i> |
| ZF | <i>Zero-forcing</i> |
| ZT-DS-OFDM | <i>Zero-tail DFT-spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> |

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

A visão de mundo e as interações sociais que acontecem no presente foram significativamente transformadas ao longo das últimas décadas. Em grande parte, tais mudanças foram guiadas pelas incontáveis inovações no ramo das telecomunicações. Hoje é possível ter acesso a um volume, antes inimaginável, de informações de forma praticamente instantânea e de boa parte do globo com as tecnologias da 4^a geração de redes celulares (4G). Porém, diferentes aplicações estão surgindo, cada qual com seus requisitos específicos e trazendo novos desafios para as comunicações móveis. O futuro promete carros autônomos – que devem estar constantemente conectados entre si –, a indústria 4.0 – a qual dispõe de uma vasta gama de equipamentos de monitoramento e tomada de decisão produzindo dados intermitentemente – e com usuários que almejam acessar a internet a taxas mais altas e com maior disponibilidade, dentre outros serviços. Dessa forma, o que fica claro é o fato de que as redes celulares atuais devem ser repensadas e atualizadas. Em meio a esse pano de fundo que são concebidas as redes celulares da 5^a geração (5G) [8].

A evolução das tecnologias de comunicações móveis da 1^a geração até a futura 5^a geração foi feita em etapas. Nos anos 1980 surge o 1G, o qual consistia basicamente na conexão móvel para serviços de voz. Ele era completamente analógico e fazia o uso do FDMA (*frequency division multiple access*). Nos anos 1990, o 2G introduz os serviços de texto (SMS) e o sistema passa a ser digital. Existem diferentes tecnologias responsáveis pelo 2G, dentre elas, destaca-se o GSM (*Global System for Mobile Communications*), o qual utiliza o TDMA (*time division multiple access*). Nos anos 2000, o 3G aumenta a capacidade da geração anterior e passa a possibilitar o acesso à internet móvel e à multimídia. Nos anos 2010, o 4G, com a tecnologia LTE (*long term evolution*) possibilita uma maior mobilidade e maiores taxas do que a 3^a geração. O ponto crítico a ser considerado é que as aplicações futuras a serem suportadas pela 5^a geração são extremamente heterogêneas e o volume de equipamentos conectados é significativamente maior do que nas gerações anteriores. Isso implica que o 5G deve se diferir das redes 4G de forma disruptiva e não deve ser visto como uma atualização incremental. A Figura 1.1 mostra algumas das características do 5G, levando em consideração as diferentes tecnologias a serem suportadas. Nota-se, inclusive, que alguns requisitos

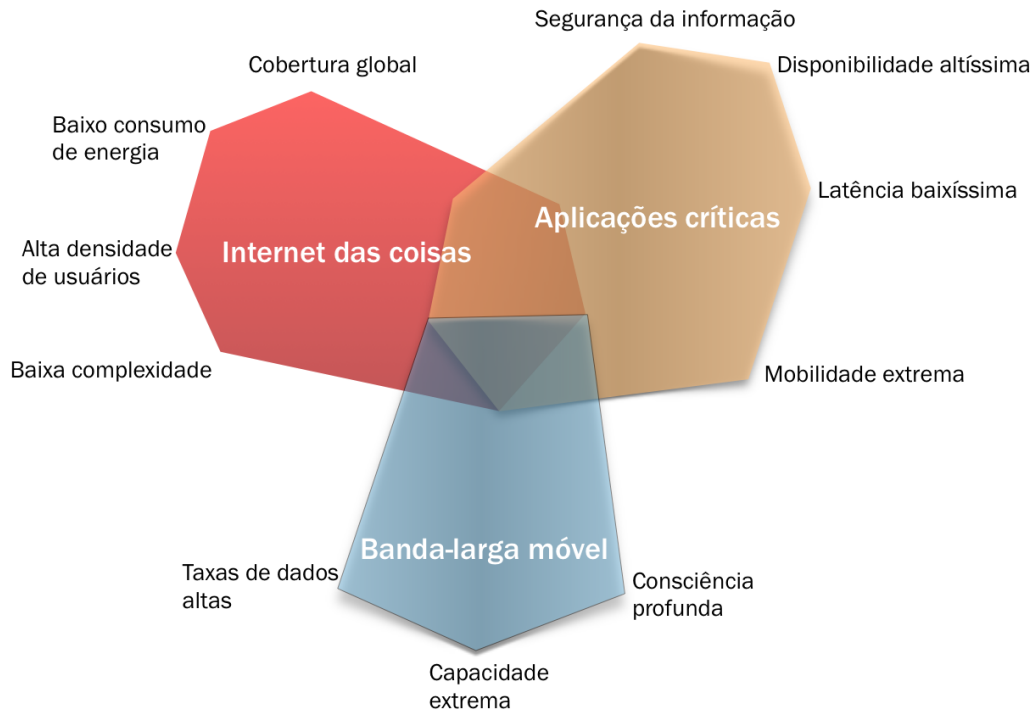


Figura 1.1: Domínios de aplicação a serem atendidos pelo 5G, inspirado em [1].

são conflitantes entre si, como a necessidade de baixa complexidade e o requisito de taxas de dados altas e mobilidade extrema, o que aumenta ainda mais o desafio de propor as tecnologias e técnicas do 5G.

A Organização Internacional de Telecomunicações (ITU), órgão da ONU para o setor de telecomunicações, desenvolveu a recomendação [9], a qual avalia algumas das características esperadas do 5G. Em poucas palavras, espera-se que as redes 5G possuam taxas de até 20 Gbps, latência da ordem de 1 ms e mobilidade de até 500 km/h. Com o intuito de atender a essas expectativas, pesquisadores em universidades e empresas ao redor do mundo estão avaliando possíveis soluções sob diferentes óticas dentro de telecomunicações.

Dentre as propostas para tornar o 5G possível, podem-se definir três grandes categorias principais que reúnem soluções em diferentes áreas de telecomunicações [8, 10]. A primeira comporta as pesquisas nas redes heterogêneas. A segunda diz a respeito das soluções em ondas milimétricas e MIMO massivo. Finalmente, a terceira é composta pelas pesquisas nas novas formas de onda candidatas ao 5G. Este projeto investiga aspectos nas últimas duas categorias.

Como citado anteriormente, as aplicações a serem suportadas pelas futuras redes celulares são extremamente diversas. Dessa forma, a rede será intrinsecamente heterogênea e densa. Em meio a esse cenário, surgem desafios relacionados à operação, interferência e sincronização das redes.

Para atingir as elevadas taxas de dados e uma disponibilidade altíssima, estudam-se soluções com base nas ondas milimétricas e em MIMO massivo. Para a largura de banda utilizada, o espectro passará a englobar as chamadas ondas milimétricas [10]. A inclusão dessa faixa de frequência traz consigo uma série de questões que devem ser endereçadas, como a elevada atenuação. A utilização

de múltiplas antenas, no MIMO massivo, é uma possível solução para a maior atenuação sofrida pelas ondas milimétricas, bem como uma alternativa para aumentar significativamente as taxas de dados e a disponibilidade do sistema, chegando mais próximo dos requisitos estipulados para o 5G [10, 11].

A terceira frente de pesquisa estuda alternativas para substituir a forma de onda do 4G, que é o OFDM. O OFDM possui inúmeros aspectos positivos, que o tornaram o esquema padrão para sistemas de comunicação com taxas de dados elevadas, porém, ele apresenta alguns problemas severos quando pensados no contexto do 5G [12, 8]. Dessa forma, existem algumas formas de onda candidatas ao 5G, cada qual visa a solução de algumas facetas negativas do OFDM. Dentre as candidatas a forma de onda, destacam-se o f-OFDM (*Filtered OFDM*), o FBMC (*Filter Bank Multicarrier Modulation*), o ZT-DS-OFDM (*Zero-tail DFT-spread OFDM*), o GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) e o UFMC (*Universal Filtered Multicarrier*). Algumas dessas formas de onda são investigadas neste projeto.

A concepção e implementação das redes 5G é, certamente, uma tarefa extremamente complexa. Possivelmente, a imensa quantidade de pesquisa sendo feita na área atualmente se justifica pelos grandes desafios a serem superados. O objetivo central deste projeto consiste na investigação de algumas das soluções sendo propostas em diferentes situações e cenários que devem necessariamente ser considerados quando se pensa na futura geração de redes celulares.

1.2 Contribuições do projeto

Este projeto pode ser visto como um conjunto de contribuições para a implementação de um simulador que avalie os mais diversos cenários a serem encontrados pela 5^a geração de redes celulares. A utilização de ferramentas de simulação computacional é de extrema importância para a análise do desempenho de sistemas de comunicação e o simulador utilizado ao longo deste trabalho possibilita a análise das diversas formas de onda candidatas ao 5G sob diferentes óticas. O simulador utilizado neste projeto é o simulador HERMES (*Heterogeneous Radio Mobile Simulator*), na linguagem MATLAB. Tal simulador encontra-se disponível no GitHub, no link <https://github.com/MWSL-UnB/HERMES>. Um dos grandes desafios do projeto foi a integração de tais contribuições com tudo o que já estava implementado, resultando, assim, em um simulador mais completo.

As principais contribuições deste trabalho são, portanto:

- Implementação da forma de onda OFDM filtrado (f-OFDM).
- Implementação de amplificadores não-lineares com e sem efeitos de memória e do ruído de fase.
- Início da implementação das técnicas de múltiplas antenas. Por enquanto, limitou-se a apenas uma forma de onda e a apenas um número de entradas e saídas específico.

Além disso, parte deste projeto resultou no artigo [13], apresentado na *9th Latin-American Conference on Communications* em Novembro de 2017.

1.3 Apresentação do manuscrito

No Capítulo 2 é feita uma análise sobre o OFDM convencional, seus problemas no cenário do 5G e a análise de uma forma de onda candidata (o f-OFDM) que é proposta como solução para tais problemas. Em seguida, no Capítulo 3, são apresentadas duas outras candidatas a forma de onda (FBMC e ZT-DS-OFDM) que estão implementadas no simulador utilizado neste projeto. No Capítulo 4, são apresentados os modelos matemáticos das diversas imperfeições de RF implementadas em simulação e que são avaliadas em conjunto com as formas de onda candidatas ao 5G. No Capítulo 5 são explicados os princípios por trás das técnicas que utilizam múltiplas antenas e como tais técnicas seriam escaladas para o cenário do 5G. No Capítulo 6, são apresentados os diversos resultados de simulação. Finalmente, no Capítulo 7, são feitos os comentários finais e são propostos trabalhos futuros.

Capítulo 2

OFDM Filtrado

2.1 Introdução

A multiplexação por divisão em frequências ortogonais (*orthogonal frequency division multiplexing*, OFDM) consiste em uma técnica híbrida de modulação e multiplexação. As primeiras características do OFDM foram desenvolvidas na década de 1960 por R. W. Chang [14] no *Bell Labs*, porém, devido a limitações na tecnologia da época, era inviável que ela fosse implementada. Após os devidos avanços nas tecnologias de *hardware* necessário, o OFDM tornou-se uma técnica popular para diversos padrões de comunicações com taxas de dados altas. Dentre as vantagens do OFDM destacam-se a imunidade ao desvanecimento seletivo, equalização simples, fácil integração com múltiplas antenas, alta eficiência espectral, dentre outros.

Por outro lado, o OFDM possui alguns problemas significativos quando pensado no contexto da 5ª geração de redes celulares. Com o intuito de mitigar tais problemas e atender a todos os requisitos definidos para a próxima geração, surge a pesquisa das formas de onda candidatas ao 5G. Atualmente, há um esforço coletivo de pesquisadores na indústria e na academia com o intuito de propor as tecnologias e técnicas que serão utilizadas no 5G. Uma das candidatas a forma de onda mais promissoras para o 5G é o OFDM filtrado (f-OFDM), proposto por pesquisadores da empresa chinesa *Huawei* [3].

Neste capítulo, a teoria por trás do OFDM convencional é apresentada e, em seguida, faz-se a análise do f-OFDM. Outras formas de onda candidatas ao 5G são exploradas em mais detalhes no Capítulo 3.

2.2 OFDM convencional

Para melhor entender o esquema OFDM, é importante analisar a fundamentação teórica por trás dessa técnica. As subseções seguintes apresentam tal fundamentação e, em seguida, mostra-se como todos os conceitos são unidos para a concepção de um sistema OFDM.

2.2.1 Modulação por múltiplas portadoras

A principal motivação do esquema de modulação por múltiplas portadoras consiste na necessidade de se extinguir a interferência inter-simbólica (ISI). A ISI é um tipo de interferência que degrada severamente o desempenho dos sistemas de comunicação digitais [2]. Por outro lado, as aplicações atuais exigem uma alta taxa de transmissão de dados, o que faz com que o intervalo de símbolo (T) seja muito pequeno se comparado ao atraso introduzido pelo canal (τ). Tal situação, em que T é da mesma ordem de grandeza que τ , é crítica, uma vez que justamente quando isso ocorre, a ISI se torna severa.

Para que a ISI seja mitigada ao mesmo tempo que as altas taxas de transmissão de dados demandadas pelas aplicações atuais sejam atendidas, deve-se encontrar uma forma de aumentar o intervalo de símbolo, tornando-o muito maior do que o atraso do canal, isto é, tornar $T \gg \tau$.

A solução para esse problema consiste na utilização de múltiplas portadoras para transmitir o sinal original. Nessa técnica de modulação, substitui-se a utilização de uma única portadora que transmite a uma taxa de dados elevada (R_b) pela divisão do fluxo de dados em L subfluxos com taxa L vezes inferior. Cada uma dessas L taxas é transmitida em paralelo e modula uma portadora distinta. Se acessadas simultaneamente, a taxa total de transmissão é a mesma que a original. Por outro lado, o que realmente é transmitido pelo canal são várias taxas suficientemente baixas (R_b/L) que possuem tempo de símbolo LT . Como $LT \gg \tau$, a ISI foi eliminada da comunicação ao mesmo tempo que a taxa de dados efetiva foi mantida.

A vantagem da modulação por múltiplas portadoras pode ser interpretada tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. No domínio do tempo, o que está sendo feito é aumentar o tempo de símbolo de forma a torná-lo muito maior que o atraso do canal, como mostrado anteriormente. Já no domínio da frequência, a vantagem está relacionada ao devanescimento do canal. Como a largura de banda ocupada por cada portadora é muito menor do que a largura de banda total disponível, ela acaba por ser menor do que a faixa de coerência e o devanescimento sofrido por cada uma delas é plano (*flat-fading*). Logo, o que está sendo feito é tornar a largura de banda de cada uma das portadoras muito menor do que a largura de banda de coerência, isto é, $B_n \ll B_c$, sendo B_n a largura de banda da n -ésima portadora.

No domínio da frequência, o espectro do sinal modulado por múltiplas portadoras é semelhante ao espectro de um sinal multiplexado na frequência (FDM). A frequência das portadoras é escolhida de tal forma que os espectros não se sobreponham e bandas de guarda são introduzidas entre elas. Logo, percebe-se que, apesar de resolver o problema da ISI, esse esquema de modulação não possui a melhor eficiência espectral, já que boa parte da largura de banda disponível não está sendo utilizada para transmitir informação. Além disso, uma grande desvantagem do esquema de transmissão por múltiplas portadoras é a necessidade de se ter uma cadeia de RF para cada subportadora, como pode-se observar na Figura 2.1, o que torna os transmissores e receptores caros. O OFDM, apresentado a seguir, é proposto como uma possível solução para tais problemas.

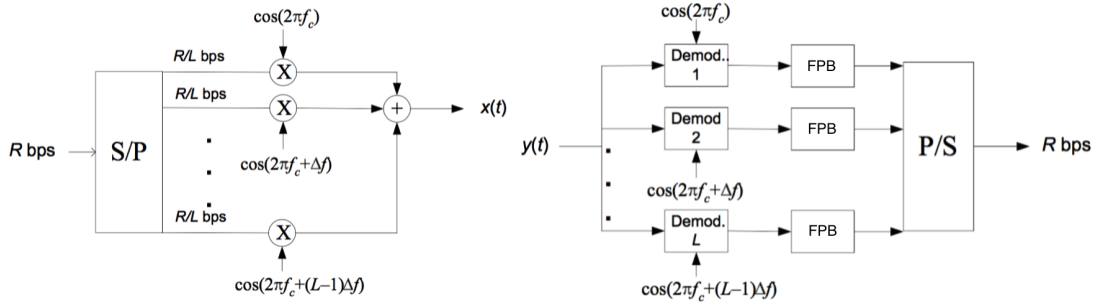


Figura 2.1: Transmissor e receptor em um esquema de modulação por múltiplas portadoras, adaptado de [2].

2.2.2 Ortogonalidade de sinais

Uma característica interessante e que pode melhorar a eficiência espectral da modulação por múltiplas portadoras está relacionada ao conceito de ortogonalidade entre sinais. Primeiro, defina-se o produto interno entre dois sinais de energia $\Phi_i(t)$ e $\Phi_j(t)$ como sendo:

$$\langle \Phi_i(t), \Phi_j(t) \rangle \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_i(t) \Phi_j^*(t) dt \quad (2.1)$$

Além disso, diz-se que dois sinais $\Phi_i(t)$ e $\Phi_j(t)$ são ortogonais se:

$$\langle \Phi_i(t), \Phi_j(t) \rangle = \begin{cases} E_g, & \text{se } i = j \\ 0, & \text{se } i \neq j \end{cases} \quad (2.2)$$

em que E_g é a energia do sinal. Dadas as definições anteriores, pode-se afirmar que as portadoras $\{\cos(2\pi(nf_0)t), \sin(2\pi(nf_0)t)\}$ com $n = 1, 2, 3, \dots$ são todas ortogonais entre si.¹ Pode-se, então, fazer uso dessa característica para a escolha da frequência das portadoras que serão utilizadas. Enquanto antes era necessário deixar parte do espectro inutilizado para compor a banda de guarda, caso as frequências das portadoras sejam escolhidas de tal forma que sejam harmônicas, não há mais necessidade da banda de guarda. A banda de guarda não se faz mais necessária, porque as portadoras são ortogonais e, conseqüentemente, não se interferem.

2.2.3 Transformada Discreta de Fourier

A transformada de Fourier se apresenta como uma forma de relacionar as representações de um sinal no domínio do tempo e no domínio da frequência. Para sinais digitais, faz-se o uso da

¹Rigorosamente, tal afirmação só é verdadeira quando consideram-se intervalos múltiplos de $1/f_0$. Todavia, na prática, pode-se considerar que os sinais em questão são ortogonais desde que o intervalo considerado seja muito maior do que $1/f_0$. Nessa situação, o produto interno entre os sinais será muito inferior à E_g e os sinais podem, portanto, ser considerados praticamente ortogonais.

transformada de Fourier discreta (DFT) em L pontos, definida por:

$$\text{DFT}\{x[n]\} = X[m] \triangleq \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{L-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi nm}{L}} \quad (2.3)$$

De forma análoga, pode-se definir a transformada de Fourier discreta inversa como sendo:

$$\text{IDFT}\{X[m]\} = x[n] \triangleq \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{m=0}^{L-1} X[m] e^{j\frac{2\pi nm}{L}} \quad (2.4)$$

O que se nota das relações 2.3 e 2.4 é que a transformada de Fourier discreta é um método de se gerar portadoras ortogonais, como definido na subseção anterior, já que cada exponencial das expressões mostradas pode ser vista como uma subportadora.

2.2.4 Transceptor OFDM

O OFDM combina as características desejáveis da modulação por múltiplas portadoras, a propriedade de ortogonalidade de sinais e o uso da DFT para a obtenção de L subportadoras de uma forma eficiente. O que viabiliza o OFDM são os algoritmos de FFT (*fast Fourier transform*) e IFFT (*inverse fast Fourier transform*), os quais tornam possível a geração de múltiplas subportadoras de forma eficiente computacionalmente e utilizando apenas uma cadeia de radio-frequência (RF).

Os símbolos de modulação a serem transmitidos são agrupados em símbolos OFDM, cada um com duração igual à $T_s = LT_a$, em que T_a é o intervalo de amostragem. Como, devido ao atraso inerente ao canal, tais símbolos OFDM se espalham, introduz-se um pequeno intervalo de guarda entre eles, de forma a mantê-los independentes uns dos outros.

Sendo $X[m]$ a transformada discreta de Fourier do sinal $x[n]$ a ser transmitido e $Y[m]$ a transformada discreta de Fourier do sinal recebido $y[n]$ após a transmissão pelo canal com resposta em frequência $H[m]$, deseja-se ter a situação mostrada na Equação 2.5 para que seja possível recuperar os sinais sem interferência inter-simbólica (ISI).

$$Y[m] = X[m].H[m] \Rightarrow \hat{X}[m] = \frac{Y[m]}{H[m]} \quad (2.5)$$

O que a Equação 2.5 ilustra é que, quando se tem um produto de transformadas discretas de Fourier do sinal enviado e do canal, é estabelecida comunicação livre de ISI. Como propriedade da transformada discreta de Fourier, tal situação ocorre quando se tem uma convolução circular no domínio do tempo. Assim como para a transformada de Fourier a convolução linear no tempo equivale ao produto na frequência, para a transformada discreta de Fourier, a convolução circular no tempo equivale ao produto na frequência. Dessa forma, tem-se:

$$Y[m] = X[m].H[m] \Rightarrow \text{IFFT}\{Y[m]\} = \text{IFFT}\{X[m].H[m]\} \Rightarrow y[n] = x[n] \circledast h[n] \quad (2.6)$$

A convolução circular é definida pela Equação 2.7, em que $x[n - k]_L$ é uma versão periódica de $x[n]$ com período L , isto é, $x[n]_L = x[n \bmod L]$.

$$x[n] \circledast h[n] = h[n] \circledast x[n] \triangleq \sum_{k=0}^{L-1} h[k]x[n - k]_L \quad (2.7)$$

Porém, quando se envia um sinal através de um canal, tem-se a convolução linear entre o sinal e o canal no domínio do tempo e não a convolução circular. A pergunta que surge é, então, como alcançar uma comunicação livre de ISI para um sistema OFDM? Para resolver tal questão, a pergunta a ser respondida é, na verdade: como emular a ocorrência da convolução circular quando se tem, na realidade, uma convolução linear? A solução encontrada é a introdução do chamado prefixo cíclico (CP). A partir da introdução do CP, cria-se uma versão do sinal que se pareça com $x[n - k]_L$.

Um símbolo OFDM é composto de L símbolos de modulação agrupados. Assim, ele pode ser visto como um vetor \mathbf{x} com L elementos, dado pela expressão 2.8.

$$\mathbf{x} = [x_0 x_1 x_2 \dots x_{L-1}] \quad (2.8)$$

Considerando-se um CP de comprimento v , o que é feito é copiar os últimos v símbolos do símbolo OFDM para o começo do símbolo OFDM. Dessa forma, o novo símbolo OFDM parece ser uma versão periódica do símbolo OFDM original. Quando enviado, então, pelo canal, emula-se uma convolução circular e tem-se, portanto, comunicação livre de ISI. O processo de adição do prefixo cíclico pode ser observado na Figura 2.2. O CP serve, portanto, para duas funções. Primeiramente, ele pode ser visto como um intervalo de guarda entre símbolos OFDM adjacentes, evitando que os símbolos se interfiram – caso a duração do CP seja superior ao atraso máximo do canal. Além disso, o CP pode ser encarado como a forma encontrada de se replicar a convolução circular do sinal transmitido com o canal e evitar a ISI.

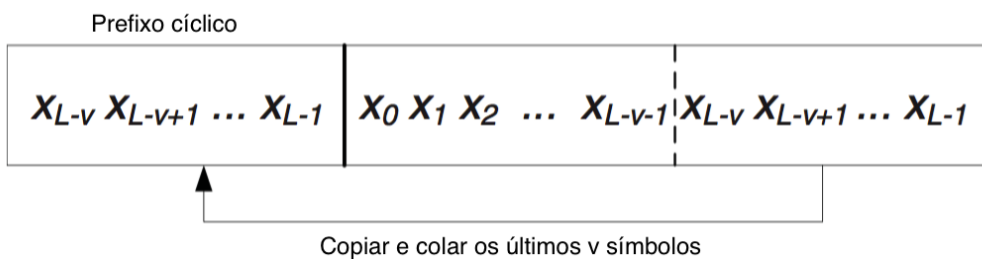


Figura 2.2: Símbolo OFDM com prefixo cíclico, adaptado de [2].

Após o entendimento dos diversos elementos intrínsecos a um sistema OFDM, isto é, o uso de subportadoras ortogonais, o uso da FFT e IFFT e a utilização do CP, pode-se definir o transceptor de tal esquema de modulação/multiplexação. Os passos fundamentais para a geração de um sistema OFDM são os seguintes:

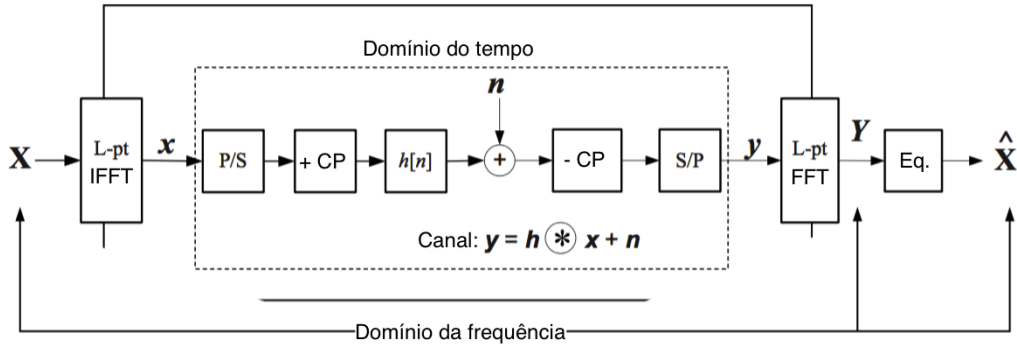


Figura 2.3: Transceptor OFDM, adaptado de [2].

- Mapear $\log_2(M)$ bits em uma constelação de tamanho M .
- Quebrar o sinal de banda-larga e taxa R_b em L sinais a taxas inferiores R_b/L .
- Utilização de uma única cadeia de RF para modular todas as subportadoras. Tal operação é feita com a IFFT ².
- Faz-se a junção das L seqüências de símbolo em paralelo em uma única seqüência em serial.
- Adiciona-se o CP à seqüência, a qual é enviada serialmente pelo canal.
- No receptor, remove-se o CP e os L símbolos são demodulados com uma FFT ².
- Cada subportadora é, finalmente, equalizada.

O passo-a-passo precedente pode ser observado na forma de esquemático na Figura 2.3, onde P/S corresponde à transformação dos dados de paralelo para serial e S/P a transformação dos dados de serial para paralelo.

2.2.5 OFDM e 5G

A motivação por trás das pesquisas a respeito das formas de onda para o 5G surgem com o intuito de resolver as duas questões principais. A primeira é a de atender aos requisitos estipulados para as aplicações da 5^a geração. A segunda é a de mitigar os problemas do OFDM.

A largura de banda do 5G será da ordem de 1 GHz [15] e vai alocar uma gama extremamente diversa de aplicações. Dessa forma, fica evidente que a eficiência espectral é de suma importância. Todavia, o OFDM é composto de funções *sinc* no domínio da frequência, as quais possuem lóbulos secundários proeminentes e que concentram uma porcentagem significativa da potência do sinal. Tal característica implica em emissões fora de banda, também conhecidas como vazamento

²Um ponto comum de confusão seria do por quê de se utilizar a IFFT no transmissor e não a FFT. Quando blocos de FFT e IFFT são cascateados, pouco importa sua ordem. Convencionalmente, um sistema OFDM utiliza a IFFT no transmissor e a FFT no receptor, porém, a utilização de uma FFT no transmissor também funcionaria, contanto que o receptor dispusesse do bloco de IFFT.

espectral. Para evitar o vazamento espectral, os sistemas 4G contam com significativas bandas de guarda. Tais bandas de guarda são um desperdício de frequência, a qual é um recurso de comunicação cada vez mais escasso.

Outro ponto importante é que o OFDM alcança uma boa eficiência espectral a partir da aglomeração de múltiplas portadoras se sobrepondo (o que é possível graças à ortogonalidade). Porém, essa característica vem a um custo. Para que o sistema OFDM funcione adequadamente, é necessária uma sincronização no tempo e na frequência. A sincronização na frequência se mostra crítica, já que quando ela é perdida, tem-se interferência entre as portadoras (*inter-carrier interference*, ICI). Em um cenário como o do 5G, com aplicações extremamente heterogêneas se comunicando, o sincronismo de frequência pode ser problemático, principalmente no *uplink*.

2.3 OFDM filtrado

O OFDM filtrado (f-OFDM) é proposto com o intuito de adicionar flexibilidade ao sistema. As aplicações a serem suportadas pelo 5G possuem requisitos distintos em termos de capacidade, latência, custo, disponibilidade, etc. Por exemplo, aplicações de *e-Health* exigem uma disponibilidade muito alta e latência baixa, enquanto os serviços móveis de banda larga requerem taxas de dados de alguns Gbps e uma cobertura praticamente global. Em algumas situações, encontra-se, inclusive, um *trade-off* entre os requisitos de diferentes aplicações. Dessa forma, é natural concluir que é difícil de se encontrar uma única forma de onda que atenda a todas as aplicações de maneira satisfatória e que não seja demasiadamente complexa de ser implementada.

O f-OFDM é concebido em meio a esse cenário. A ideia por trás do f-OFDM é dividir a banda do 5G em várias sub-bandas, cada uma comportando uma aplicação diferente. É importante, ainda, notar que essas sub-bandas não são necessariamente do mesmo tamanho. A partir de então, cada sub-banda recebe um sistema OFDM independente, projetado para sua devida aplicação com a numerologia adequada [3], a qual se refere aos parâmetros escolhidos para cada sub-sistema OFDM.

Existem três vantagens principais do f-OFDM sobre o OFDM convencional no contexto do 5G.

- A numerologia otimizada para cada aplicação implica que o tamanho da FFT, o comprimento do CP, o espaçamento entre as subportadoras, entre outros parâmetros sejam escolhidos de forma a atender os requisitos estipulados para cada aplicação.
- O f-OFDM é composto de sistemas OFDM filtrados em cada sub-banda e o projeto adequado desses filtros implica uma maior eficiência espectral do sistema como um todo e reduz o problema do vazamento espectral.
- Cada sub-banda é independente das demais. Assim, não se faz mais necessário o sincronismo global do sistema.

Pode-se comparar o f-OFDM com as principais formas de onda candidatas ao 5G, como o FBMC (*filter bank multicarrier modulation*), GFDM (*generalized frequency division multiplexing*),

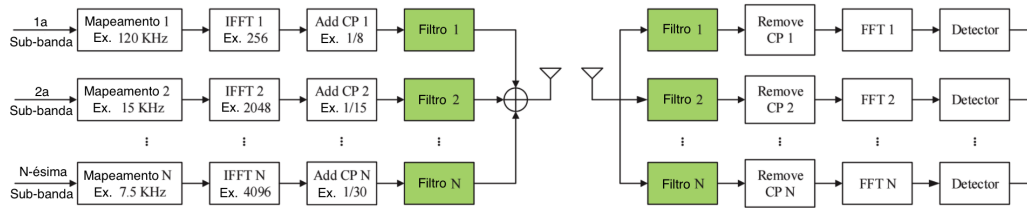


Figura 2.4: Exemplo de transceptor f-OFDM para o *downlink*, adaptado de [3].

UFMC (*universal filtered multicarrier*) e ZT-DS-OFDM (*zero-tail DFT-spread OFDM*) e conclui-se que o f-OFDM é o mais simples de se implementar, o que possui a melhor compatibilidade com as redes 4G atuais e é facilmente integrável a múltiplas antenas. As formas de onda FBMC e ZT-DS-OFDM são exploradas em mais detalhes no Capítulo 3.

2.3.1 Transceptor f-OFDM

O transceptor f-OFDM pode ser observado na Figura 2.4. Sua estrutura é composta de vários ramos com o OFDM convencional, cada um com uma numerologia própria, filtrados para as várias sub-bandas.

Ressalta-se que o uso de bandas de guarda não é dispensável. Entre cada sub-banda deixa-se uma parcela de frequências inutilizadas para evitar a interferência entre sub-bandas adjacentes e permitir as transmissões sem sincronismo. Nota-se, ainda, que após passar pelo filtro, o sinal é expandido no tempo, então alguns cuidados especiais devem ser tomados na escolha do comprimento do CP, por exemplo.

Existem, também, diferentes formas de se projetar os filtros que são utilizados. Para a implementação do f-OFDM em simulação, este projeto utiliza filtros da função *sinc* truncadas usando uma janela de Hanning. Outras formas de se projetar os filtros são exploradas em [3]. Como

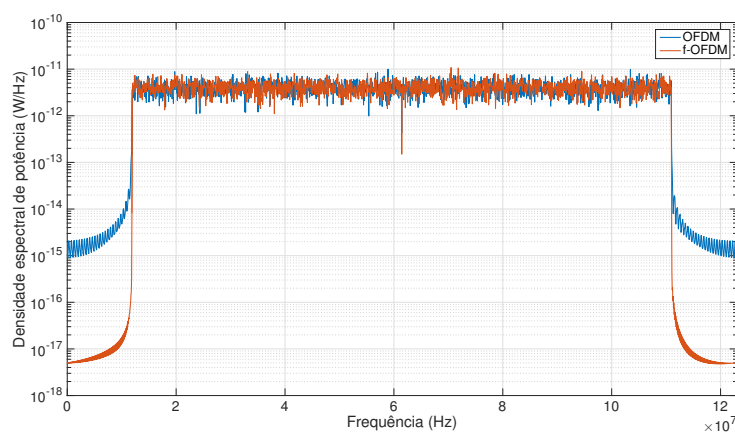


Figura 2.5: Comparação das densidades espectrais de potência do OFDM convencional e do f-OFDM.

comparação preliminar entre o OFDM convencional e o f-OFDM, é interessante a análise das densidades espectrais de potência de ambos os esquemas. A Figura 2.5 retrata essa situação, onde apenas um canal (do tamanho de toda a banda do 5G) é alocado para o f-OFDM. Nota-se que devido à presença do filtro, a densidade espectral de potência do f-OFDM decai abruptamente, reduzindo as emissões fora de banda.

Capítulo 3

Outras Formas de Onda Candidatas ao 5G

3.1 Introdução

Como foi discutido no Capítulo 2, o OFDM possui alguns problemas que podem ser críticos quando pensados no cenário a ser encontrado pela 5^a geração de redes celulares. Superar tais problemas e atender aos inúmeros requisitos de desempenho do 5G é o grande desafio por trás das pesquisas a respeito das formas de onda. Esse processo de desenvolvimento das candidatas a forma de onda é conduzido, principalmente, pelas grandes instituições de pesquisa e pelos protagonistas na indústria de telecomunicações.

O f-OFDM é apenas uma das formas de onda propostas e existem algumas outras candidatas que certamente possuem seus pontos fortes. Dentre as demais candidatas, destacam-se o GFDM, UFMC, ZT-DS-OFDM e FBMC. Este capítulo foca nas duas últimas, porque, além do OFDM e f-OFDM, são as formas de onda já implementadas e em pleno funcionamento no simulador utilizado pelo projeto e cujos resultados de simulação aparecem no Capítulo 6.

A análise detalhada das características do ZT-DS-OFDM e do FBMC está fora do escopo deste trabalho e pode ser facilmente encontrada nas referências citadas neste capítulo. Aqui, são introduzidos os principais pontos a respeito dessas duas candidatas a forma de onda. A ideia é fornecer uma noção e visão geral dos princípios e motivações por trás da concepção de cada uma das candidatas. Com a visão fornecida neste capítulo, é possível analisar os resultados de simulação apresentados no Capítulo 6 e identificar alguns padrões interessantes.

3.2 ZT-DS-OFDM

A técnica do *Zero-Tail Discrete Fourier Transform-spread OFDM* (ZT-DS-OFDM) é, fundamentalmente, baseada no esquema já empregado no *uplink* do 4G, o *DFT-spread OFDM* (DFT-s-OFDM). Como é possível perceber pelo nome, o ZT-DS-OFDM tem como base um sistema OFDM

convencional. Essa abordagem de propor formas de onda candidatas ao 5G que são fundamentadas no OFDM convencional é extremamente interessante, uma vez que dessa maneira é possível facilitar a transição de uma geração para a outra e, certamente, é possível conservar algumas das diversas vantagens inerentes ao OFDM convencional que o tornaram o esquema padrão para comunicações com altas taxas de dados.

A premissa por trás da motivação do ZT-DS-OFDM está relacionada ao uso do prefixo cíclico (CP) de tamanho fixo no OFDM convencional. Como mostrado no Capítulo 2, os símbolos OFDM possuem um CP, o qual serve como uma forma de intervalo de guarda entre símbolos OFDM adjacentes e para emular a convolução circular do símbolo OFDM com o canal. A pergunta que surge, então, é: como escolher o comprimento do CP para um dado sistema? De forma geral, o CP é escolhido com base no máximo atraso introduzido pelo canal de forma a evitar, assim, que na pior das situações, haja ISI.

Por exemplo, no LTE são utilizadas duas durações de CP diferentes, uma de $4,7 \mu s$ e outra mais longa de $8,6 \mu s$ [16]. Isso significa que dado um sistema LTE essas são as únicas possibilidades de duração do CP. Por outro lado, nota-se que em algumas situações o atraso introduzido por um canal utilizado pelo LTE é menor do que o CP mínimo e em outras situações, tal atraso é maior do que o CP máximo. Conclui-se, portanto, que a utilização de um comprimento fixo de CP no OFDM convencional é ineficiente em algumas situações e inefetivo em outras.

No LTE existe, ainda, um problema maior com a utilização de CPs de comprimentos fixos e distintos. Em redes que operam próximas fisicamente umas das outras, a interferência mútua é inevitável. Quando trabalha-se com redes com CPs de comprimentos diferentes, a interferência que acontece é assíncrona e tal tipo de interferência não é compensada pelos receptores mais comuns [16, 4]. Por sua vez, espera-se uma heterogeneidade ainda maior nos cenários do 5G, tornando tal situação ainda mais problemática.

Como explicitado no Capítulo 2, o OFDM convencional ainda possui os problemas relacionados ao seu espectro, com a emissão fora de banda. Tal problema certamente deve ser resolvido para o 5G, já que o espectro é um recurso escasso e caro.

O ZT-DS-OFDM é proposto com o intuito de resolver cada uma das questões levantadas anteriormente. A ideia é que, no lugar de se utilizar um CP fixo, utiliza-se uma cauda de zeros (*zero-tail*) de comprimento variável. O comprimento da cauda varia de acordo com o atraso sendo introduzido pelo canal.

O transceptor do ZT-DS-OFDM é exatamente o mesmo do DFT-s-OFDM, a única diferença é que se faz um pré-processamento dos dados inseridos no bloco da DFT. A análise do transceptor DFT-s-OFDM está fora do escopo deste trabalho, mas pode ser encontrada em detalhes em [17]. A partir dessa espécie de pré-processamento do sinal antes de inseri-lo no bloco da DFT faz-se com que o sinal resultante, que é o sinal na saída do bloco da IFFT, possua uma cauda e um cabeçalho de zeros. Essa cauda e cabeçalho não são exatamente nulos, porém possuem potência muito inferior (da ordem de 25 dB) à potência do restante do sinal [16].

Supondo que tem-se os símbolos de dados a serem transmitidos \mathbf{d} , o vetor de entrada para o

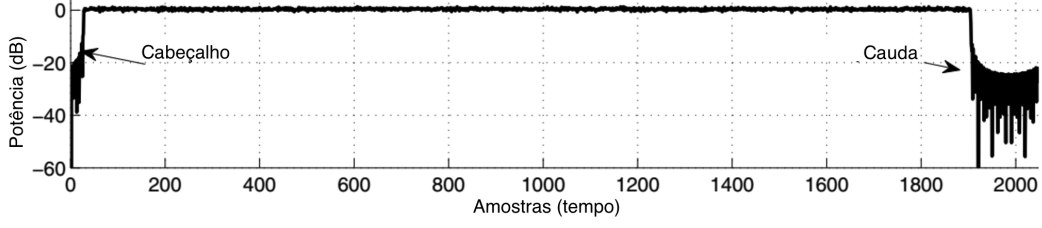


Figura 3.1: Sinal ZT-DS-OFDM, adaptado de [4].

bloco da DFT é dado por:

$$\mathbf{q} = [\mathbf{0}_{N_h} \mathbf{d}^T \mathbf{0}_{N_t}]^T, \quad (3.1)$$

em que $\mathbf{0}_x$ indica um vetor coluna nulo de comprimento x , o vetor de símbolos \mathbf{d} possui dimensões $(N - N_h - N_t) \times 1$ e $(\cdot)^T$ indica o operador transposto. Portanto, obtém-se uma cauda e um cabeçalho de zeros a partir da inserção de alguns zeros no início e no final da informação fornecida ao bloco da DFT. Quando o vetor \mathbf{q} passa pela DFT, é mapeado nas subportadoras e, finalmente, pelo bloco da IFFT, o vetor resultante \mathbf{s} (de dimensões $1 \times N_{IFFT}$) é dado por:

$$\mathbf{s} = \frac{1}{\sqrt{N_{IFFT}(N - N_t - N_h)}} \mathbf{F}_{N_{IFFT}}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{F}_N \mathbf{q} \quad (3.2)$$

Na Equação 3.2, \mathbf{F}_n corresponde à matriz $n \times n$ de FFT não-normalizada (dada pela Equação 3.3) e \mathbf{M} é a matriz $N_{IFFT} \times N$ de mapeamento das subportadoras.

$$\mathbf{F}_n[a, b] = e^{-\frac{j2\pi ab}{n}}, \text{ para } a, b = 0, 1, \dots, n - 1 \quad (3.3)$$

A partir da Figura 3.1 é possível notar que o cabeçalho e a cauda do sinal ZT-DS-OFDM não são iguais a zero, mas que ambos possuem potência muito inferior à do restante do sinal.

É possível mostrar que o número de amostras de baixa potência geradas no cabeçalho (N_{s_h}) e na cauda (N_{s_t}) são dados pelas Equações em 3.4. Portanto, nota-se que é possível controlar o comprimento de amostras nulas a partir da manipulação do sinal \mathbf{q} fornecido ao bloco de DFT, controlando N_h e N_t . $\lceil \cdot \rceil$ indica o operador número inteiro maior mais próximo.

$$\begin{aligned} N_{s_h} &= \left\lceil \frac{N_h N_{IFFT}}{N} \right\rceil \\ N_{s_t} &= \left\lceil \frac{N_t N_{IFFT}}{N} \right\rceil \end{aligned} \quad (3.4)$$

Com base nas características do ZT-DS-OFDM apresentadas, é possível destacar algumas de suas principais vantagens como forma de onda candidata ao 5G.

Primeiramente, no ZT-DS-OFDM os zeros, independentemente da quantidade, são adicionados no interior de um quadro. Essa situação é bem diferente do que acontece no OFDM convencional

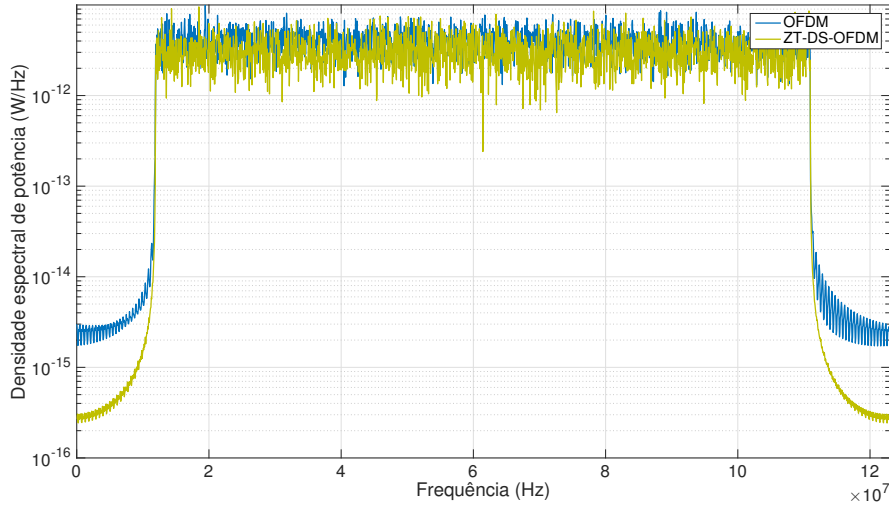


Figura 3.2: Comparação das densidades espectrais de potência do OFDM convencional e do ZT-DS-OFDM.

com comprimentos de CP diferentes. O que causa interferência assíncrona no OFDM convencional é o fato de, quando utilizando CPs de comprimentos distintos, os quadros ficarem com comprimentos diferentes. Dessa maneira, pela característica do ZT-DS-OFDM, a interferência que ocorre quando redes operam em proximidade é síncrona, a qual é mitigada pelos receptores convencionais [16, 4].

A presença de um cabeçalho e de uma cauda possui uma vantagem importante. A transição de um bloco para o outro torna-se mais suave e reduz-se, portanto, as emissões fora de banda, que são um problema crítico para os sistemas OFDM convencional. Na Figura 3.2 é possível comparar as densidades espectrais de potência do OFDM convencional e do ZT-DS-OFDM, observando que o decaimento do espectro do ZT-DS-OFDM é bem mais rápido, justamente por conta das transições mais suaves do sinal de um bloco para o outro.

Finalmente, o ZT-DS-OFDM, por ser, antes de tudo, baseado no OFDM convencional, conserva uma das características mais desejáveis do OFDM no cenário do 5G: a facilidade de extensão para a utilização de múltiplas antenas. Entretanto, a equalização do ZT-DS-OFDM é mais complexa do que a equalização do OFDM, uma vez que a equalização ZF (*zero-forcing*) não funciona.

3.3 FBMC

O *Filter Bank Multicarrier Modulation* (FBMC) pode ser visto como uma generalização do OFDM convencional. Assim, o OFDM é interpretado como um caso particular do FBMC. Enquanto no OFDM convencional cada subportadora é formatada por um pulso retangular, o FBMC introduz um novo grau de liberdade ao sistema: torna-se possível escolher o formato do pulso das subportadoras. Essa é a principal diferença conceitual entre o FBMC e o OFDM.

A motivação por trás dessa introdução de um novo grau de liberdade ao sistema se mostra

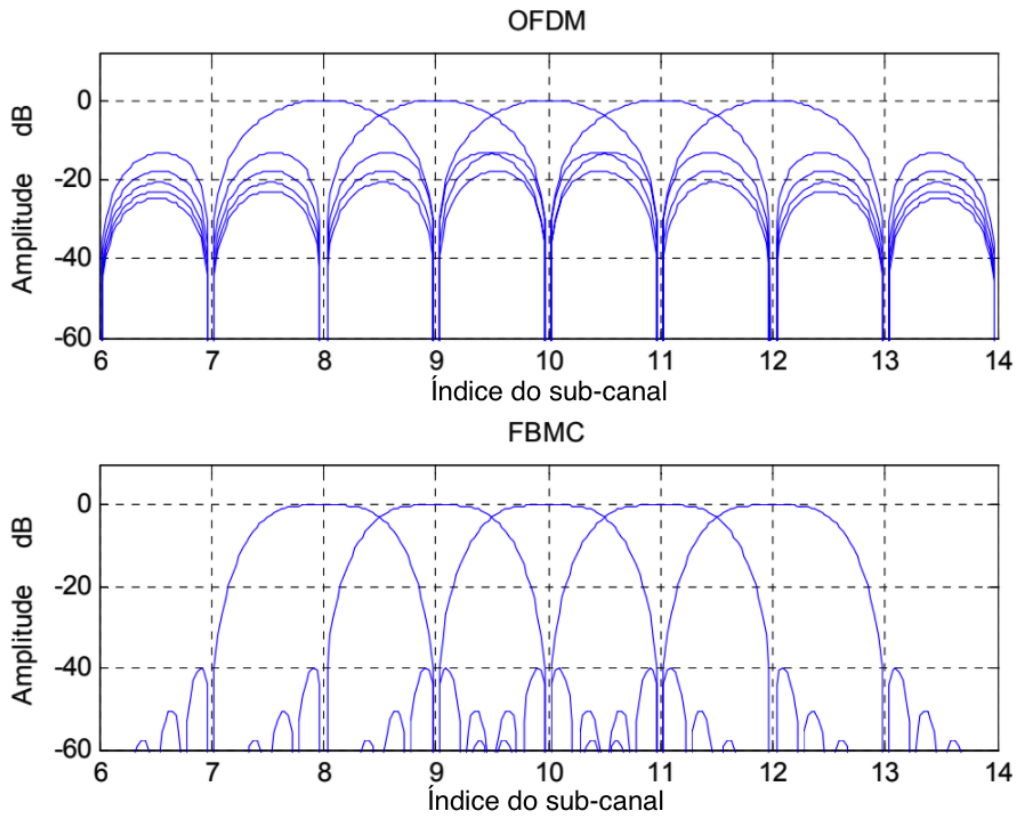


Figura 3.3: Comparação do espectros de amplitude do OFDM convencional e do FBMC, adaptado de [5].

extremamente relevante quando leva-se em conta o cenário a ser encontrado no 5G. Como no OFDM sempre utilizam-se pulsos retangulares, no domínio da frequência, tem-se sempre funções *sinc*, que concentram uma parcela significativa de sua potência nos lóbulos secundários, resultando em emissão fora de banda (problema já discutido no Capítulo 2). O FBMC visa permitir a escolha de outros formatos de pulso que resultem em um espectro com menos emissão fora de banda.

Na Figura 3.3, pode-se observar uma comparação entre o espectro de amplitude do OFDM e do FBMC. Claramente, o FBMC possui uma menor parcela da potência em seus lóbulos secundários do que o OFDM convencional.

A forma do espectro já é uma grande vantagem do FBMC sobre o OFDM convencional, porém, esse não é o único ponto positivo da candidata a forma de onda do 5G. O FBMC é mais robusto a perdas de sincronismo na frequência [18] e dispensa o uso de CP [19]. Por não possuir o *overhead* causado pelos CP, o FBMC possui uma eficiência espectral superior à do OFDM.

Com as diferenças na concepção do FBMC e do OFDM em mente, é possível entender como gerar um sinal FBMC, isto é, qual a estrutura do seu transceptor. Devido à necessidade de se filtrar cada subportadora, o transceptor FBMC é baseado em uma estrutura de banco de filtros, onde um filtro de resposta impulsional finita (FIR) protótipo é utilizado para cada subportadora. Justamente na escolha do filtro protótipo que reside a maior liberdade do FBMC. Na literatura, são exploradas diferentes formas de pulso [20]. O sistema FBMC implementado no simulador utilizado

por este trabalho é baseado no modelo OFDM/OQAM, no qual os símbolos são pré-processados utilizando-se a modulação *offset-QAM* (OQAM). A justificativa para o uso da modulação OQAM está relacionada à manutenção da ortogonalidade do sinal. Devido à operação de filtragem, o sinal FBMC não seria ortogonal e o esquema OQAM é utilizado justamente para garantir tal ortogonalidade.

Para manter o sinal ortogonal, o OQAM alterna, na frequência e no tempo, o envio da parte real e imaginária dos símbolos a serem transmitidos. Isso significa que, em um dado instante, as portadoras adjacentes na frequência transmitem as partes reais e imaginárias alternadamente. Da mesma forma, em uma dada frequência, são transmitidas partes reais e imaginárias de maneira alternada. Como a ortogonalidade entre os planos real e imaginário é mantida pelo OQAM, o uso de um CP não se faz mais necessário. Na Figura 3.4 é possível comparar o processo de envio de símbolos de um sistema QAM convencional e do OQAM.

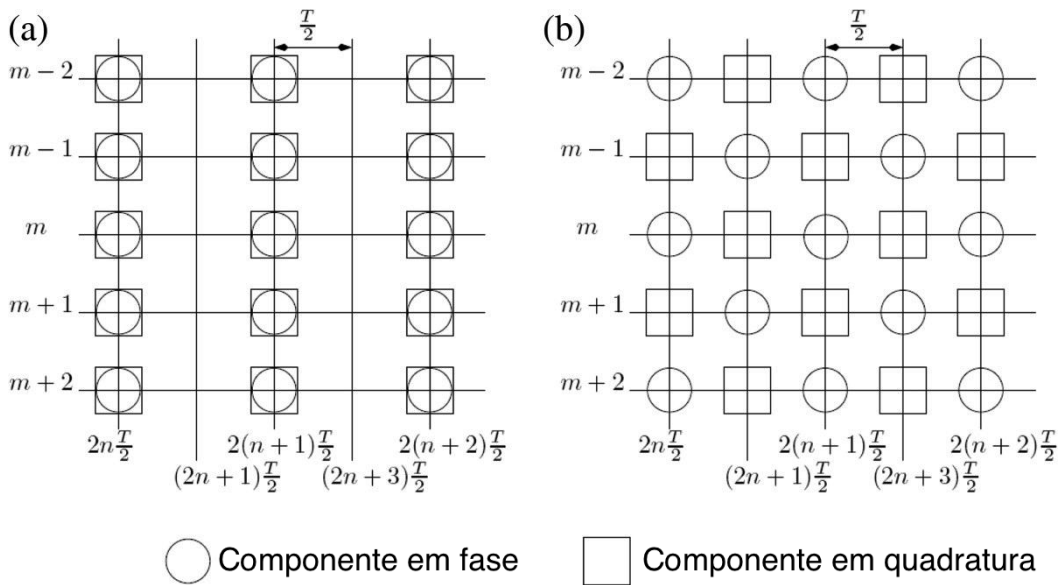


Figura 3.4: Recurso de comunicação para a modulação OQAM, onde o eixo vertical indica as subportadoras adjacentes e o eixo horizontal os símbolos adjacentes no tempo, adaptado de [6].

Na Figura 3.5, observa-se uma possível implementação de um transceptor FBMC. Os símbolos OQAM são distribuídos dentre as subportadoras e super-amostrados por um fator $M/2$, onde M é o tamanho do banco de filtros. Cada subportadora é filtrada por um filtro de resposta $G(z)$, o qual está centralizado em cada uma das subportadoras. Em seguida, todas as subportadoras são somadas, formando o sinal FBMC, e enviadas pelo canal, o qual introduz um atraso D . No receptor, o sinal é filtrado pelo filtro de resposta $F(z)$ – da mesma forma de $G(z)$ – e sub-amostrado à taxa $M/2$. Finalmente, faz-se o pós-processamento OQAM para recuperar os símbolos enviados. As operações de super-amostragem e sub-amostragem são utilizadas para o deslocamento na frequência para a frequência central dos filtros.

A implementação do sistema FBMC mostrada na Figura 3.5 é certamente possível, porém, ela é extremamente ineficiente do ponto de vista computacional. Foi justamente essa elevada complexidade computacional do FBMC que fez a indústria ficar um tanto relutante em adotá-lo quando foi

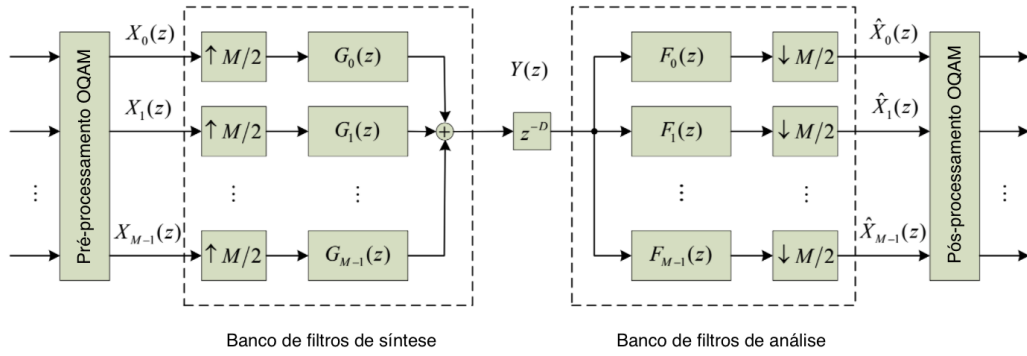


Figura 3.5: Possível implementação do transceptor FBMC [5].

inicialmente proposto [19]. Por outro lado, existe uma forma de implementar o FBMC de maneira extremamente eficiente: a partir da técnica de componentes polifásicas. Está fora do escopo deste trabalho a explicação detalhada da utilização de componentes polifásicas, basta manter em mente que ela é uma implementação do FBMC muito mais eficiente do que a mostrada na Figura 3.5. A ideia geral é que um filtro é dividido em vários sub-filtros. Dessa forma, não é mais necessário executar a convolução para cada subportadora com o seu filtro, reduzindo-se significativamente a complexidade computacional do transceptor FBMC. Uma explicação detalhada sobre a estrutura de componentes polifásicas pode ser encontrada em [21] e mais detalhes sobre essa implementação mais eficiente do FBMC com uma descrição matemática mais rigorosa pode ser encontrada em [18, 19, 22].

Em comparação com as demais formas de onda candidatas ao 5G, o FBMC é significativamente mais complexo. A implementação do FBMC a partir da estrutura com componentes polifásicas reduz a complexidade computacional de sua implementação, mas ainda assim se mostra mais complexa do que os transceptores do OFDM, f-OFDM e ZT-DS-OFDM. Apesar do bom desempenho, um outro ponto negativo do FBMC no contexto do 5G é que, por não ser baseado no OFDM – como algumas outras formas de onda candidatas – a transição do 4G para o 5G seria menos suave. Finalmente, um dos maiores problemas do FBMC para o 5G é a sua difícil integração com múltiplas antenas. Como discutido anteriormente, espera-se que o MIMO massivo seja uma peça fundamental da 5^a geração e a difícil utilização de MIMO-FBMC é um ponto sério a ser considerado [22].

Capítulo 4

Imperfeições de RF

4.1 Introdução

O processo de escolha de uma forma de onda para o 5G é uma tarefa árdua e que exige a análise do desempenho de cada esquema em diferentes cenários. É evidente que, para atingir os objetivos de desempenho do 5G delimitados no Capítulo 1, deve-se focar grande parte da atenção na eficiência espectral. Entretanto, tais aspectos por si só não são suficientes. Deve-se, também, avaliar o que pode efetivamente ser feito do ponto de vista de engenharia, considerando as diversas imperfeições e limitações inerentes aos circuitos que compõem o sistema de comunicação como um todo. Dessa forma, é imprescindível a análise da influência das imperfeições do *hardware* analógico de rádio frequência (RF) no desempenho das candidatas a forma de onda da 5^a geração de redes celulares. Uma análise de desempenho só é completa quando leva em conta as imperfeições de RF [23].

Dentre as diversas imperfeições RF existentes, destacam-se as não-linearidades dos amplificadores de potência, o desbalanceamento I/Q (das componentes em fase e em quadratura) e o ruído de fase, cada qual com diferentes níveis de degradação do sistema. As não-linearidades estão presentes no transmissor e são advindas de amplificadores de potência, o desbalanceamento I/Q está presente no transmissor e no receptor e é advindo dos misturadores e o ruído de fase é advindo dos osciladores locais. Este capítulo é dedicado à modelagem matemática que serve de base para a implementação dessas imperfeições no simulador.

Nos sistemas reais podem ser, ainda, aplicadas técnicas de processamento de sinais com o intuito de compensar ao máximo cada uma das imperfeições de RF. Em cada seção deste capítulo, são indicadas, brevemente, as abordagens mais comuns na literatura para cada imperfeição.

Todas as imperfeições aqui descritas, com exceção do desbalanceamento I/Q, foram implementadas pelo autor deste trabalho.

4.2 Amplificador não-linear

Os amplificadores de potência estão presentes em praticamente todos os sistemas de comunicação atuais. Por outro lado, na análise do desempenho de um sistema, deve-se levar em conta o fato de os amplificadores serem não-lineares. Idealmente, um amplificador de potência simplesmente forneceria um ganho de potência ao sinal apresentado em sua entrada. Todavia, os amplificadores reais saturam, isto é, eles possuem uma região linear onde operam como amplificadores ideais, mas, a partir de certa potência, deixam de amplificar o sinal de entrada. Dessa forma, as amplitudes mais elevadas não são tão amplificadas quanto as amplitudes mais baixas quando opera-se próximo à região de saturação. Caso a amplitude do sinal na entrada seja superior à saturação do amplificador, o sinal da saída é, ainda, cortado. Essa amplificação desigual das diferentes componentes de um mesmo sinal causa distorção, degradando significativamente o desempenho de um dado sistema de comunicação.

Para evitar o problema da saturação, deseja-se sempre operar na região linear do amplificador. Entretanto, quanto maior a região linear, mais caro é o equipamento e menos eficiente é o amplificador [23]. Quando operam longe da região de saturação, os amplificadores acabam por dissipar mais calor em vez de efetivamente amplificar o sinal, implicando, assim, em um maior consumo de potência. Na prática, com base na potência média do sinal de entrada ($P_{med,in}$), determina-se um recuo da região de saturação, isto é, um *back-off* de entrada (IBO). Dessa forma, a potência média do sinal de entrada está a IBO dB da potência de saturação do amplificador ($P_{sat,in}$), isto é:

$$IBO|_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{sat,in}}{P_{med,in}} \right) \quad (4.1)$$

$$P_{sat,in}|_{dBm} = P_{med,in}|_{dBm} + IBO|_{dB} \quad (4.2)$$

A partir da descrição anterior, fica claro que os amplificadores não-lineares podem ser particularmente problemáticos para sinais cuja amplitude máxima é muito superior à amplitude média, isto é, sinais com elevado PAPR (*peak-to-average power ratio*). Esse é o caso dos sinais OFDM e de outras formas de onda candidatas do 5G, justificando-se, assim, a importância de se simular um amplificador não-linear no transmissor.

Em suma, a não-linearidade dos amplificadores afeta o sistema principalmente causando alargamento espectral e distorcendo o sinal. O fato de os amplificadores cortarem bruscamente o sinal quando saturam faz com que surjam componentes de frequência mais elevadas – as quais estão relacionadas a essas variações abruptas. Dessa maneira, surgem componentes de frequência fora da banda alocada para o sistema, as quais podem interferir com canais adjacentes.

Existem diferentes maneiras de se modelar um amplificador não-linear. Um dos modelos adotados neste trabalho é o modelo Rapp [24], o qual representa um amplificador de estado sólido. Tal modelo, fornece a descrição matemática para a característica de transferência do amplificador não-linear. Sendo $x(t)$ o sinal na entrada do amplificador, representado por sua amplitude ($A(t)$) e fase ($\theta(t)$), e $y(t)$ o sinal na saída do amplificador, temos:

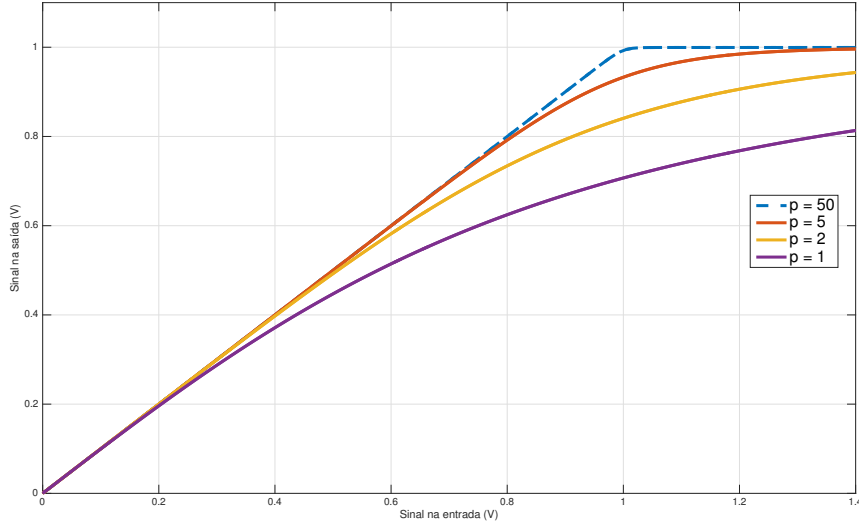


Figura 4.1: Característica de transferência do amplificador do modelo Rapp para diferentes valores do fator de suavidade p

$$x(t) = A(t)e^{j\theta(t)} \quad (4.3)$$

$$y(t) = G[A(t)]e^{j\theta(t)} \quad (4.4)$$

Nota-se que $G[\cdot]$ representa o ganho de amplitude, denominada transferência AM/AM, e, no modelo seguido, a fase permanece inalterada. Outros modelos de amplificador não-linear levam em conta a característica AM/PM, alterando a fase do sinal de entrada, o que não é o caso do modelo de Rapp.

A função $G[\cdot]$ no modelo Rapp é dada por:

$$G[A(t)] = \frac{vA(t)}{\left[1 + \left(\frac{vA(t)}{A_0}\right)^{2p}\right]^{1/2}}, \quad (4.5)$$

em que $A(t)$ representa a amplitude do sinal de entrada no instante de tempo t , A_0 representa a amplitude máxima do amplificador (ponto de saturação), v representa o ganho de pequenos sinais e p representa o fator de suavidade. Para simular tal amplificador, determina-se, primeiramente, a amplitude máxima A_0 a partir da potência média do sinal de entrada e do *back-off* de entrada desejado. Como, em geral, deseja-se simular apenas a imperfeição do amplificador e não amplificar efetivamente o sinal de entrada, utiliza-se $v = 1$. O parâmetro p pode variar, como é mostrado na Figura 4.1, porém, para as simulações, escolheu-se $p = 2$, por ser um valor que produz uma curva de transferência próxima da curva de amplificadores reais.

Existem diferentes técnicas exploradas na literatura para a compensação das não-linearidades

de amplificadores de potência. Dentre elas, destacam-se a pré-distorção do sinal para compensar o efeito dos amplificadores [23], utilização de codificação de canal [25] e métodos de correção iterativos [26, 13].

4.3 Amplificador não-linear com memória

O modelo de amplificador não-linear apresentado na subseção anterior possui uma característica de transferência AM/AM estática. Como no caso anterior o sinal de saída depende apenas do sinal de entrada no presente, o amplificador é dito sem memória. Na prática, à medida que a largura de banda dos sinais amplificados aumenta, o modelo anterior se torna mais distante da realidade. O que acontece é que os componentes do circuito de amplificação respondem de forma diferente aos diferentes componentes frequência e, quando o sinal possui banda larga, essas diferenças na resposta não podem mais ser negligenciadas.

O 5G possuirá uma largura de banda de, aproximadamente, 1 GHz. Logo, um modelo mais próximo da realidade deve ser usado para a representação dos amplificadores não-lineares e os chamados efeitos de memória. Como explorado em detalhes em [27], os efeitos de memória são advindos de propriedades elétricas e eletro-térmicas do circuito de amplificação.

As expressões convencionais de característica AM/AM e AM/PM não são suficientes para a representação da natureza variante no tempo desses amplificadores. Uma das ferramentas matemáticas capazes de representar a relação entre os sinais na entrada e na saída do amplificador são as séries de Volterra, as quais representam tanto as não-linearidades quanto os efeitos de memória.

Sendo $x(t)$ o sinal na entrada do amplificador e $y(t)$ o sinal na saída do amplificador, a relação entre tais sinais é dada pela relação 4.6 [28].

$$y(t) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^K b_{kq} x(t - q\tau) |x(t - q\tau)|^{2(k-1)} \quad (4.6)$$

Na Equação 4.6, Q é a profundidade de memória, K é o grau do polinômio considerado para representar a não-linearidade do amplificador, τ é o atraso considerado e os termos b_{kq} são coeficientes complexos que caracterizam fisicamente o amplificador utilizado.

Para a implementação da Equação 4.6 no simulador, deve-se, primeiramente, escolher a profundidade de memória desejada (Q) e o grau do polinômio considerado (K). Este trabalho, com base em [28], adotou $Q = 2$ e $K = 5$, notando-se, ainda, que consideram-se apenas os valores ímpares de k . Nessa situação, desenvolvendo-se um pouco mais a Equação 4.6, chega-se na expressão 4.7.

Tabela 4.1: Valores dos coeficientes complexos para o amplificador simulado

| | $q = 0$ | Coeficiente | $q = 1$ | Coeficiente | $q = 2$ | Coeficiente |
|---------|----------|---------------------|----------|---------------------|----------|---------------------|
| $k = 1$ | b_{10} | $1,0513 + j0,0904$ | b_{11} | $-0,0680 - j0,0023$ | b_{12} | $0,0289 - j0,0054$ |
| $k = 3$ | b_{30} | $-0,0542 - j0,2900$ | b_{31} | $0,2234 + j0,2317$ | b_{32} | $-0,0621 - j0,0932$ |
| $k = 5$ | b_{50} | $-0,9657 - j0,7028$ | b_{51} | $-0,2451 - j0,3735$ | b_{52} | $0,1229 + j0,1508$ |

$$\begin{aligned}
 y(t) = & \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ ímpar}}}^5 b_{k0} x(t) |x(t)|^{2(k-1)} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ ímpar}}}^5 b_{k1} x(t - \tau) |x(t - \tau)|^{2(k-1)} + \\
 & \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ ímpar}}}^5 b_{k2} x(t - 2\tau) |x(t - 2\tau)|^{2(k-1)}
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Logo, para $Q = 2$, $K = 5$ e considerando-se apenas valores ímpares de k , fica claro que os coeficientes complexos necessários para montar a expressão da característica de transferência são: $b_{10}, b_{30}, b_{50}, b_{11}, b_{31}, b_{51}, b_{12}, b_{32}$ e b_{52} . Tais coeficientes devem ser determinados a partir de estimação e identificação de amplificadores comerciais. Este trabalho utiliza os coeficientes presentes em [29], os quais foram determinados empiricamente para um amplificador comercial de classe AB. A Tabela 4.1 mostra os valores adotados.

A compensação dos amplificadores não-lineares com memória é mais complexa do que a compensação do caso sem memória, principalmente pelo fato de a transferência do amplificador variar ao longo do tempo. Uma das formas de realizar tal compensação é pela pré-distorção do sinal na entrada do amplificador, mas sob uma ótica adaptativa, uma vez que a distorção aplicada deve ser diferente com o passar do tempo. Na literatura, a técnica de pré-distorção do sinal (DPD, *digital predistortion*) é explorada extensivamente [29, 30]. A referência [13], a qual é, em parte, contribuição deste projeto, avalia a DPD para algumas formas de onda candidatas ao 5G.

4.4 Desbalanceamento I/Q

O desbalanceamento I/Q é advindo dos misturadores presentes nos transmissores e receptores do sistema de comunicação. O desbalanceamento consiste em desvios no ganho e na fase nos ramos I (em fase) e Q (em quadratura) dos misturadores utilizados [23].

Sendo $s(t)$ o sinal no transmissor antes do misturador e $\hat{s}(t)$ o sinal no transmissor após o misturador, tem-se as Equações 4.8, 4.9 e 4.10, as quais modelam o desbalanceamento I/Q do transmissor. Os parâmetros ϵ_{tx} e θ_{tx} são, respectivamente, os desvios de amplitude e fase do misturador do transmissor.

$$\hat{s}(t) = \alpha s(t) + \beta s^*(t) \tag{4.8}$$

$$\alpha = \cos(\theta_{tx}) - j\epsilon_{tx} \sin(\theta_{tx}) \quad (4.9)$$

$$\beta = \epsilon_{tx} \cos(\theta_{tx}) + j \sin(\theta_{tx}) \quad (4.10)$$

Por outro lado, sendo $r(t)$ o sinal recebido antes do misturador do receptor e $\hat{r}(t)$ o sinal no receptor após o misturador, tem-se as Equações 4.11, 4.12 e 4.13. Os parâmetros ϵ_{rx} e θ_{rx} são, respectivamente, os desvios de amplitude e fase do misturador do receptor.

$$\hat{r}(t) = \gamma r(t) + \delta r^*(t) \quad (4.11)$$

$$\gamma = \cos(\theta_{rx}) - j\epsilon_{rx} \sin(\theta_{rx}) \quad (4.12)$$

$$\delta = \epsilon_{rx} \cos(\theta_{rx}) + j \sin(\theta_{rx}) \quad (4.13)$$

Para a implementação do desbalanceamento I/Q no simulador, deve-se realizar as transformações mostradas nas Equações 4.8 e 4.11, deixando-se como parâmetros os valores escolhidos para ϵ_{tx} , θ_{tx} , ϵ_{rx} e θ_{rx} . Alguns valores típicos para os parâmetros seriam entre 5° e 8° para os desvios de fase e entre 3% e 8% para os desvios de amplitude [31].

Existem abordagens diferentes exploradas na literatura para o convívio com o desbalanceamento I/Q. É possível tanto mitigar o desbalanceamento I/Q, como explorado em [23], quanto tirar proveito de sua presença em alguns sistemas, como mostrado em [31].

4.5 Ruído de fase

De forma geral, os sistemas de comunicação possuem osciladores locais para a realização de duas tarefas. São elas a translação em frequência dos sinais e separação de canais. Idealmente, os osciladores apresentariam como saída apenas uma única portadora com amplitude e frequência constantes. Todavia, não é exatamente isso que se observa na prática. Na realidade, existe uma variação aleatória na frequência do oscilador local, o que pode implicar em uma degradação severa no desempenho do sistema de comunicação.

A magnitude do ruído de fase introduzido por um oscilador está relacionada com o desempenho desse equipamento. Portanto, existe uma solução de compromisso inerente entre o custo do oscilador e o ruído de fase presente.

Grande parte das formas de onda candidatas do 5G é baseada no OFDM. O OFDM, por sua vez, é especialmente sensível a desvios na frequência do oscilador local já que a ortogonalidade entre suas subportadoras é quebrada com tais variações. Logo, a contabilização do ruído de fase

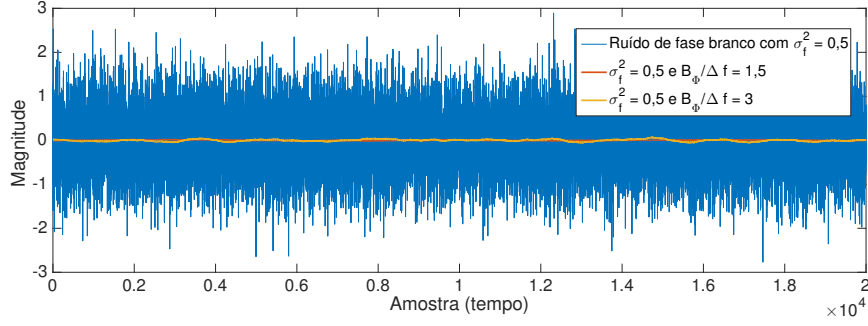


Figura 4.2: Variação do quociente $B_\Phi/\Delta f$ para o ruído de fase.

por meio de simulações é pertinente para a análise das diferentes candidatas a forma de onda do 5G.

O ruído de fase $\Phi_f(t)$ pode ser modelado como um processo aleatório Gaussiano com média zero e variância σ_f^2 com função de autocorrelação dada pela Equação 4.14 e cuja densidade espectral de potência é igual à Equação 4.15 [32]¹.

$$R_{\Phi_f}(\tau) = \sigma_f^2 \delta(\tau) \quad (4.14)$$

$$S_{\Phi_f}(f) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} R_{\Phi_f}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} = \sigma_f^2 \quad (4.15)$$

O ruído branco é, então, passado por um filtro passa-baixas, para que se torne limitado em banda. A largura de banda do ruído é dada por B_Φ . Neste trabalho, a largura de banda B_Φ é analisada em conjunto com o espaçamento entre as portadoras, isto é, analisa-se o quociente $B_\Phi/\Delta f$. O efeito da variação do quociente $B_\Phi/\Delta f$ pode ser observado na Figura 4.2. A justificativa de se filtrar o ruído de fase é que a portadora na saída do oscilador possui algumas perturbações aleatórias, porém, elas não são tão abruptas quanto as variações causadas pelo ruído branco, traço em azul na Figura 4.2.

A modelagem do ruído de fase no receptor é feita de acordo com a expressão 4.16, sendo $r(t)$ o sinal após o canal e $\hat{r}(t)$ o sinal após o oscilador local presente no receptor.

$$\hat{r}(t) = r(t)e^{j\Phi_f(t)}, \quad \Phi_f(t) \sim N(0, \sigma_f^2) \quad (4.16)$$

Os efeitos principais do ruído de fase são a rotação da constelação e interferência entre as portadoras (ICI, *inter-carrier interference*). As referências [32, 34] analisam em mais detalhes cada um desses efeitos, tanto do ponto de vista teórico quanto a partir de simulações.

A compensação do ruído de fase é também abordada na literatura [32]. Em boa parte dos casos, são usados tons pilotos para estimar o ruído de fase e compensar a rotação causada na constelação

¹Existem outras formas para se modelar o ruído de fase $\Phi_f(t)$, como pode ser verificado em [33]. Este trabalho segue a modelagem feita em [32]

recebida. É possível, também, mitigar a ICI, como é mostrado em [23].

Capítulo 5

Múltiplas Antenas

5.1 Introdução

Visualizando o canal de comunicação como um bloco, pode-se classificar os sistemas de comunicação de acordo com o seu número de entradas e de saídas. Os sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas são os chamados sistemas MIMO (*multiple-input multiple-output*). O MIMO é implementado quando utilizam-se múltiplas antenas de transmissão e múltiplas antenas de recepção.

Existem três principais vantagens que podem ser exploradas em sistemas MIMO se comparados aos sistemas SISO (*single-input single-output*), isto é, com apenas uma antena de transmissão e uma antena de recepção. Primeiramente, pode-se optar por manter a taxa de transmissão constante e utilizar as técnicas de diversidade espacial, as quais aumentam a disponibilidade do sistema. Por outro lado, o uso de múltiplas antenas aumenta a capacidade do canal, tornando-se possível aumentar agressivamente a taxa de transmissão dados do sistema com a multiplexação espacial. Além disso, pode-se usar técnicas de *beamforming*, as quais são baseadas no direcionamento da energia do sinal transmitido [2].

Uma das formas de se aumentar a capacidade dos sistemas 5G será o aumento da banda utilizada, a qual passará a incluir as chamadas ondas milimétricas. Por conta da elevada frequência dessa parcela do espectro, as células do 5G serão fundamentalmente diferentes das células hoje utilizadas, uma vez que a atenuação sofrida é diretamente proporcional à frequência. Dessa forma, serão empregadas células bem menores, as chamadas pico-células e femto-células, de forma a conviver com a elevada atenuação. A solução encontrada para a utilização dessas células reduzidas é o emprego do *beamforming*, no qual direciona-se a energia do sinal transmitido. Para a futura geração de redes celulares, espera-se que sejam utilizados os sistemas MIMO massivos, isto é, com um número extremamente elevado de antenas, na ordem das centenas. O MIMO massivo possibilitará, além do aumento da disponibilidade e da capacidade do canal, o uso de técnicas como o *beamforming* [11].

O maior foco deste capítulo é a apresentação dos aspectos fundamentais dos sistemas MIMO: das técnicas de diversidade espacial e de multiplexação espacial. Para a implementação no simu-

lador, foi escolhido apenas o OFDM, por conta de sua simplicidade, tendo em vista que outras candidatas a forma de onda do 5G, como o FBMC, exigem um processamento mais complexo para que se possa utilizar os sistemas MIMO. Além disso, este projeto ficou limitado a sistemas MIMO com diversidade de transmissão 2×2 , com duas antenas no transmissor e duas antenas no receptor mantendo-se a taxa de transmissão constante, o que ainda é bem distante da realidade do MIMO massivo a ser empregado no 5G. Com a implementação feita no simulador, torna-se relativamente direta a extensão da diversidade de transmissão para um número arbitrário de antenas de recepção, assim, com base no que encontra-se implementado, é simples a extensão para sistemas $2 \times N_r$, onde N_r é o número de antenas de recepção. A ideia principal deste capítulo é apresentar a fundamentação teórica dos sistemas MIMO para que, futuramente, possa-se escalar o simulador para suportar sistemas com MIMO massivo, os quais são peça fundamental na futura 5ª geração.

5.2 Diversidade espacial

A ideia por trás das técnicas de diversidade é explorar a variação inerente ao canal de comunicação e introduzir redundância ao sistema. No caso da diversidade espacial, explora-se o fato que o desvanecimento do canal é diferente e independente para sinais que percorrem caminhos distintos. Tal situação ocorre, por exemplo, quando envia-se um sinal de uma antena de transmissão e são recebidas N_r versões diferentes nas N_r antenas de recepção, supondo que as antenas de recepção estejam suficientemente separadas fisicamente. Na situação descrita, o receptor possui N_r cópias do sinal enviado e realiza alguma forma de processamento para maximizar a razão sinal ruído do sistema e minimizar a quantidade de erros cometidos na detecção. Logo, nota-se que o uso da diversidade espacial aumenta a disponibilidade do sistema sem a necessidade de aumentar a largura de banda, como é o caso das diversidades de frequência e temporal.

Os ganhos advindos da diversidade espacial podem ser divididos em dois: o ganho de diversidade e o ganho de arranjo. O ganho de diversidade impacta diretamente a disponibilidade do sistema e está relacionado ao fato de as versões do sinal recebido terem percorrido por múltiplos canais. Por outro lado, o ganho de arranjo aumenta a razão sinal ruído do sistema a partir da combinação das diversas versões recebidas. Como aumenta-se a razão sinal ruído (SNR), o uso de diversidade espacial aumenta, também, a capacidade do sistema.

O uso da diversidade espacial pode ser de recepção, quando há uma única antena de transmissão e N_r antenas de recepção, de transmissão, onde N_t antenas de transmissão transmitem o sinal para uma única antena de recepção, ou uma combinação de ambas, isto é, em um sistema MIMO $N_t \times N_r$.

As subseções seguintes analisam, matematicamente, o que acontece quando os esquemas de diversidade de recepção e de transmissão são empregados em um sistema.

5.2.1 Diversidade espacial de recepção

A análise de um sistema com diversidade espacial de recepção é relativamente direta. Para tanto, considera-se que o sistema disponha de apenas uma antena de transmissão e N_r antenas de

recepção. A motivação para a concepção de um sistema dessa forma, como dito anteriormente, reside no fato de o desvanecimento causado pelo canal variar ao longo do tempo e a utilização de múltiplas antenas no receptor cria, de certa forma, canais independentes em paralelo. Cabe, então, ao receptor realizar alguma forma de processamento com o intuito de combinar as N_r versões do sinal recebido e minimizar, assim, a probabilidade de erro de bit do sistema.

A técnica de processamento mais simples a ser realizada pelo receptor é a chamada *selection combining* (SC). No SC, o receptor monitora constantemente a razão sinal ruído dos N_r sinais sendo recebidos pelas antenas. Então, o receptor simplesmente seleciona aquela versão com a maior razão sinal ruído. O SC não é muito eficiente, uma vez que utiliza-se apenas um dos N_r sinais recebidos e os $N_r - 1$ demais sinais são descartados.

Uma outra forma de processar as versões do sinal recebidas é o *maximal ratio receive combining* (MRRC). Diferentemente do SC, no MRRC todas as versões do sinal recebidas são utilizadas. O receptor realiza uma soma ponderada de todas as cópias do sinal recebido, maximizando a razão sinal ruído do sistema [2].

A Figura 5.1 mostra os esquemáticos de ambas as técnicas SC e MRRC. Tais técnicas apresentam algumas desvantagens intrínsecas. Como as múltiplas antenas encontram-se no receptor, os quais, no geral, são as unidades móveis, o uso deste esquema implica em um aumento no custo, no consumo de potência e no tamanho de tais unidades. Com essa desvantagem fundamental em mente que o esquema de diversidade espacial de transmissão é introduzido.

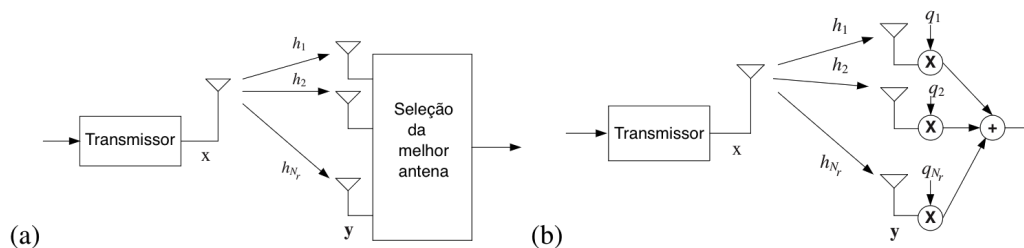


Figura 5.1: Processamento no receptor para diversidade espacial de recepção [2] (a) SC (b) MRRC

5.2.2 Diversidade espacial de transmissão

A diversidade espacial de transmissão é menos intuitiva do que a de recepção e, por questões de interferência, exige um tratamento diferenciado dos símbolos tanto no transmissor quanto no receptor. Por outro lado, uma grande vantagem da diversidade espacial de transmissão sobre a de recepção é o fato de as múltiplas antenas estarem no transmissor, que em sistemas móveis consiste em uma torre central a qual atende à diversas unidades móveis. Dessa forma, os custos do processamento e do *hardware* exigidos são significativamente reduzidos.

A diversidade espacial de transmissão pode ser de malha aberta ou de malha fechada. Neste trabalho, aborda-se apenas o caso de malha aberta, quando o transmissor não tem conhecimento sobre o canal.

Os esquemas de diversidade espacial de transmissão de malha aberta realizam uma forma de

espalhamento do sinal no espaço e no tempo. A ideia é que, para evitar interferência entre os sinais transmitidos, uma forma de pré-codificação é aplicada aos símbolos a serem enviados no transmissor e, depois, o receptor, o qual conhece tal código, decodifica e combina os símbolos recebidos. Uma das formas de se realizar essa pré-codificação de decodificação foi proposta por Alamouti [7], a qual tornou-se popular por sua simplicidade de implementação e baixa complexidade computacional. Além disso, quando foi proposta em 1998, a diversidade espacial de Alamouti ganhou atenção por atingir resultados comparáveis ao MRRC, mas utilizando múltiplas antenas no transmissor e não no receptor. Por sua vez, uma estação base transmissora serve a milhares de unidades móveis, fazendo com que a adição de mais antenas seja mais barata.

Para começar a análise da codificação espaço-temporal de Alamouti, avalia-se um sistema com duas antenas de transmissão e uma única antena de recepção, como mostrado na Figura 5.2. A ideia da codificação espaço-temporal de Alamouti não é aumentar a taxa de transmissão de dados do sistema, mas sim explorar os ganhos relacionados à diversidade espacial. Dessa forma, para manter a taxa constante, são enviados dois símbolos a cada dois intervalos de símbolo de acordo com a sequência mostrada na Tabela 5.1. Com apenas uma antena, o símbolo s_0 seria enviado no instante inicial e o símbolo s_1 seria enviado no intervalo de símbolo seguinte.

Tabela 5.1: Esquema de codificação de Alamouti

| | Antena 0 | Antena 1 |
|--------------------|-----------------|-----------------|
| Tempo t | s_0 | s_1 |
| Tempo t + T | $-s_1^*$ | s_0^* |

O canal é modelado como um fator multiplicativo complexo, o qual varia ao longo do tempo. Para a antena 0, tem-se o canal $h_0(t)$ e para a antena 1, tem-se o canal $h_1(t)$. Supõe-se, ainda, que o canal não varie dentro de um intervalo de símbolo, isto é

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t + T) = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t + T) = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \tag{5.1}$$

A partir da Figura 5.2, nota-se que os sinais recebidos pela antena de recepção são dados pela Equação 5.2, onde n_0 e n_1 são os ruídos presentes nos instantes t e $t + T$, respectivamente.

$$\begin{aligned} r_o &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \tag{5.2}$$

O receptor deve, então, combinar as versões do sinal recebidas a fim de obter a sequência de símbolos originais. O esquema de combinação proposto por Alamouti é dado pela Equação 5.3.

$$\begin{aligned} \hat{s}_o &= h_0^* r_o + h_1 r_1^* \\ \hat{s}_1 &= h_1^* r_o - h_0 r_1^* \end{aligned} \tag{5.3}$$

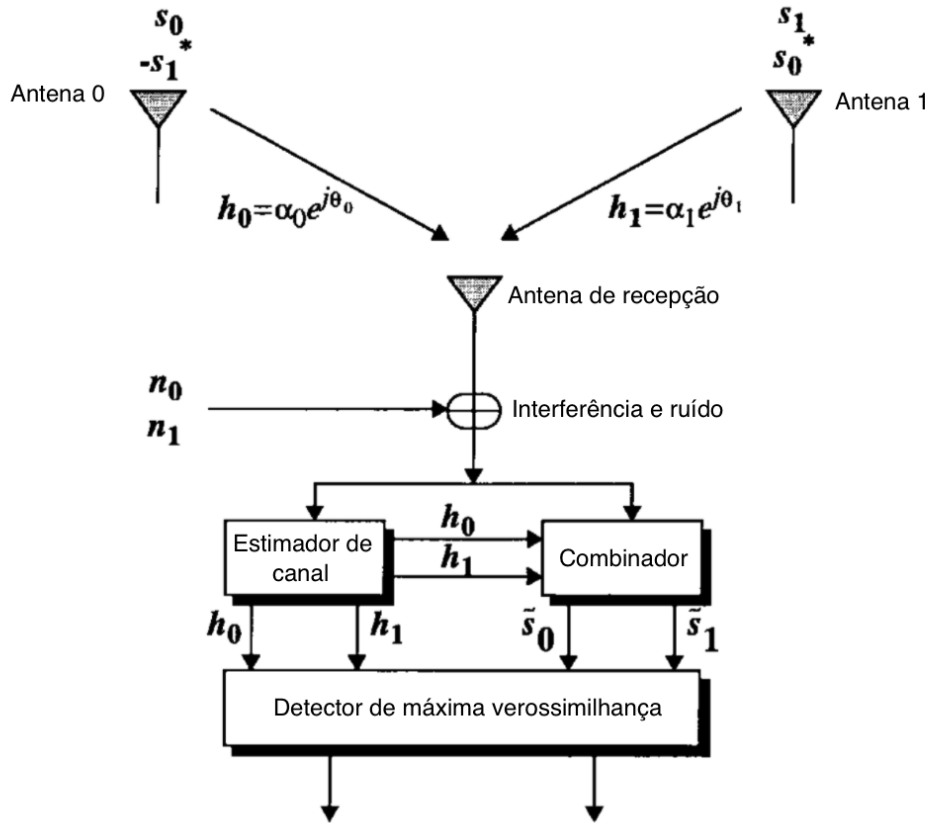


Figura 5.2: Esquema de Alamouti para duas antenas de transmissão e uma antena de recepção, adaptado de [7].

Dessa forma, substituindo as Equações 5.1 e 5.2 na Equação 5.3, temos:

$$\begin{aligned}\hat{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1n_1^* \\ \hat{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)s_1 - h_0n_1^* + h_1^*n_0\end{aligned}\tag{5.4}$$

O ponto mais importante a ser notado na Equação 5.4 é o fato de se ter conseguido eliminar a interferência entre os símbolos recebidos. O símbolo \hat{s}_0 é dado por s_0 multiplicado por uma constante mais termos de ruído. Analogamente, o símbolo \hat{s}_1 é dado por s_1 multiplicado por uma constante mais termos de ruído. Os símbolos s_0 e s_1 são estimados a partir de \hat{s}_0 e \hat{s}_1 com um detector de máxima verossimilhança. Assim, fica mostrado que é possível obter diversidade espacial de transmissão.

Outra questão importante, destacada por [7], é a facilidade de se escalar esse sistema 2×1 para um sistema $2 \times N_r$, isto é, com duas antenas de transmissão e N_r antenas de recepção. A utilização de mais de 2 antenas de transmissão também é possível, porém, a transição não é tão direta, uma vez que deve-se alterar a pré-codificação realizada. Em geral, o que se faz para a utilização de mais antenas de transmissão é o empilhamento de blocos com apenas duas antenas de transmissão. Por exemplo, para a obtenção de um sistema MIMO com diversidade espacial de transmissão 4×2 , faz-

se o empilhamento de dois blocos 2×1 seguindo o esquema de Alamouti convencional. Diferentes quantidades de antenas de transmissão e recepção são obtidas de maneira análoga. Existem, também, códigos espaço-temporais para outros números de antenas, mas nenhum deles com taxa igual a um e ganho de diversidade total. Neste momento, foca-se somente na generalização do esquema de transmissão de Alamouti para o caso $2 \times N_r$, que foi parcialmente implementado em simulação.

Para um sistema MIMO $2 \times N_r$, nota-se que o canal de transmissão pode ser descrito pela matriz \mathbf{H} :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & h_{02} & \dots & h_{0N_r-1} \\ h_{10} & h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_r-1} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Aplicando-se o esquema de Alamouti nos símbolos transmitidos, como descrito anteriormente, os sinais recebidos por cada antena são dados por $r_0(0), r_0(T), r_1(0), r_1(T), \dots, r_{N_r-1}(0), r_{N_r-1}(T)$, onde $r_i(0)$ representa o símbolo recebido pela i -ésima antena no instante zero e $r_i(T)$ representa o símbolo recebido pela i -ésima antena um intervalo de símbolo depois.

Dessa forma, a combinação dos sinais recebidos pelas N_r antenas deve ser feita de acordo com a Equação 5.6, de tal forma a recuperar os símbolos s_0 e s_1 .

$$\begin{aligned} \hat{s}_0 &= h_{00}^* r_0(0) + h_{10}^* r_0^*(T) + h_{01}^* r_1(0) + h_{11}^* r_1^*(T) + \dots + h_{0N_r-1}^* r_{N_r-1}(0) + h_{1N_r-1}^* r_{N_r-1}^*(T) \\ \hat{s}_1 &= h_{10}^* r_0(0) - h_{00}^* r_0^*(T) + h_{11}^* r_1(0) - h_{01}^* r_1^*(T) + \dots + h_{1N_r-1}^* r_{N_r-1}(0) - h_{0N_r-1}^* r_{N_r-1}^*(T) \end{aligned} \quad (5.6)$$

Finalmente, fazendo as devidas substituições de maneira análoga ao sistema 2×1 , chega-se à Equação 5.7, onde os símbolos originais foram devidamente recuperados e pode-se, então, utilizar um detector de máxima verossimilhança. Os termos N_0 e N_1 são os termos de ruído que aparecem de forma análoga à Equação 5.4.

$$\begin{aligned} \hat{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \dots + \alpha_{N_r-1}^2) s_0 + N_0 \\ \hat{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \dots + \alpha_{N_r-1}^2) s_1 + N_1 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Para a implementação de um sistema $2 \times N_r$ generalizado em simulação deve-se construir um combinador que funcione para um número arbitrário de antenas de recepção. Para tanto, o ponto fundamental a ser notado na Equação 5.6 é o fato de cada antena de recepção contribuir para as expressões com dois termos, cada um advindo do canal com cada uma das antenas de transmissão. O padrão desse dois termos de cada antena é o mesmo daquele de um sistema 2×1 . Dessa forma, o problema se resume a fazer sucessivas combinações seguindo o esquema de Alamouti 2×1 , somando, então, a contribuição de cada uma das antenas de recepção.

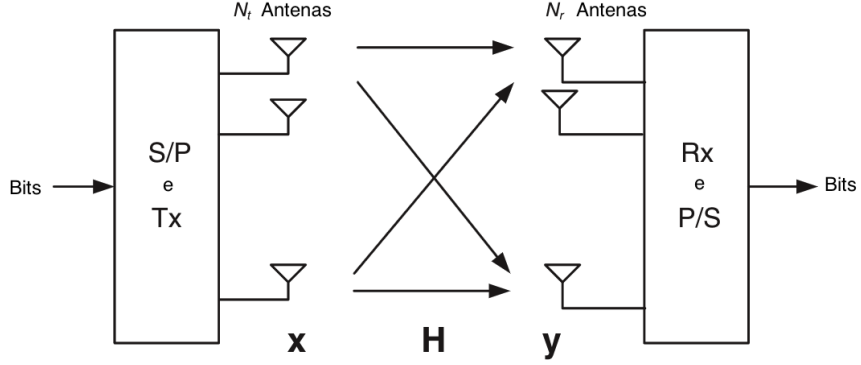


Figura 5.3: Esquema de multiplexação espacial $N_t \times N_r$, modificado de [2]

5.3 Multiplexação espacial

Enquanto nas técnicas de diversidade a taxa de transmissão de dados permanece a mesma e a ideia é melhorar a disponibilidade do sistema, a multiplexação espacial visa o aumento da taxa transmitida, enviando sequências de símbolos independentes de cada uma das N_t antenas de transmissão. As técnicas de multiplexação espacial se mostram de extrema importância para os sistemas modernos, os quais devem funcionar com eficiências espectrais cada vez mais altas. Caso o sistema possua N_t antenas de transmissão, após a decodificação dos bits no receptor, a eficiência espectral é aumentada por um fator menor ou igual a $\min(N_t, N_r)$, uma vez que aumenta-se a taxa pelo mesmo fator e a largura de banda ocupada permanece inalterada.

Quando considera-se um sistema $N_t \times N_r$, isto é, com N_t antenas de transmissão e N_r antenas de recepção, o que deve ser feito é eliminar a interferência das N_t sequências de símbolos recebidas em cada uma das N_r antenas. Nota-se, pela própria formulação do problema a ser solucionado para viabilizar a multiplexação espacial, que tem-se um problema muito semelhante ao da mitigação de interferência em canais com múltiplos percursos, onde faz-se o uso de equalizadores.

Para o sistema mostrado na Figura 5.3, temos que os sinais recebidos são dados pela Equação 5.9.

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N_r-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & \dots & h_{0N_t-1} \\ h_{10} & h_{11} & \dots & h_{1N_t-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{(N_r-1)0} & h_{(N_r-1)1} & \dots & h_{(N_r-1)(N_t-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N_t-1} \end{bmatrix} + n \quad (5.8)$$

$$\mathbf{y}_{N_r \times 1} = \mathbf{H}_{N_r \times N_t} \mathbf{x}_{N_t \times 1} + \mathbf{n}_{N_r \times 1} \quad (5.9)$$

A decodificação ótima feita a partir da Equação 5.9 consiste em um detector de máxima verossimilhança, o qual encontraria o vetor $\hat{\mathbf{x}}$ o qual minimiza a Equação 5.10

$$\hat{\mathbf{x}} = \operatorname{argmin} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2 \quad (5.10)$$

Claramente, a avaliação da Equação 5.10 é complexa computacionalmente. Quando utiliza-se um esquema de modulação de ordem M , o receptor deve calcular a expressão do detector de máxima verossimilhança para M^{N_t} sequências de símbolos. Por conta dessa complexidade computacional, prefere-se a utilização de detectores lineares, os quais são sub-ótimos, porém, possuem implementação mais simples na prática. Tais detectores são os detectores *zero-forcing* (ZF) e *minimum mean square error* (MMSE), os quais possuem respostas \mathbf{G}_{ZF} e \mathbf{G}_{MMSE} respectivamente.

Para o caso do ZF, faz-se que:

$$\mathbf{G}_{\text{ZF}} = \mathbf{H}^{-1} \quad (5.11)$$

Caso $N_t \neq N_r$, a matriz \mathbf{H} não é quadrada e, conseqüentemente, não pode ser invertida. Logo, utiliza-se sua pseudo-inversa, dada por:

$$\mathbf{G}_{\text{ZF}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \quad (5.12)$$

Logo, o sinal recebido, após passar pelo equalizador ZF, é dado pela Equação 5.13

$$\mathbf{r} = \mathbf{G}_{\text{ZF}} \mathbf{y} = \mathbf{G}_{\text{ZF}} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{G}_{\text{ZF}} \mathbf{n} = \mathbf{x} + (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{n} \quad (5.13)$$

Nota-se que o ZF elimina a interferência, mas não leva em consideração o ruído presente no sinal recebido. Dessa forma, em algumas situações, o ZF pode não ser o melhor equalizador. De acordo com a resposta \mathbf{H} do canal, pode-se acabar amplificando o ruído (*noise enhancement*) com o termo $(\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^*$. O MMSE é utilizado nesse contexto, uma vez que considera, também, o ruído presente. O equalizador MMSE minimiza a distorção total, a qual é composta pela componente de interferência e a componente de ruído. Considera-se, então, a Equação 5.14.

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \operatorname{argmin} \|\mathbf{G}_{\text{MMSE}} \mathbf{y} - \hat{\mathbf{x}}\|^2 \quad (5.14)$$

O simulador que vem sendo desenvolvido por este projeto encontra-se parcialmente habilitado a utilizar técnicas de multiplexação espacial. Com as contribuições do autor deste projeto é possível gerar uma quantidade arbitrariamente maior de dados – de acordo com o número de antenas de transmissão N_t desejado – e enviar tal informação através de um canal. Todavia, os esquemas de detecção não encontram-se finalizados, não sendo, assim, possível a coleta de resultados.

5.4 Diversidade espacial para sistemas OFDM

Para os sistemas OFDM, as técnicas de diversidade espacial apresentadas também podem ser aplicadas. A diversidade de recepção se dá exatamente da mesma forma descrita anteriormente, onde podem ser aplicadas as técnicas de SC ou MRRC. Dessa forma, nesta seção são exploradas em mais detalhes as possibilidades de se aplicar técnicas de diversidade espacial de transmissão para sistemas OFDM.

Uma grande vantagem dos sistemas OFDM é que sua utilização com MIMO é relativamente direta, uma vez que é possível simplesmente estender o esquema proposto por Alamouti. A Figura 5.4 ilustra o recurso de comunicação para um sistema OFDM, onde \mathbf{x}_{ij} representa o símbolo a ser transmitido pela i -ésima portadora no j -ésimo instante. Considera-se, ainda, um sistema OFDM com N subportadoras.

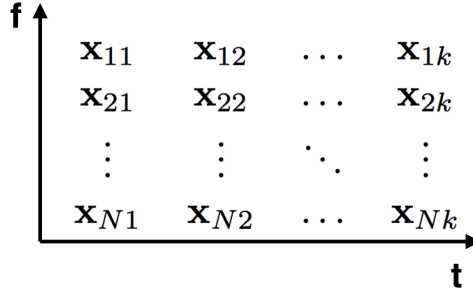


Figura 5.4: Recurso de comunicação para um sistema OFDM

A partir da Figura 5.4, deve-se aplicar uma pré-codificação e realizar a separação dos símbolos mostrados para que sejam transmitidos por duas antenas. Nota-se que existem duas formas de se aplicar o esquema proposto por Alamouti: utilizando símbolos adjacentes, isto é, fazendo uma codificação espaço-temporal (*space-time block coding, STBC*), ou utilizando portadoras adjacentes, realizando um codificação espaço-frequência (*space-frequency block coding, SFBC*). Ambas as formas são bem exploradas na literatura e produzem resultados, de certa forma, equivalentes [35, 36, 37]. No simulador deste projeto, ambas as técnicas foram implementadas. Aplicando a pré-codificação de Alamouti em portadoras adjacentes duas a duas, obtêm-se os recursos de comunicação mostrados na Figura 5.5, para o STBC, e os recursos de comunicação mostrados na Figura 5.6, para o SFBC.

Para realizar a combinação dos sinais recebidos, deve-se notar que para cada antena de transmissão, está associada uma matriz $N \times k$ com coeficientes complexos. Realiza-se, então, a combinação dos sinais recebidos seguindo as expressões 5.7, mas sempre tomando o cuidado de combinar símbolos adjacentes no tempo ou frequência e considerando os coeficientes complexos do canal

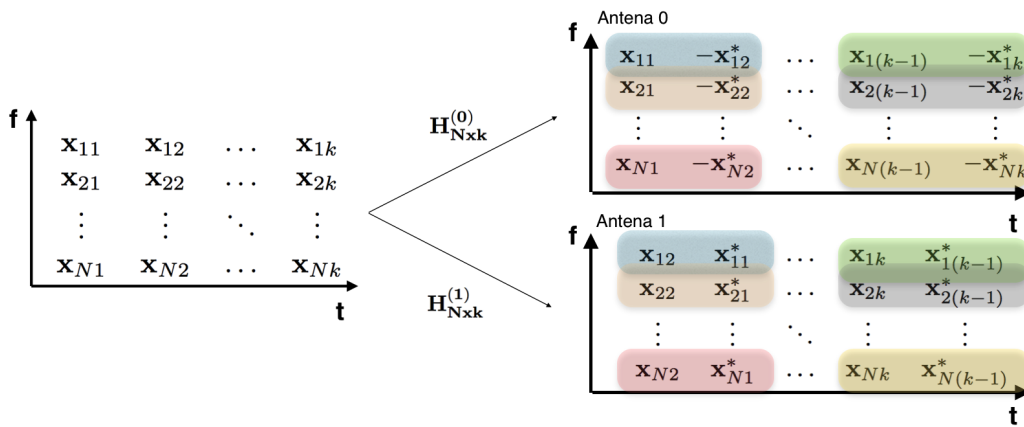


Figura 5.5: Esquema de pré-codificação STBC

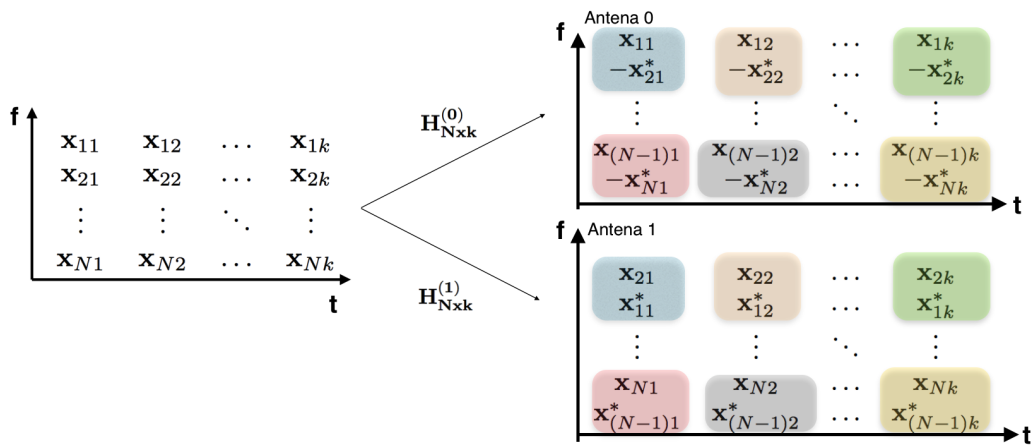


Figura 5.6: Esquema de pré-codificação SFBC

adjacentes no tempo ou na frequência de acordo com o esquema seguido, isto é, STBC ou SFBC.

Apesar de ser possível esperar resultados semelhantes para o STBC e para o SFBC, intuitivamente espera-se um resultado um pouco melhor para o STBC. O esquema de combinação de Alamouti baseia-se na premissa de que o canal não varia entre dois intervalos de símbolo adjacentes. Entretanto, apesar de razoável, é evidente que tal premissa é uma simplificação do que efetivamente acontece na realidade. Quando consideram-se sistemas OFDM e as duas maneiras de se aplicar o esquema de Alamouti essa premissa se apresenta de duas maneiras distintas. Para o STBC, parte-se do pressuposto que o canal não muda entre símbolos adjacentes. Por outro lado, para o SFBC, pressupõe-se que o canal não muda para portadoras adjacentes. Embora ambas as presunções sejam razoáveis é fácil notar que na prática, os coeficientes complexos dos canais adjacentes no tempo são mais parecidos entre si do que os coeficientes complexos de canais de portadoras adjacentes. Dessa forma, espera-se um desempenho do STBC levemente melhor do que o do SFBC. Tal resultado é verificado no Capítulo 6.

Capítulo 6

Resultados de Simulação

6.1 Introdução

As simulações computacionais desempenham um papel importante na área de engenharia, de forma geral. A partir das simulações, é possível fazer uma análise detalhada das mais diversas situações a serem encontradas por um sistema sem necessidade de experimentação.

Para o processo de padronização do 5G não é diferente. As simulações computacionais são fundamentais e devem servir como base para o processo de avaliação das formas de onda candidatas. Este projeto contribuiu para o desenvolvimento do simulador HERMES (uma sigla para *Heterogeneous Radio Mobile Simulator*), implementado em MATLAB e disponível em <https://github.com/MWSL-UnB/HERMES>.

O simulador HERMES já conta com diversas funcionalidades implementadas, sendo possível a avaliação de diferentes cenários e diferentes tecnologias. O simulador dispõe das tecnologias LTE e 5G, a qual ainda está em processo de padronização. Com relação aos cenários, é possível escolher, por exemplo, o modelo de canal considerado, a ordem de modulação utilizada, a codificação de canal, a estrutura do quadro, dentre várias outras variáveis.

O HERMES simula apenas um enlace e, no momento, suporta apenas um modem de transmissão e um modem de recepção. Futuramente, espera-se que o simulador suporte a simulação de diferentes usuários, inclusive com tecnologias de comunicação distintas, para que seja possível avaliar a convivência entre elas ou a transição de uma geração para a outra.

Para as tecnologias do 5G em específico, o simulador HERMES pode ser visto como uma ferramenta para avaliar as diversas formas de onda candidatas. Com ele, é possível testar inúmeras situações que possivelmente serão encontradas na 5ª geração e avaliar como cada forma de onda responde nesse contexto. Todas as contribuições deste trabalho encontram-se completamente integradas com o restante do simulador, assim, é possível avaliar diferentes combinações de imperfeições de RF ao mesmo tempo, com as várias formas de onda e com múltiplas antenas para vários modelos de canal, codificações, ordens de modulação, dentre muitas outras possibilidades.

Todas as simulações aqui apresentadas tomaram como base os parâmetros mostrados na Tabela

6.1. Neste capítulo, são avaliados alguns dos resultados advindos das contribuições deste trabalho.

Tabela 6.1: Parâmetros de simulação

| Parâmetro | Valor |
|---|-----------------------------------|
| Frequência de amostragem | 122 MHz |
| Espaçamento entre as subportadoras | 60 kHz |
| Tamanho da FFT | 2048 |
| Subportadoras úteis | 1650 |
| Símbolos por quadro | 16 |
| Intervalo de guarda | 89 μ s |
| Velocidade do usuário | 36 km/h |
| Estimação de canal | Perfeita |
| Modulação | 16-QAM |
| Codificação de canal | <i>Turbo code</i> , com $R = 3/4$ |
| Equalização | MMSE |
| Parâmetros do OFDM e f-OFDM | Valor |
| Tamanho do prefixo cíclico | $(1/8)2048 = 256$ |
| Parâmetros do ZT-DS-OFDM | Valor |
| Comprimento da cauda (<i>zero-tail</i>) | $(1/8)1650 = 206$ |
| Comprimento do cabeçalho (<i>zero-head</i>) | 2 |
| Parâmetros do FBMC | Valor |
| Fator de <i>overlapping</i> | 4 |
| Cauda do filtro | $2048/2 = 1024$ |

6.2 Comparação OFDM e f-OFDM

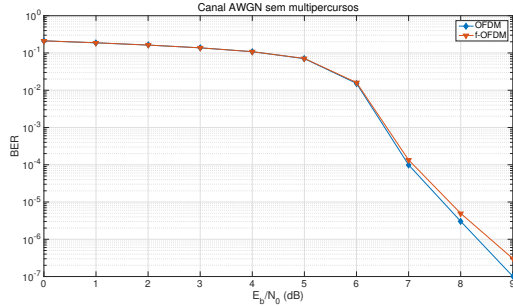
Os parâmetros de simulação para a comparação entre o OFDM convencional e o f-OFDM encontram-se na Tabela 6.1. Para a comparação entre ambas as formas de onda, avaliam-se seus desempenhos em diferentes modelos de canal, os quais possivelmente serão encontrados pelas redes da 5^a geração.

Os modelos de canal considerados são um canal AWGN sem multipercursos, um canal com multipercursos especificado pela Tabela 6.2 e canais com multipercursos de acordo com o modelo COST259 rural e urbano. É interessante analisar todos esses cenários para a avaliação da influência da introdução do filtro no OFDM no desempenho do sistema. Os resultados para cada um dos cenários diferentes pode ser observado nas Figuras 6.1(a), 6.1(b), 6.1(c) e 6.1(d).

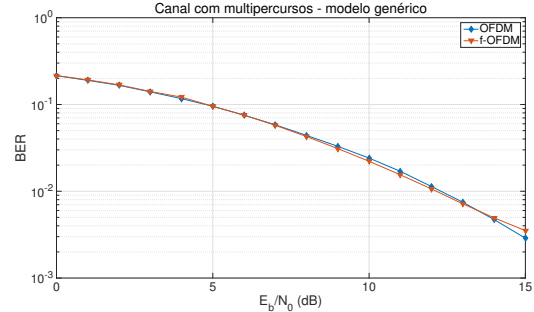
A partir das curvas de BER obtidas, nota-se que os desempenhos do OFDM e do f-OFDM são extremamente parecidos. Tal resultado já era esperado, uma vez que o processo de geração de ambas as formas de onda é muito semelhante. Por outro lado, houve uma variação não negligenciável no desempenho quando considera-se um canal com multipercursos modelo COST259 urbano, mostrado na Figura 6.1(d). O f-OFDM apresentou um desempenho melhor do que o OFDM e

Tabela 6.2: Modelo de canal com multipercursos especificado

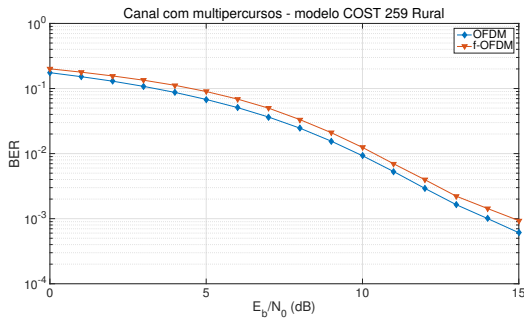
| Parâmetro | Valor |
|---------------------------------------|---|
| Espalhamento de atraso | $[0, 100 \cdot 10^{-9}, 200 \cdot 10^{-9}]$ s |
| Perfil de potência nos multipercursos | $[0, -3, -6]$ dB |



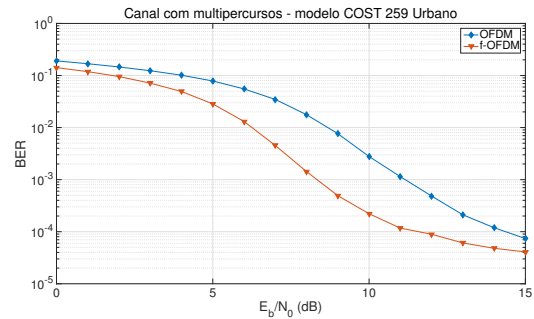
(a) Canal AWGN sem multipercursos.



(b) Canal com multipercursos genérico



(c) Canal com multipercursos modelo COST 259 rural.



(d) Canal com multipercursos modelo COST 259 urbano.

Figura 6.1: Desempenho do OFDM e do f-OFDM para diferentes modelos de canal.

essa diferença provavelmente se deve à presença do filtro. O filtro espalha temporalmente o pulso e, efetivamente, uma parte do intervalo de guarda. Para canais com resposta muito longa, tal característica tem um impacto significativo.

Para a comparação do OFDM com o f-OFDM, um fator que certamente deve ser levado em conta, como já explicitado anteriormente, é a densidade espectral de potência. No Capítulo 2, a Figura 2.5 ilustra bem tal diferença. O decaimento mais rápido da densidade espectral de potência do f-OFDM é uma característica desejável para a forma de onda a ser escolhida para o 5G.

6.3 Imperfeições de RF

Para a análise da influência das imperfeições de RF, consideram-se todas as formas de onda candidatas ao 5G implementadas no simulador HERMES, isto é, o OFDM, o f-OFDM, o ZT-DS-OFDM e o FBMC. Para efeito de comparação, é interessante analisar a sensibilidade de cada forma de onda a cada imperfeição de RF separadamente. Em meio a tal comparação, nota-se

claramente que certas formas de onda são mais robustas a algumas imperfeições de RF do que outras. A análise comparativa é uma das peças fundamentais no processo de tomada de decisão para a escolha da forma de onda a ser empregada na 5ª geração de redes celulares.

A Figura 6.2 serve como referência para os resultados subsequentes. Na Figura 6.2, observa-se o desempenho de cada forma de onda na ausência de qualquer imperfeição de RF. Além disso, é importante notar que para todos os resultados apresentados nesta seção, considera-se um canal AWGN sem multipercursos.

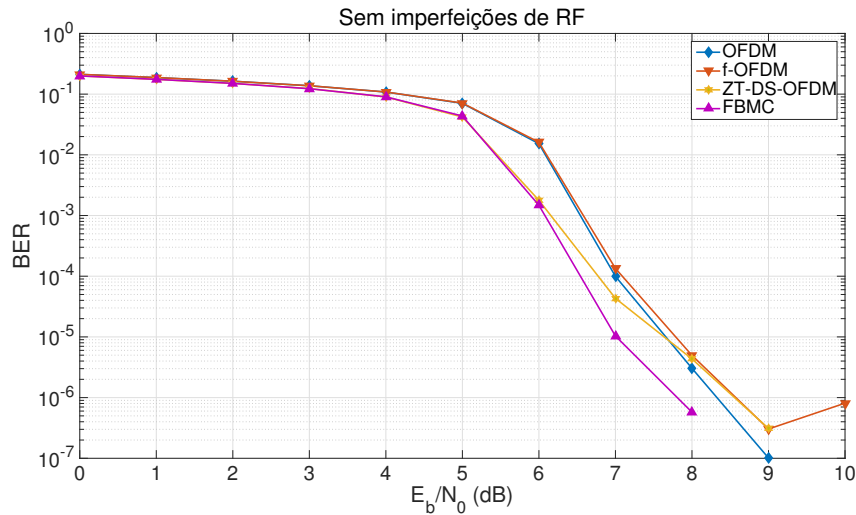


Figura 6.2: Desempenho das formas de onda sem imperfeições de RF.

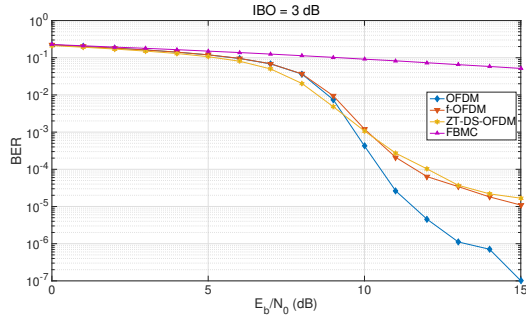
6.3.1 Amplificador não-linear

Os parâmetros para o amplificador não-linear são o fator de suavidade p , o ganho de pequenos sinais v e o *back-off* de entrada IBO. Para a análise do desempenho das formas de onda, deseja-se apenas simular a não-linearidade do amplificador, dessa maneira, fixa-se $v = 1$. Além disso, fixa-se $p = 2$, por ser um valor típico para amplificadores não-lineares. Portanto, a curva de transferência pode ser observada na Figura 4.1.

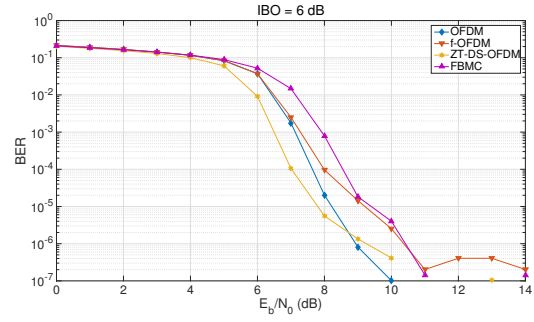
O parâmetro variado é, portanto, o *back-off* de entrada. Os valores de IBO escolhidos foram de 3 dB, 6 dB e 9 dB. Tais resultados encontram-se, respectivamente, nas Figuras 6.3(a), 6.3(b) e 6.3(c).

A partir da comparação das Figuras 6.3(d) e 6.2, o primeiro ponto a ser notado é que para um *back-off* de entrada igual a 9 dB, o desempenho das formas de onda já voltou praticamente àquela inicial sem a presença de um amplificador não-linear. Assim, pode-se afirmar que um *back-off* de 9 dB, para essas formas de onda, é suficiente para garantir a operação majoritariamente na região linear do amplificador não-linear em questão.

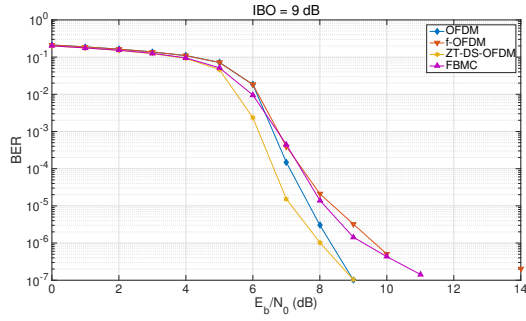
Na Figura 6.3(d), também nota-se que com o aumento do *back-off* de entrada, o desempenho das formas de onda vai gradativamente melhorando. Porém, percebe-se que para IBO = 6 dB e IBO = 9 dB, os resultados ficam bem parecidos. Assim, pode ser interessante operar com um



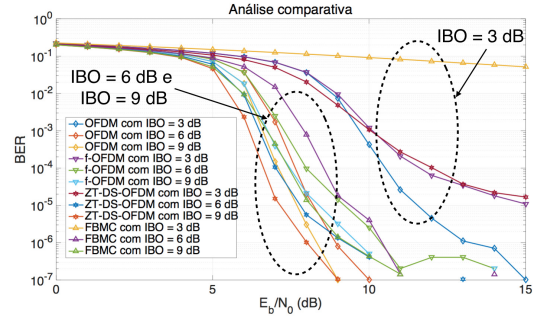
(a) Amplificador não-linear e IBO = 3 dB.



(b) Amplificador não-linear e IBO = 6 dB.



(c) Amplificador não-linear e IBO = 9 dB.



(d) Todos os desempenhos das candidatas a forma de onda.

Figura 6.3: Desempenho das formas de onda candidatas na presença de um amplificador não-linear sem efeitos de memória.

amplificador com IBO = 6 dB, o qual é mais barato do que um amplificador com IBO = 9 dB.

Como o *back-off* é contabilizado a partir da potência média do sinal de entrada, sinais que possuam um elevado PAPR, isto é, algumas componentes com potência muito superior à potência média, são os mais prejudicados na presença de amplificadores não-lineares. Como mostrado no Capítulo 2, o OFDM (e, por consequência, o f-OFDM) possui elevado PAPR. Já o ZT-DS-OFDM, pela própria forma como é projetado, é, dentre as candidatas a forma de onda aqui consideradas, o esquema com menor PAPR. Dessa forma, é o que apresenta melhor desempenho.

Para IBO = 3 dB, o FBMC apresentou um desempenho muito inferior às demais formas de onda candidatas. Ainda está sendo investigado o motivo de tal desempenho.

Para a compensação da presença dos amplificadores não-lineares, uma abordagem que demonstrou bons resultados, reportados em [13], foi a técnica ICDH (*iterative correction algorithm with hard detection*).

6.3.2 Amplificador não-linear com memória

O amplificador não-linear com memória é construído com base nos parâmetros apresentados no Capítulo 4. Como a curva de transferência é construída com base no sinal de entrada, o amplificador sempre opera parcialmente na região não-linear. No modelo do amplificador não-

linear com memória apresentado no Capítulo 4, considera-se τ sempre igual a uma amostra.

A Figura 6.4 representa o desempenho de cada forma de onda candidata ao 5G na presença de um amplificador não-linear com efeitos de memória.

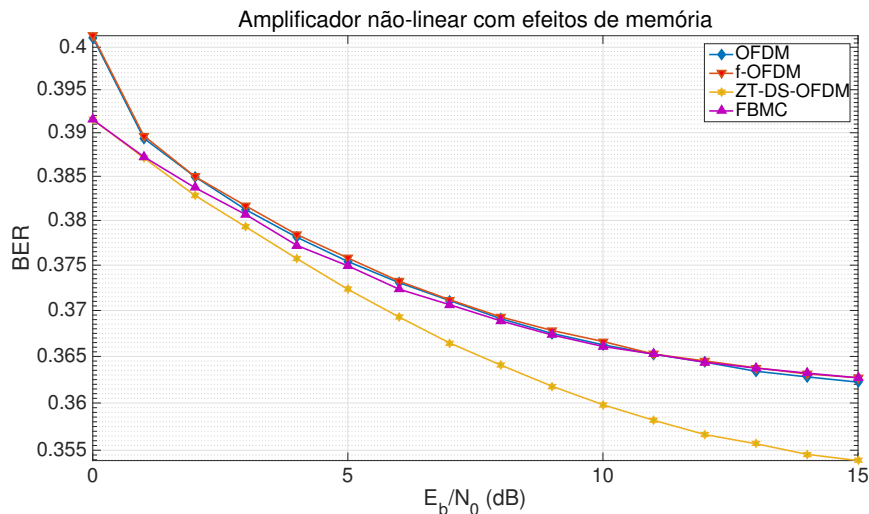


Figura 6.4: Desempenho das formas de onda com um amplificador não-linear com efeitos de memória.

A partir da análise da Figura 6.4, o ponto que chama mais atenção são os elevados valores de BER. No melhor dos casos, para E_b/N_0 igual à 15 dB, aproximadamente 35,5 % dos bits enviados são detectados de forma incorreta no ZT-DS-OFDM, que é a candidata com melhor desempenho. Claramente, tal valor de BER é inaceitável para um sistema de comunicação.

Como explicitado anteriormente, as não-linearidades do modelo do amplificador não-linear com memória são construídas com base no próprio sinal de entrada. Dessa maneira, não é intuitivo estender o conceito de *back-off* para a nova situação, uma vez que tal curva de transferência não é estática. A pergunta que surge é, então: como minimizar o efeito das não-linearidades em um amplificador não-linear com memória? Sendo o modelo, de certa forma, polinomial, as potências maiores que um são as responsáveis pelo efeito não-linear. Logo, caso tais potências mais elevadas do polinômio não tivessem uma magnitude significativa, as não-linearidades não seriam tão expressivas. Tal situação aconteceria se o sinal na entrada não possuísse amplitudes (e conseqüentemente, potência) elevadas. Certamente, essa não é a situação das candidatas a forma de onda do 5G, como pode-se observar pelos resultados da Figura 6.4.

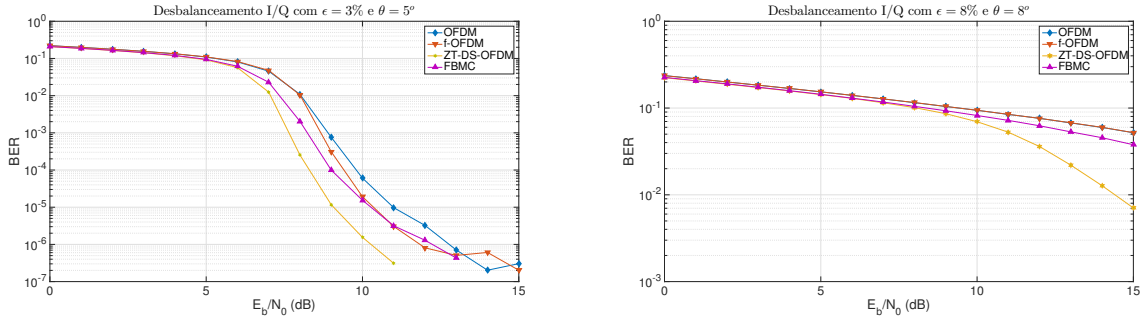
Nota-se que, ainda assim, o ZT-DS-OFDM foi a candidata com o melhor desempenho, possivelmente por ser a candidata com um menor PAPR. As demais candidatas tiveram desempenho muito semelhantes umas das outras.

Pela Figura 6.4, conclui-se que, no 5G, deverão estar presentes métodos corretivos para compensar as não-linearidades e os efeitos de memória dos amplificadores não-lineares. No caso do amplificador não-linear com memória, a técnica corretiva mais adequada seria a DPD, avaliada em [13]. Além do desempenho não-satisfatório em termos de BER, ocorre significativo vazamento espectral.

6.3.3 Desbalanceamento I/Q

Os parâmetros de simulação do desbalanceamento I/Q são os desvios de amplitude e de fase, isto é, ϵ_{tx} , ϵ_{rx} , θ_{tx} e θ_{rx} . Como apresentado no Capítulo 4, os valores típicos de ϵ_{tx} e ϵ_{rx} são de 3% a 8%, enquanto os valores típicos de θ_{tx} e θ_{rx} estão entre 5° e 8° [31].

Para a análise da influência do desbalanceamento I/Q nas formas de onda, levam-se em conta duas situações. Na primeira, consideram-se desvios iguais a 3% para a amplitude e 5° para a fase. Na segunda situação, são considerados desvios iguais a 8% para a amplitude e 8° para a fase. As Figuras 6.5(a) e 6.5(b) retratam tais situações.



(a) Desbalanceamento I/Q com $\epsilon_{tx} = \epsilon_{rx} = 3\%$ e $\theta_{tx} = \theta_{rx} = 5^\circ$. (b) Desbalanceamento I/Q com $\epsilon_{tx} = \epsilon_{rx} = 8\%$ e $\theta_{tx} = \theta_{rx} = 8^\circ$.

Figura 6.5: Desempenho das formas de onda candidatas com desbalanceamento I/Q.

Comparando as Figuras 6.5(a) e 6.5(b) com a Figura 6.2, nota-se que para ambas as situações na presença do desbalanceamento I/Q, ocorreu uma degradação do desempenho. Para $\epsilon_{tx} = \epsilon_{rx} = 3\%$ e $\theta_{tx} = \theta_{rx} = 5^\circ$, o sistema ainda opera com BERs aceitáveis, mas já é possível observar uma mudança no desempenho de cada uma das formas de onda. Enquanto na Figura 6.2, o FBMC era a forma de onda com o melhor desempenho, na Figura 6.5(a), o ZT-DS-OFDM se destaca. Já para $\epsilon_{tx} = \epsilon_{rx} = 8\%$ e $\theta_{tx} = \theta_{rx} = 8^\circ$, o desempenho de todas as formas de onda foi severamente prejudicado. Os desvios nessa situação foram extremamente pessimistas e bem elevados, fazendo com que o sistema não opere de forma satisfatória.

6.3.4 Ruído de fase

Para o ruído de fase, os dois parâmetros de simulação são a potência do ruído de fase (σ_f^2) e o quociente $B_\Phi/\Delta f$, que é a razão entre a largura de banda do ruído de fase e o espaçamento entre as subportadoras. Seguindo os valores estudados em [32], neste trabalho, são avaliados os cenários com $\sigma_f^2 = 0,25$ e $\sigma_f^2 = 0,5$.

De acordo com [32], os efeitos do ruído de fase podem ser apenas um erro na fase do sinal recebido (causando a rotação na constelação recebida) ou interferência entre as sub-portadoras (ICI). O que rege se os erros são de uma forma ou de outra é o valor escolhido do quociente $B_\Phi/\Delta f$. Para $B_\Phi/\Delta f$ pequeno, predomina o erro de fase comum. Por outro lado, quando $B_\Phi/\Delta f$ aumenta,

ultrapassando 1, predomina a ICI. Portanto, nesta seção, simulam-se os valores de $B_{\Phi}/\Delta f = 0,5$ e $B_{\Phi}/\Delta f = 1,5$, justamente para emular ambos os cenários.

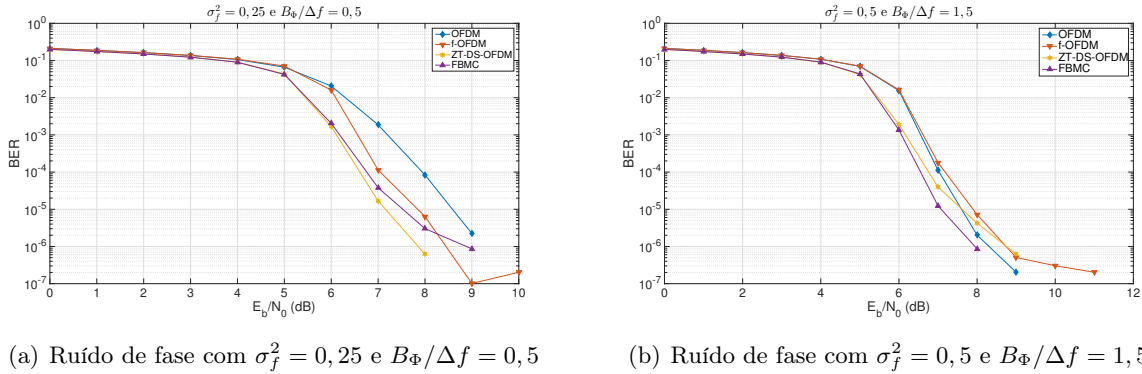


Figura 6.6: Desempenho das formas de onda candidatas com ruído de fase.

A partir da análise das Figuras 6.6(a) e 6.6(b), confirma-se o que já era esperado das formas de onda candidatas ao 5G. O OFDM e o f-OFDM foram as formas de onda com pior desempenho na presença do ruído de fase, uma vez que a ortogonalidade entre suas subportadoras é desfeita na presença de tais desvios na frequência.

Em um primeiro momento, isto é, com $\sigma_f^2 = 0,25$ e $B_{\Phi}/\Delta f = 0,5$, onde, de acordo com [32], predomina o erro de fase, o ZT-DS-OFDM e o FBMC apresentam desempenhos muito semelhantes, como pode ser observado na Figura 6.6(a). Por outro lado, quando o ruído de fase se torna mais severo, com $\sigma_f^2 = 0,5$ e $B_{\Phi}/\Delta f = 1,5$, predominando a ICI, o FBMC opera melhor do que o ZT-DS-OFDM. Apesar do ZT-DS-OFDM ser menos sensível à desvios na frequência do que o OFDM e o f-OFDM, a ortogonalidade de suas subportadoras ainda depende da utilização de frequências exatas. Já a ortogonalidade do FBMC é fruto do esquema de modulação OQAM, apresentado no Capítulo 3, portanto, é menos sensível aos desvios na frequência dos osciladores locais. Como forma de onda candidata ao 5G, essa é uma das características mais vantajosas do FBMC.

6.4 Múltiplas antenas

Como discutido no Capítulo 5, foi implementado apenas um sistema MIMO OFDM 2×2 com diversidade espacial seguindo o esquema de pré-codificação e combinação de Alamouti. No simulador, o autor deste projeto já implementou o combinador que funciona para 2 antenas de transmissão e um número arbitrário de antenas de recepção, como mencionado em [7]. Porém, devido à limitações no tempo e à necessidade de boa integração do combinador com o restante do simulador, ainda não é possível colher os resultados para outras combinações do número de antenas.

Dessa forma, o resultado mostrado nesta subseção consiste apenas na Figura 6.7, onde são comparados um sistema OFDM com uma antena de transmissão e uma antena de recepção (SISO) e sistemas MIMO OFDM 2×2 com diversidade espacial nos esquemas STBC e SFBC.

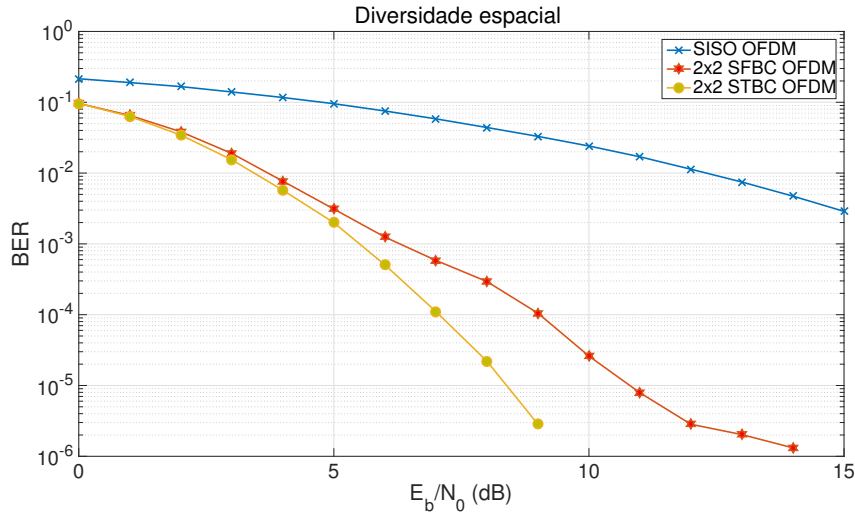


Figura 6.7: Comparação do desempenho de um sistema SISO OFDM e sistemas MIMO OFDM 2×2 com diversidade espacial no modelo de canal com multipercursos especificado.

Na Figura 6.7, primeiramente, nota-se que o desempenho do sistema SISO OFDM no modelo de canal com multipercursos genérico é severamente degradada, como também pode ser observado pela comparação das Figuras 6.1(a) e 6.1(b). Como era esperado, a utilização de múltiplas antenas melhorou significativamente o desempenho do OFDM. Espera-se que um número maior de antenas de recepção melhore ainda mais o desempenho e que o uso apenas da diversidade espacial de transmissão 2×1 caia entra as curvas do sistema SISO OFDM e MIMO OFDM 2×2 .

O desempenho dos esquemas STBC e SFBC foi, em parte, semelhante, mas para E_b/N_0 mais elevadas, o STBC funcionou melhor. Já era esperado que o STBC tivesse um desempenho melhor do que o SFBC, pelas próprias premissas do esquema de Alamouti. O combinador de Alamouti parte da premissa que, em intervalos de símbolo adjacentes, o canal permanece constante. Por outro lado, é evidente que tal premissa não é totalmente verdadeira na prática, apesar de ser razoável e produzir bons resultados (como o da melhoria do desempenho mostrado na Figura 6.7). Para o MIMO OFDM, o esquema de Alamouti deve ser levemente modificado. No STBC, como a pré-codificação e combinação ainda são feitas no tempo, a suposição de Alamouti é a mesma, isto é, que para símbolos adjacentes no tempo, o canal é praticamente o mesmo. Todavia, no SFBC, como a pré-codificação e combinação são feitas para subportadoras adjacentes, isto é, na frequência, a suposição na qual o esquema de Alamouti se baseia é ligeiramente diferente: deve-se supor que o canal, para subportadoras adjacentes são praticamente iguais. Como há uma melhoria no desempenho, a premissa do SFBC certamente é razoável.

De forma geral, assim como mostrado na Figura 6.7, o STBC possui desempenho melhor do que o SFBC e a justificativa é simples: a premissa para o STBC é mais próxima da realidade do que a premissa do SFBC. Em outras palavras, os canais para símbolos adjacentes no tempo são mais parecidos entre si do que os canais para subportadoras adjacentes. Apesar da pequena diferença no desempenho, ambos os esquemas se apresentam viáveis, do ponto de vista de implementação, e efetivos, considerando-se a significativa melhora no desempenho do sistema.

Capítulo 7

Conclusões

7.1 Considerações finais

Atualmente, presencia-se o processo de padronização do 5G e tal processo envolve o esforço coletivo de pesquisadores das mais diversas áreas dentro de telecomunicações, cada qual com sua inquestionável importância. Os desafios a serem superados, apresentados no Capítulo 1, são gigantescos, porém, pode-se observar um grande progresso na direção correta a partir de incontáveis passos ínfimos.

Este trabalho fornece uma pequena contribuição para todo esse empolgante cenário de pesquisa e desenvolvimento. O objetivo central do trabalho é contribuir para o desenvolvimento do simulador HERMES, o qual se mostra como uma ferramenta de extrema relevância para avaliar as diferentes situações a serem encontrados pelas redes da 5ª geração. As principais questões consideradas neste projeto foram, primeiramente analisadas sob o ponto de vista teórico e, em seguida investigadas a partir de simulações computacionais.

Ao longo dos Capítulos 2, 3, 4 e 5, espera-se ter passado as noções fundamentais de diversas técnicas e sistemas amplamente utilizados nos sistemas de comunicação atuais bem como demonstrado a relevância de cada uma das considerações no contexto do 5G. Por envolver desafios nunca antes enfrentados, é de se esperar que a 5ª geração de redes celulares tire proveito, da melhor maneira possível, de uma combinação de grande parte das técnicas já empregadas nos sistemas atuais.

Com relação ao Capítulo 6, um comentário em especial deve ser feito. São apresentadas diversas curvas de BER por E_b/N_0 , porém, não é com base nessas curvas que a forma de onda da próxima geração deve ser escolhida. Não é porque certa forma de onda opera melhor na presença de uma ou outra imperfeição de RF que ela será a forma de onda favorita. A essa altura, não deve ser necessário enfatizar que o cenário do 5G é muito mais complexo que isso. A análise das formas de onda deve ser feita de maneira sistemática e exaustiva, avaliando, dentre incontáveis outros fatores, as curvas de BER por E_b/N_0 apresentadas. Tais curvas foram mostradas no Capítulo 6 simplesmente para demonstrar algumas das funcionalidades presentes no simulador HERMES.

Espera-se que, a partir da leitura deste trabalho, outras pessoas consigam implementar algumas das técnicas consideradas em um programa de simulação computacional, tanto no contexto do 5G quanto em qualquer outra situação. Na próxima subseção, são apresentadas algumas das incontáveis possibilidades de trabalhos futuros.

7.2 Trabalhos futuros

Existem inúmeras oportunidades de trabalhos futuros considerando o cenário do 5G. O simulador HERMES, apesar das diversas funcionalidades já implementadas e em pleno funcionamento, ainda possui bastante espaço para expansão. Dentre as possibilidades de trabalhos futuros, destacam-se:

- Expansão das funcionalidades MIMO para todas as formas de onda candidatas, considerando-se uma quantidade arbitrária de antenas de transmissão e recepção e utilizando tanto a diversidade espacial quanto a multiplexação espacial
- Avaliação da influência das imperfeições de RF na presença de múltiplas antenas
- Implementação de outras imperfeições de RF com o MIMO, como o acoplamento entre as antenas
- Simulação de múltiplos usuários com a mesma tecnologia ou com tecnologias diferentes
- Exploração do MIMO massivo, com diferentes arranjos físicos de antenas
- Implementação do cenário de *cloud-RAN* (*Radio Access Network*) no simulador

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] QUALCOMM. *Leading the world to 5G*. Fevereiro 2016. Apresentação.
- [2] ANDREWS, J. G.; GHOSH, A.; MUHAMED, R. *Fundamentals of WiMAX: understanding broadband wireless networking*. 1. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2007. (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, volume). ISBN 0-13-222552-2.
- [3] ZHANG, X. et al. Filtered-ofdm – enabler for flexible waveform in the 5th generation cellular networks. In: *IEEE Global Communications Conference*. [S.l.: s.n.], 2015.
- [4] BERARDINELLI, G. et al. On the potential of zero-tail dft-spread-ofdm in 5g networks. In: *80th IEEE Vehicular Technology Conference*. [S.l.: s.n.], 2014.
- [5] PHYDYAS. Prototype filter and structure optimization. p. 1 – 102, Janeiro 2009.
- [6] H.BOUHADDA et al. Theoretical analysis of ber performance of nonlinearly amplified fbmc/oqam and ofdm signals. v. 2014, n. 1, p. 60, Maio 2014.
- [7] ALAMOUTI, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, v. 16, n. 8, p. 1451–1458, Outubro 1998.
- [8] BARRETO, A. N. et al. 5g–wireless communications for 2020. *Journal of Communication and Information Systems*, v. 31, n. 1, 2016.
- [9] ITU-R. *IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond*. Setembro 2015. https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-I!!PDF-E.pdf. Acessado em 19/11/2017.
- [10] BOCCARDI, F. et al. Five disruptive technology directions for 5g. *IEEE Communications Magazine*, v. 52, n. 2, p. 74–80, 2014.
- [11] JUNGnickel, V. et al. The role of small cells, coordinated multipoint, and massive mimo in 5g. *IEEE Communications Magazine*, v. 52, n. 5, p. 44–51, 2014.
- [12] BANELLI, P. et al. Modulation formats and waveforms for 5g networks: Who will be the heir of ofdm?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 31, n. 6, p. 80–93, 2014.

- [13] VASCONCELLOS, V.; ORNELAS, G. C.; BARRETO, A. N. Performance of 5g candidate waveforms with non-linear power amplifiers. In: *9th IEEE Latin-American Conference on Communications*. [S.l.: s.n.], 2017.
- [14] CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *The Bell System Technical Journal*, v. 45, n. 10, p. 1775–1796, Dezembro 1966.
- [15] 5G Mobile Wireless Technology. <http://www.radio-electronics.com/info/cellular/telecomms/5g-mobile-cellular/technology-basics.php>. Acessado em 05/12/2017.
- [16] BERARDINELLI, G. et al. Zero-tail dft-spread-ofdm signals. In: *IEEE Global Communications Conference Workshops*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 229–234.
- [17] MYUNG, H. G. Introduction to single carrier fdma. In: *15th European Signal Processing Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2144–2148.
- [18] SIOHAN, P.; SICLET, C.; LACAÏLLE, N. Analysis and design of ofdm/oqam systems based on filterbank theory. v. 50, n. 5, p. 1170 – 1183, Maio 2002.
- [19] FARHANG-BOROJENY, B. Ofdm versus filter bank multicarrier. v. 28, n. 3, p. 92 – 112, Maio 2011.
- [20] CHERUBINI, G. et al. Filter bank modulation techniques for very high speed digital subscriber lines. v. 38, n. 5, p. 98–104, Maio 2000.
- [21] KRISHNA, P. M.; BABU, T. P. S. Polyphase channelizer demystified. v. 33, n. 1, p. 144 – 150, Janeiro 2016.
- [22] GUTIERREZ, E.; LOPEZ-SALCEDO, J. A.; SECO-GRANADOS, G. Systematic design of transmitter and receiver architectures for flexible filter bank multi-carrier systems. v. 2014, n. 1, p. 103 – 129, Dezembro 2014.
- [23] FETTWEIS, G. et al. Dirty rf: a new paradigm. *International Journal of Wireless Information Networks*, v. 14, n. 2, p. 133–148, Junho 2007.
- [24] RAPP, C. Effects of hpa-nonlinearity on a 4-dpsk/ofdm-signal for a digital sound broadcasting system. In: *Proceedings Second European Conference on Satellite Communications*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 179–184.
- [25] UILIAN, I. A.; BARRETO, A. N. On the impact of non-linear high power amplifiers on coded ofdm. In: *7th International Telecommunications Symposium*. [S.l.: s.n.], 2010.
- [26] WELLISCH, W. D.; UILIAN, I. A.; BARRETO, A. N. Iterative correction of clipped ofdm signals with unknown clipping levels. In: *77th IEEE Vehicular Technology Conference*. [S.l.: s.n.], 2013.

- [27] VUOLEVI, J. H. K.; RAHKONEN, T.; MANNINEN, J. P. A. Measurement technique for characterizing memory effects in rf power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 49, n. 8, p. 1383–1389, Agosto 2001.
- [28] CHEAITO, A. et al. Quantifying the memory effects of power amplifiers: Evm closed-form derivations of multicarrier signals. *IEEE Wireless Communications Letters*, v. 6, n. 1, p. 34–37, Fevereiro 2017.
- [29] DING, L. et al. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials. *IEEE Transactions on Communications*, v. 52, n. 1, p. 159–165, Janeiro 2004.
- [30] MORGAN, D. R. et al. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of rf power amplifiers. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 54, n. 10, p. 3852–3860, Outubro 2006.
- [31] NETO, M. N. et al. Exploiting i/q imbalance in direct conversion transceivers for improving the performance of a v-blast ofdm system. In: *69th IEEE Vehicular Technology Conference*. [S.l.: s.n.], 2009.
- [32] ARMADA, A. G. Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (ofdm). *IEEE Transactions on Broadcasting*, v. 47, n. 2, p. 153–159, Junho 2001.
- [33] LEE, T. H.; HAJIMIRI, A. Oscillator phase noise: A tutorial. *IEEE journal of solid-state circuits*, v. 35, n. 3, p. 326–336, 2000.
- [34] DEMIR, A.; MEHROTRA, A.; ROYCHOWDHURY, J. Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications*, v. 47, n. 5, p. 655–674, Maio 2000.
- [35] YANG, J.; CHEUN, K. Low complexity implementation of alamouti space-time coded ofdm transmitters. v. 8, n. 4, p. 229–231, Abril 2004.
- [36] LEE, K. F.; WILLIAMS, D. B. A space-frequency transmitter diversity technique for ofdm systems. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 1473–1477.
- [37] LEE, K. F.; WILLIAMS, D. B. A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels. In: *IEEE Sensor Array Multichannel Signal Processing Workshop*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 149–152.