

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ARTUR ARAÚJO RODRIGUES

**ANÁLISE COMPARATIVA DE DESEMPENHO DE FORMAS DE ONDA
CANDIDATAS AO 5G**

BRASÍLIA, DF

2016

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ARTUR ARAÚJO RODRIGUES

**ANÁLISE COMPARATIVA DE DESEMPENHO DE FORMAS DE ONDA
CANDIDATAS AO 5G**

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. André Noll Barreto

BRASÍLIA, DF

2016

Monografia submetida como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica da Faculdade de Tecnologia UnB - FT, da Universidade de Brasília, apresentada e aprovada pela banca examinadora abaixo assinada.

(Qualquer citação atenderá as normas da ética científica)

ARTUR ARAÚJO RODRIGUES

Monografia apresentada em ____/____/____

Orientador: Prof. Dr. André Noll Barreto, UnB/FT

Examinador: Prof. Dr. Leonardo Aguayo, UnB/FT

Examinador: Prof. Dr. João Paulo Leite, UnB/FT

CIP – Catalogação Internacional da Publicação*

Rodrigues, Artur.

Análise de Desempenho de Formas de Onda
Candidatas ao 5G.

Artur Araújo Rodrigues. Brasília: UnB, 2016.

60 p. : il. ; 29,5 cm.

Monografia (Graduação) – Universidade de Brasília
Faculdade de Tecnologia, Brasília, 2016. Orientação:
André Noll Barreto.

1. 5G. 2. Formas de Onda. 3. Telefonia Celular Noll André Dr.

CDU Classificação

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Maria e Félix, pelo amor, carinho e compreensão em todos os momentos da minha caminhada. O futuro que eu enxergo é o futuro que vocês me ensinaram que vale a pena lutar. Obrigado por confiarem em mim até quando eu mesmo não conseguia.

Às minhas monstrixas Sofia e Clara, por me mostrarem a responsabilidade que é ser um irmão mais velho. Cada cálculo ensinado foi um passo meu também. Sonho o dia em que eu serei pelo menos 1% de tudo o que vocês admiram em mim.

Aos meus queridos amigos Raquel e Rodrigo, por ficarem do meu lado em todas as decisões, sem medo de me dizer a verdade quando eu errava e sem deixar de estender a mão quando eu precisava. Saber que tinha vocês ao meu lado foi o que muitas vezes me deu forças.

Ao meu *mitbewohner* Guilherme, por ter não só atravessado todo esse processo ao mesmo tempo que eu, mas também por ter me sustentado por todos os perrengues e tretas que teimam em circundar nosso caminho. Poder formar ao seu lado me deixa muito orgulhoso de tudo o que passamos.

Ao INDT, por ter me dado a oportunidade de trabalhar com projetos desafiadores e me mostrado a importância da inovação em tecnologia. Me apaixono cada dia mais por telecomunicações e agradeço por ter tido essa porta aberta.

Ao Professor André Noll, pela confiança depositada e pelas correções, suporte e incentivo no tempo que lhe coube. O conhecimento que construí durante este projeto abriu minha cabeça para muito além de um trabalho de conclusão.

E, finalmente, à Vanessa, pois sem ela este trabalho não teria saído. Foram sua mão habilidosa de engenheira e seu ombro solidário de amiga que me mantiveram firme durante todo esse tempo. Não poderia pedir pessoa melhor como colega de profissão. O seu futuro é brilhante e ele está logo virando a esquina.

*“Your mobile device
Quickly has become
The easiest portal
Into your digital self.”*

(Phil Nickison, Android Central)

RESUMO

As pesquisas envolvendo a tão aguardada quinta geração de comunicações móveis, o 5G, pretendem alcançar diversos avanços nos próximos anos. Mais do que novas tecnologias, o estabelecimento de padrões que deem longevidade a aplicações cada vez mais imersivas e integradoras é de fundamental interesse entre especialistas e grandes operadoras. A necessidade de esquemas mais flexíveis e mais escaláveis abre espaço para o desenvolvimento de diversas alternativas às atuais estruturas da quarta geração. Novos esquemas de transmissão para a interface aérea têm ganhado muita atenção e deixado a supremacia do OFDM enquanto forma de onda ideal em cheque. Este trabalho estabelece um contexto de comparação para esses novos esquemas, implementando algumas alternativas na forma de sistemas FBMC e ZT-DS-OFDM e analisando seus desempenhos em relação ao OFDM.

Palavras-Chave: Comunicações Móveis. Próxima Geração. 5G. Forma de onda. OFDM. FBMC. ZT-DS-OFDM.

ABSTRACT

Researches involving the highly anticipated fifth generation of mobile communications, 5G, are aiming at numerous advances in the near future. More than new technologies, to specify standards that provide longevity to the increasingly immersive and integrative applications is one of the main concerns among specialists and major operators. The need for more flexible and more scalable designs leads to deployment of several alternatives to the current fourth generation structures. New air interface transmission schemes are gaining a lot of attention and are conducting OFDM to the loss of its supremacy as the ideal waveform. This work sets up the context for the comparison of these new schemes, implementing some alternatives in the form of FBMC and ZT-DS-OFDM systems and analyzing their performance with respect to the OFDM system.

Keywords: Mobile Communications. Next Generation. 5G. Waveform. OFDM. FBMC. ZT-DS-OFDM.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Expectativas de Melhorias para o 5G [4]	13
Figura 2 - Esquema genérico de modulação multiportadora.....	18
Figura 3 - Subportadora OFDM e espectro OFDM [13].....	19
Figura 4 - Comparativo entre o espectro FDM e o espectro OFDM [14].....	20
Figura 5 - Modulação OFDM utilizando osciladores locais	21
Figura 6 - Par IFFT/FFT na modulação OFDM.....	22
Figura 7 - Efeito de Multipercurso no OFDM [14].....	23
Figura 8 - Efeito de seletividade em frequência em um espectro OFDM [15]	24
Figura 9 - Efeito de seletividade em frequência em um sinal com portadora única [15].....	24
Figura 10 - Processo de inserção do prefixo cíclico no OFDM [13].....	26
Figura 11 - Diagrama de Blocos de um Sistema OFDM.....	26
Figura 12 - Sinal ZT-DS-OFDM com cauda de baixa potência.....	29
Figura 13 – Compensação do ZT-DS-OFDM em diferentes atrasos de propagação	30
Figura 14 - Diagrama de Blocos de um transmissor ZT-ds-OFDM.....	31
Figura 15 - Comparativo da resposta impulsional para cada subportadora [22].....	33
Figura 16 - Implementação genérica do FBMC	34
Figura 17 - Esquema de divisão ortogonal de símbolos OQAM [27].....	36
Figura 18 - Interferência Interportadora (ICI) existente no FBMC.....	38
Figura 19 - Implementação do Banco de Filtros de Síntese	41
Figura 20 - Implementação de Banco de Filtros de Análise	42
Figura 21 - Interferência do Filtro Protótipo para canais adjacentes.....	43
Figura 22 - Formato do filtro protótipo $p[m]$	44
Figura 23 - Resposta Impulsional do filtro protótipo $p[m]$	44
Figura 24 - Bloco de Pré-processamento OQAM	45
Figura 25 - Bloco de Pós-processamento OQAM.....	46
Figura 26 - Diagrama de Blocos do Transmissor FBMC implementado.....	47
Figura 27 - Diagrama de Blocos do Receptor FBMC implementado	48
Figura 28 - Estrutura de <i>Frame</i> proposta para o 5G.....	50
Figura 29 - Comparativo de conteúdo espectral e radiação fora da banda.....	53
Figura 30 - Desempenho em canal AWGN - 16QAM.....	54
Figura 31 - Desempenho em canal AWGN - 64QAM.....	54
Figura 32 - Desempenho em modelo de canal de área rural	55
Figura 33 - Desempenho em modelo de canal tipicamente urbano.....	55

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

4G	<i>4th Generation</i>
5G	<i>5th Generation</i>
AP	<i>Access Point</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BLER	<i>Block Error Rate</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
D2D	<i>Device-to-Device Communication</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
FBMC	<i>Filterbank Multicarrier</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
GFDM	<i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i>
HERMES©	<i>Heterogeneous Radio Mobile Simulator</i>
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MTC	<i>Machine-Type Communication</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
SC-FDMA	<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
UE	<i>User Equipment</i>
UFMC	<i>Universal Filtered Multicarrier</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
ZT-DS-OFDM	<i>Zero-Tail DFT-Spread OFDM</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

m_n	<i>Símbolo modulado (M-PSK ou M-QAM) transmitido na n-ésima subportadora</i>
$b(t)$	<i>Símbolo OFDM transmitido no domínio do tempo</i>
p_x	<i>x-ésima cópia do sinal transmitido p em um canal com multipercursos</i>
a_x	<i>Ganho de amplitude da x-ésima cópia do sinal transmitido em um canal com multipercursos</i>
ϕ_x	<i>Atraso de fase da x-ésima cópia do sinal transmitido em um canal com multipercursos</i>
$\mathbf{c}[l]$	<i>Vetor de símbolos modulados (M-PSK ou M-QAM) na k-ésima subportadora</i>
$\mathbf{q}[l]$	<i>Vetor de símbolos entregue à DFT do sistema ZT-DS-OFDM</i>
\mathbf{F}	<i>Matriz não-normalizada de coeficientes da FFT</i>
\mathbf{M}	<i>Matriz de mapeamento dos símbolos modulados por subportadora</i>
$\mathbf{s}[l]$	<i>Vetor de amostras do Sinal ZT-DS-OFDM transmitido no domínio do tempo</i>
$x_i(z)$	<i>i-ésimo símbolo modulado em OQAM transmitido</i>
$G_i(z)$	<i>Resposta impulsional da versão do filtro de síntese $G(z)$ deslocado no i-ésimo subcanal na frequência</i>
$F_i(z)$	<i>Resposta impulsional da versão do filtro de análise $F(z)$ deslocado no i-ésimo subcanal na frequência</i>
$\hat{x}_i(z)$	<i>i-ésimo símbolo modulado em OQAM recebido</i>
$\theta_{k,n}$	<i>Fator de ortogonalidade para o n-ésimo símbolo modulado no k-ésimo subcanal</i>
$p[m]$	<i>Filtro protótipo de comprimento L_p</i>
$g_k[m]$	<i>k-ésimo filtro de síntese derivado do filtro protótipo $p[m]$</i>
$f_k[m]$	<i>k-ésimo filtro de análise derivado do filtro protótipo $p[m]$</i>
$E_m(z^M)$	<i>m-ésima componente polifásica do filtro $G(z)$</i>
$\bar{P}[k]$	<i>k-ésimo coeficiente do filtro protótipo $p[m]$</i>
$\beta_{k,n}$	<i>Fator de periodicidade para o n-ésimo símbolo modulado no k-ésimo subcanal</i>
$c_k[l]$	<i>Símbolo modulado (M-PSK ou M-QAM) transmitido na k-ésima subportadora</i>
$d_k[n]$	<i>Símbolo modulado após conversão complexo-real na k-ésima subportadora</i>
$\hat{d}_k[n]$	<i>Símbolo modulado antes da conversão real-complexo na k-ésima subportadora</i>
$\hat{c}_k[l]$	<i>Símbolo modulado (M-PSK ou M-QAM) recebido na k-ésima subportadora</i>
$y[m]$	<i>Símbolo FBMC transmitido no domínio do tempo</i>
$r[m]$	<i>Símbolo FBMC recebido no domínio do tempo</i>

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	12
1.1 Expectativas para o 5G.....	12
1.2 A Escolha de uma Forma de Onda.....	14
2. OFDM (<i>ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING</i>)	17
2.1. Princípios Fundamentais do OFDM	17
2.2. Características de Implementação	20
2.3. Comportamento em Canais Seletivos em Frequência	22
2.3.1. Desvanecimento e Seletividade	22
2.3.2. Espalhamento do atraso e uso de Prefixo Cíclico	24
2.4. Limitações do OFDM	27
3. FORMAS DE ONDA CANDIDATAS.....	28
3.1. ZT-DS-OFDM (<i>Zero-Tail DFT-Spread OFDM</i>).....	28
3.1.1. Propriedades do ZT-DS-OFDM	29
3.1.2. Características de Implementação	31
3.2. FBMC (<i>Filterbank Multicarrier</i>).....	32
3.2.1. Propriedades do FBMC	32
3.2.2. Características de Implementação	34
4. IMPLEMENTAÇÃO DO FBMC.....	39
4.1. Representação por Componentes Polifásicas	39
4.2. Filtro Protótipo	42
4.3. Blocos de Processamento OQAM.....	44
4.4. Estrutura do Transmissor/Receptor	47
5. SIMULAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS	49
5.1. Simulador de Enlace.....	49
5.2. Cenários de Simulação	50
5.3. Resultados.....	52
5.3.1. Conteúdo Espectral.....	52
5.3.2. Desempenho em canal AWGN	53
5.3.3. Desempenho em canais com multipercurso	54
6. CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....	56
7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	58

1. INTRODUÇÃO

O ambiente de comunicações móveis alcançou nos últimos anos um nível de demanda em termos de velocidade e capacidade que reflete o crescimento quase exponencial em qualidade e abrangência do acesso à informação. Apenas de dados móveis, é previsto para as próximas duas décadas um crescimento de 10.000 vezes o volume atual [1], advindo principalmente da utilização massiva de *streaming* de vídeos em alta resolução e de armazenamento e trabalho na nuvem (*cloud-based work*).

Tão urgente quanto efêmera, a necessidade por novas tecnologias que permitam experiências cada vez mais imersivas e instantâneas é o que guia as pesquisas da promissora quinta geração (5G) de redes de comunicação.

Novas experiências como realidade virtual, carros com direção autônoma, inteligência artificial acessível e *smart cities* [2] são alguns dos desafios que hoje não só têm sua viabilidade econômica testada, como são também certezas em um futuro extremamente próximo.

Nesse contexto, o ciclo de desenvolvimento tecnológico que culminou na atual quarta geração (4G) e permitiu a popularização de serviços de telefonia com disponibilidade em massa de dados é o ponto de partida pensado para o 5G. Serviços cada vez mais abrangentes e, principalmente, mais integrados são o mote das novas tendências.

1.1 Expectativas para o 5G

Um horizonte de novas aplicações surge no exemplo do que vem sendo chamado de Internet das Coisas (do inglês, *Internet of Things* - IoT) [2]. Tecnologias que permitam a interação entre máquinas (*Machine-Type Communication*, MTC), a conexão direta de dispositivos móveis (*Device-to-Device Communication*, D2D) e novas formas de experimentar o mundo - como Realidade Aumentada e a Internet Tátil - estabelecem o direcionamento da arquitetura idealizada para a quinta geração: 1) maiores demandas por capacidade e taxas de transmissão, 2) suporte a acesso esporádico de pacotes cada vez menores e 3) interfaces aéreas mais flexíveis.

A ideia é que a próxima geração lide com uma gama de equipamentos e dispositivos muito mais diversificada do que é atualmente no 4G, em que o processamento móvel é quase unicamente restrito a *smartphones*, *tablets* e suas funcionalidades já bem estabelecidas [3].

Nesse sentido, requisitos como durabilidade e vida útil de bateria são também essenciais para a viabilidade comercial pretendida em larga escala. Tecnologias de acesso que sejam eficientes em termos de potência e custos de implementação, por exemplo, se mostram extremamente necessárias.

A Figura 1 mostra um resumo de alguns dos ganhos esperados para o 5G [4].

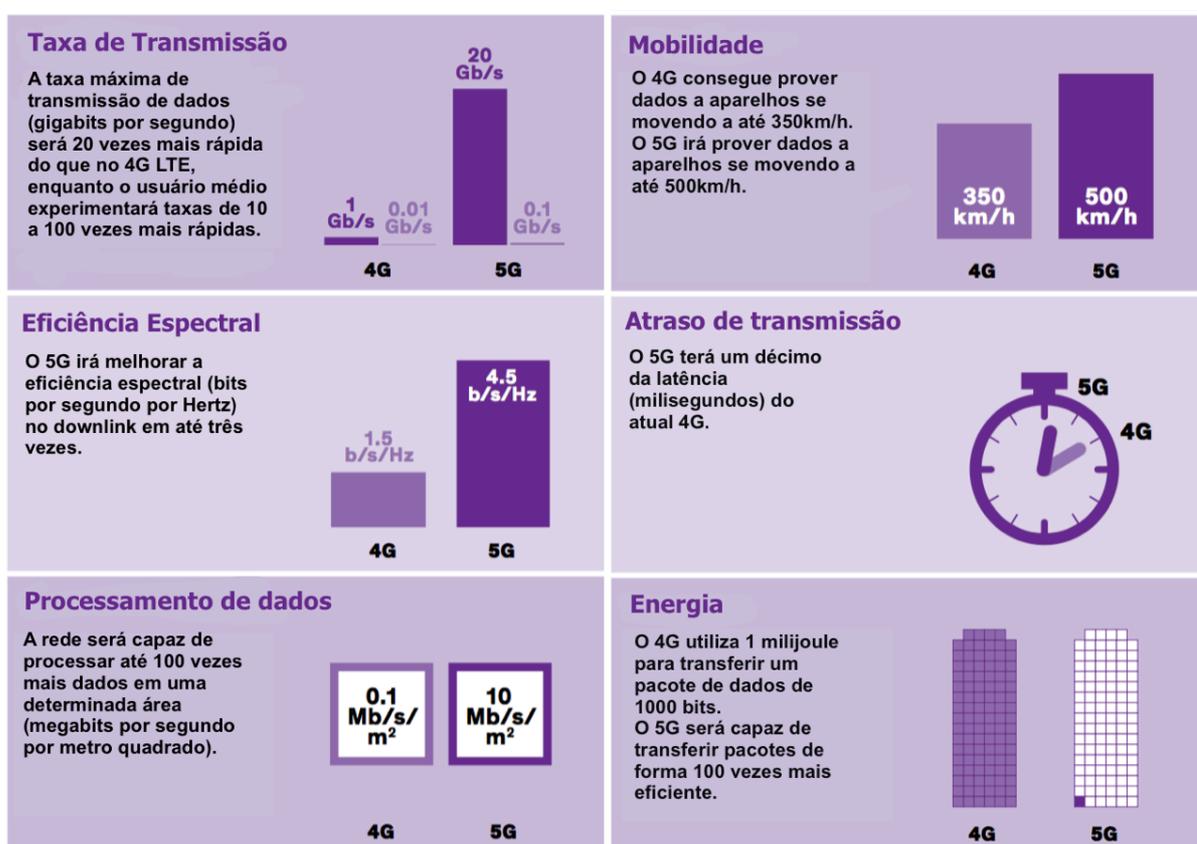


Figura 1 - Expectativas de Melhorias para o 5G [4]

Embora pareça uma perspectiva ousada, os primeiros testes já vem sendo realizados pelas mais proeminentes operadoras, com previsões bem otimistas de estabelecer o 5G comercialmente ainda em 2017 [5].

A empresa coreana SK Telecom, por exemplo, em uma plataforma construída em colaboração com a Nokia e a Intel, alcançou uma taxa de 20Gbps [5], duzentas vezes mais rápida que as redes 4G LTE (*Long Term Evolution*) atuais. Em termos práticos, uma

velocidade como essa permitiria que um usuário fizesse o *download* de um filme de 2GB em menos de um segundo.

Ainda assim, mesmo com o desenvolvimento da tecnologia a passos largos, o processo de padronização do 5G ainda encontra impasses. Como a quinta geração irá operar – das camadas de controle à interface aérea – ainda não é consenso.

Muitas possibilidades estão sendo exploradas por diferentes nomes da indústria [5] e uma das principais preocupações é a garantia de um padrão que seja escalável e dê suporte e autonomia as aplicações futuras citadas anteriormente.

Um modelo de camada física que seja flexível aos mais diversos cenários é essencial e este depende, dentre vários fatores [1], da escolha de uma forma de onda adequada.

1.2 A Escolha de uma Forma de Onda

Sendo a base do esquema de transmissão em comunicações móveis, a escolha de uma forma de onda impacta diretamente no desempenho de um enlace e na complexidade – e, consequentemente, custos - dos transceptores (*transceivers*) utilizados.

O estudo de formas de onda mais flexíveis e escaláveis, que suportem as demandas do 5G sem perdas de desempenho e permitam a longevidade da nova geração é, nesse sentido, uma necessidade.

O uso de técnicas avançadas de modulação e múltiplo acesso permitiram que a tecnologia do 4G [6] se pautasse em uma forma de onda estável e bem estabelecida, o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Embora eficiente e de baixa complexidade, as novas necessidades de uso do espectro pautadas nas aplicações mostradas na Seção 1.1 abriram espaço para que novas técnicas com melhor desempenho nos cenários pretendidos ganhassem forma.

Espera-se que uma forma de onda no 5G apresente os seguintes aspectos:

- Eficiência espectral, garantindo altos ganhos em taxas de transmissão e capacidade;
- Suporte a canais seletivos em frequência, com a mitigação de efeitos de multipercurso intensos;

- *Overhead* reduzido e que, preferencialmente, seja possível de ser alocado dinamicamente, para lidar com os requisitos de baixa latência e o suporte a rajadas curtas (*small bursts*) de sinais [7];
- Boa localização no tempo, permitindo condições mais flexíveis de sincronismo;
- Bom conteúdo espectral, traduzido em menor radiação fora da banda e menor interferência interportadora (*Inter-carrier Interference*, ICI) associada;
- Complexidade de implementação razoavelmente baixa, permitindo a redução de custos;
- Extensão para MIMO (*Multiple-Input and Multiple-Output*), cuja exploração da dimensão espacial abre espaço para um aumento da capacidade das células ou uma redução da taxa de erro de bit/bloco (BER/BLER).

Nessa linha de pesquisa, algumas formas de onda se mostram mais promissoras e vem competindo diretamente para o seu estabelecimento na quinta geração de redes móveis. Entre elas, o ZT-DS-OFDM (*Zero-Tail DFT-Spread OFDM*) [8], o FBMC (*Filterbank Multicarrier*) [9], o GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) [10] e o UFMC (*Universal Filtered Multicarrier*) [11].

Este trabalho tem como objetivo um estudo preliminar de algumas dessas formas de onda, a saber, o ZT-DS-OFDM e o FBMC, com um foco maior na implementação e na análise da segunda. Essa escolha foi realizada com base na quantidade de apoio e subsídios depositada na pesquisa do FBMC, como pode ser constatado no projeto PHYDAS [12] e no cerne do projeto 5GNOW [2].

O restante do texto aqui apresentado segue a seguinte estrutura: o Capítulo 2 apresenta as características do OFDM enquanto esquema de modulação multiportadora, assim como suas vantagens e limitações dentro dos cenários esperados da quinta geração. Em seguida, o Capítulo 3 estabelece o ZT-DS-OFDM e o FBMC enquanto alternativas ao OFDM, explicitando suas propriedades mais importantes para o 5G e suas principais características de implementação enquanto esquemas de transmissão. Por sua vez, o Capítulo 4 entra nos detalhes da implementação de um sistema FBMC, desenvolvendo o modelo utilizado e detalhando as especificações das estruturas do transmissor e do receptor. No Capítulo 5 são apresentados os resultados da simulação computacional realizada, acompanhados da descrição do cenário representado e do funcionamento do simulador de enlace empregado. Finalmente,

o Capítulo 6 encerra os estudos, com a apresentação das conclusões e as sugestões futuras de trabalhos.

2. OFDM (*ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING*)

O OFDM surgiu em tecnologias móveis como uma alternativa ao CDMA (*Code Division Multiple Access*) para lidar com os cenários da quarta geração, sendo utilizado hoje como padrão não só do 3GPP LTE como também nos padrões IEEE 802.11 (WiFi), IEEE 802.16 (WiMAX) e em sistemas de TV digital [13].

Apresentado como uma variação do FDM (*Frequency Division Multiplexing*) que leva em conta o conceito de subportadora, o OFDM se posiciona atualmente como a tecnologia de transmissão mais comumente utilizada para o processamento de alta taxa de dados em ambientes muito dispersivos [13].

Este capítulo apresenta os conceitos fundamentais do funcionamento do OFDM, assim como suas características particulares de implementação, seu comportamento e suas propriedades mais importantes nos cenários de comunicações móveis.

2.1. Princípios Fundamentais do OFDM

Tendo ganhado popularidade com sua aplicação no 4G, a utilização do OFDM data, na realidade, do final da década de 60 [14], quando surgiu como técnica eficiente para reduzir à baixa taxa de símbolos a transmissão de uma alta taxa sem perda de capacidade.

Embora o nome direcione à uma técnica de multiplexação – herança do FDM - o OFDM é, originalmente, uma técnica de modulação multiportadora (*multicarrier*)¹, cujo esquema genérico é mostrado na Figura 2.

¹ O esquema de múltiplo acesso que utiliza o OFDM como base é denominada OFDMA. A ocorrência de qualquer de ambos será utilizada durante o decorrer deste texto como sinônimo para se referir à mesma técnica.

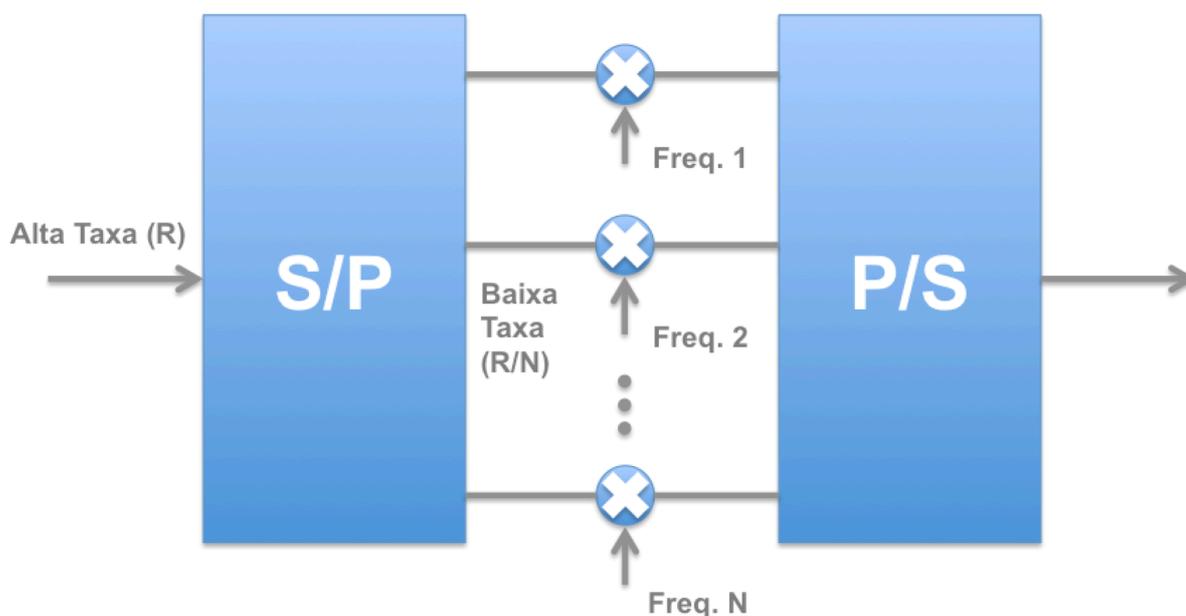


Figura 2 - Esquema genérico de modulação multiportadora

Uma técnica multiportadora trabalha com a transmissão de dados de forma paralela por um conjunto de canais em banda estreita. Múltiplas portadoras - denominadas comumente de subportadoras (*subcarriers*) – são processadas a técnicas de modulação digital (M-QAM ou M-PSK) para símbolos de um mesmo sinal.

Essas subportadoras moduladas são posteriormente multiplexadas na frequência e então enviadas pelo canal de transmissão. Aqui é importante ressaltar que não há, inicialmente, a multiplexação de diferentes sinais: um único sinal de mensagem é dividido em canais independentes entre si, daí a natureza múltipla dessa forma de modulação.

De início, pode se pensar que qualquer técnica de divisão na frequência poderia ser utilizada como técnica multiportadora, mas o que difere essencialmente o OFDM do FDM? A resposta está na relação entre as portadoras.

A particularidade do OFDM está na forma em que cada subportadora é obtida. Diferentemente do FDM, aqui as portadoras são ortogonais entre si (daí o nome *Orthogonal FDM*). Cada forma de onda é gerada a partir de uma frequência harmônica, múltipla inteira, k , de uma frequência inicial, f_0 , determinada [15]. No caso, para uma frequência f_k , se:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi f_0 t} e^{-j2\pi f_k t} = 0, \quad (2.1)$$

então, f_0 e f_k são ortogonais, com $f_0 - f_k = \Delta f = k/T_s$, em que Δf é o espaçamento entre as subportadoras, em Hertz, e T_s é a duração do símbolo, em segundos. Aqui, há a superposição das subportadoras moduladas na frequência, mas graças à ortogonalidade, essa superposição não gera interferência.

A Figura 3 mostra a disposição no espectro do sinal OFDM para uma subportadora e para o espectro completo. Evidenciando o princípio de ortogonalidade, é possível notar que o máximo de cada subportadora gerada coincide com um ponto de zero das demais, o que garante a não existência de interferência entre canais adjacentes.

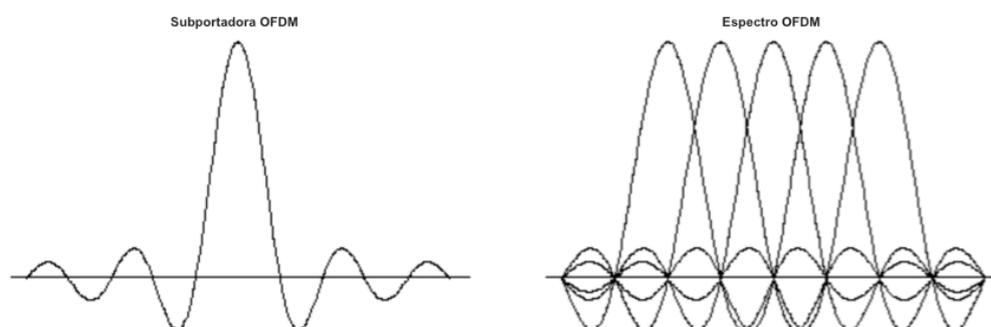


Figura 3 - Subportadora OFDM e espectro OFDM [13]

Em termos comparativos, as características de modulação multiportadora e o princípio de ortogonalidade do OFDM são extremamente interessantes em um ambiente de comunicações sem fio.

Primeiramente, pelo ganho em eficiência espectral. A transmissão pode ser feita em uma faixa de frequência reduzida, uma vez que os canais se sobrepõem e não há a necessidade de banda de guarda. Se comparado ao FDM, isso representa uma redução de aproximadamente 50% da banda ocupada pelo sinal [15], como evidenciado na Figura 4.

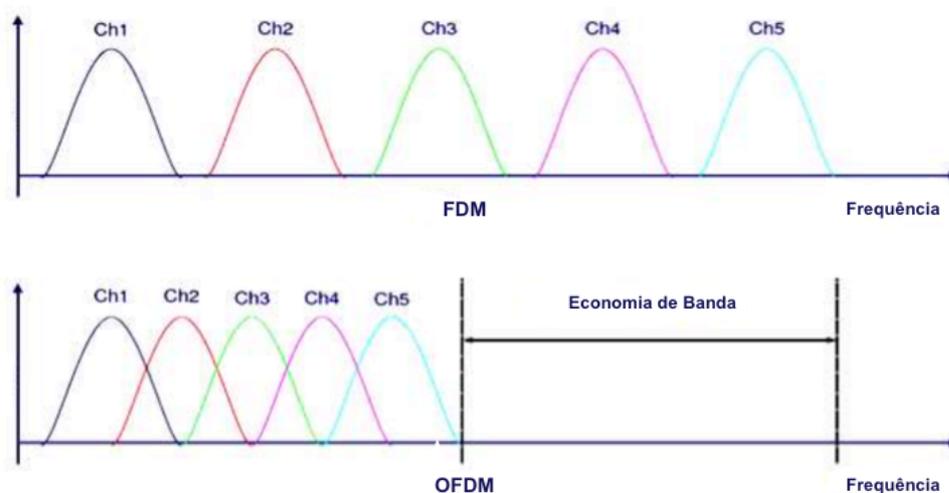


Figura 4 - Comparativo entre o espectro FDM e o espectro OFDM [14]

E, em segundo lugar, e mais importante, a divisão do sinal em subportadoras faz da forma de onda OFDM menos sensível à desvanecimento em canais seletivos em frequência, particularidade que será explorada mais a fundo na Seção 2.3.

2.2. Características de Implementação

Como colocado na seção anterior, a construção de um sinal OFDM prevê a modulação individual de uma quantidade específica de subportadoras utilizando uma série de frequências múltiplas e harmônicas entre si.

Essencialmente, uma sequência de símbolos modulados digitalmente é distribuída, um símbolo por vez, para cada uma das subportadoras. Esse procedimento pode ser obtido por meio de osciladores locais sincronizados, como mostrado na Figura 5.

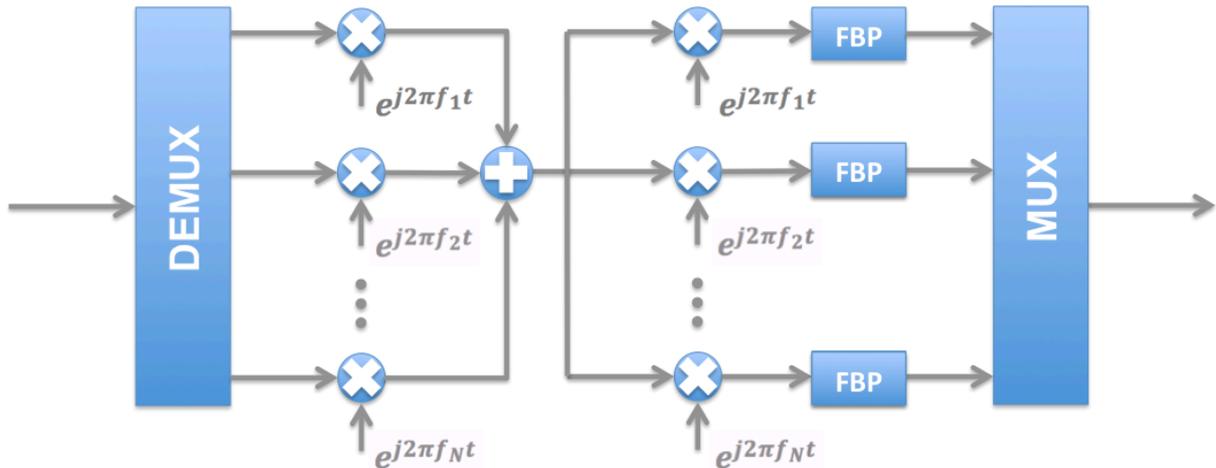


Figura 5 - Modulação OFDM utilizando osciladores locais

No entanto, para um número consideravelmente grande de subportadoras, a utilização de osciladores locais pode ser bastante onerosa e até mesmo inviável, a depender do caso. Uma solução alternativa é encontrada quando se observa a descrição matemática de um sinal OFDM obtido pelo procedimento descrito anteriormente, representado na Equação 2.1.

$$b(t) = \sum_{n=1}^N m_n(t) \cdot e^{j2\pi n \Delta f t} \quad (2.2)$$

em que $b(t)$ é o sinal OFDM, m_n é o n -ésimo símbolo modulado em cada uma das N subportadoras e $\Delta f = 1/T_s$, para portadoras ortogonais.

É possível notar que o processo mostrado na Equação 2.1 pode ser computado por meio de uma IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), no caso de um sinal amostrado a taxa $f_a = N/T_s$, considerando os símbolos na entrada como amplitudes das subportadoras e a soma como um sinal no domínio do tempo [15].

Essa relação facilita substancialmente a forma como o sinal transmitido é gerado. Uma vez que a IFFT é um processamento realizável digitalmente, o sinal OFDM pode ser rapidamente computado utilizando o auxílio de uma estrutura série/paralelo para o processamento dos N símbolos simultaneamente – na forma de um bloco –, não se fazendo mais necessário o processamento de uma subportadora por vez por meio de osciladores locais. Dessa forma, tem-se uma implementação mais rápida com custos com hardware reduzidos consideravelmente.

Essencialmente, FFT/IFFT é o conceito matemático base de processamento para um sistema multiportadora. Para um símbolo OFDM composto pela modulação de N símbolos em banda-base, N é geralmente tomado como uma potência de 2, para facilitação do processamento digital [13].

Importante ressaltar que, embora a IFFT seja mais comum, a implementação pode ser considerada como utilizando de uma FFT, a depender da convenção, uma vez que os dois processos são intercambiáveis por formarem um par linear. A única condição existente é que o processo na recepção seja considerado como o processo inverso na transmissão, mantendo o par IFFT/FFT intacto. A Figura 6 exemplifica uma estrutura do tipo.

Neste texto, todo o processo de transmissão multiportadora será considerado como utilizando IFFT e todo processo de recepção como utilizando FFT.

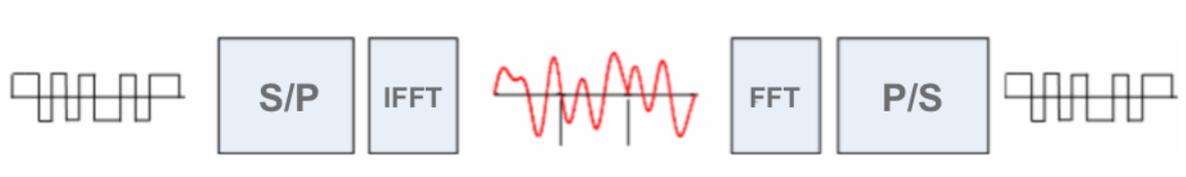


Figura 6 - Par IFFT/FFT na modulação OFDM

2.3. Comportamento em Canais Seletivos em Frequência

Desvanecimento e interferência são problemas presentes e de extrema consideração em canais sem fio (*wireless*) [16], principalmente quando considerados os sistemas de comunicações móveis atuais e os cenários de alta mobilidade e densidade celular esperados para o futuro próximo da quinta geração, como já discutido no Capítulo 1.

Desenvolver formas de mitigar esses efeitos é uma das principais preocupações quando se considera o projeto de uma interface aérea e de suas componentes. O OFDM, por sua natureza multiportadora, possui resposta a canais seletivos com propriedades muito interessantes. Para analisar essas propriedades mais a fundo é necessário, primeiramente, entender o que vêm a ser esses efeitos.

2.3.1. Desvanecimento e Seletividade

O comportamento de um sinal que se propaga em um meio sem fio é altamente dependente do ambiente. Fenômenos de reflexão, difração, espalhamento e desvanecimento são recorrentes e causados por diversos fatores [16]. Nesse sentido, a dinamicidade e a

imprevisibilidade de cenários físicos quando em mobilidade fazem com que a única descrição verossímil de um canal seja probabilística. Entre os efeitos mais presentes em comunicações móveis estão os causados pelos vários caminhos que um sinal toma entre a sua transmissão e recepção; são os efeitos de multipercurso (*multipath*).

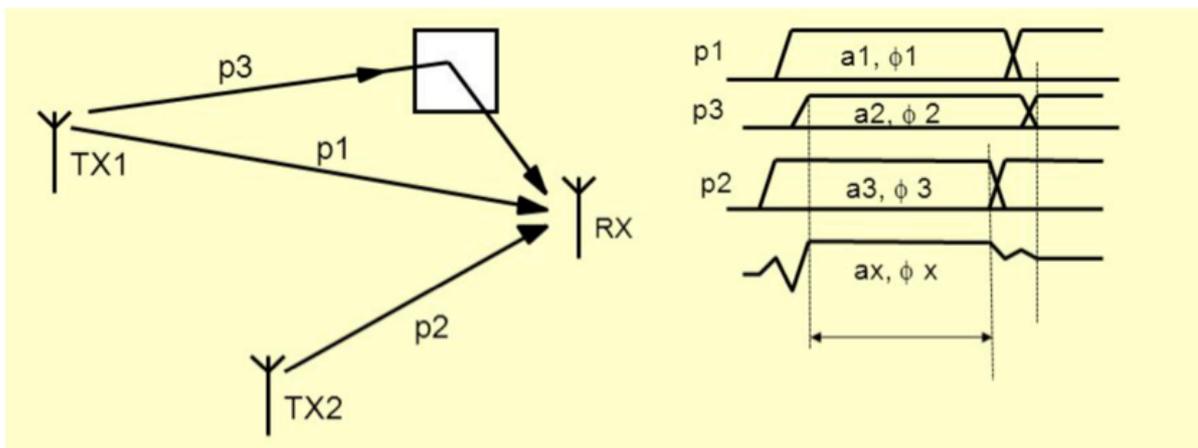


Figura 7 - Efeito de Multipercurso no OFDM [14]

A Figura 7 mostra um cenário clássico de multipercursos. Sinais recebidos p_x são somas de cópias do sinal enviado com diferentes atrasos ϕ_x e diferentes ganhos a_x . Essas diferentes cópias do sinal acabam gerando degradação na recepção, às vezes com grande desvanecimento, o que resulta em um processamento oneroso e uma difícil, quando não impossível, recuperação do sinal original.

O desvanecimento causado por esses efeitos é muito variável e depende intrinsecamente do tipo de cenário em que o sinal é considerado. Dos possíveis tipos de canais em tecnologias móveis, os mais recorrentes são os canais cujas respostas apresentam seletividade em frequência; em que o desvanecimento não ocorre de forma uniforme em toda a banda do canal, mas sim de forma mais e menos intensa em frequências específicas [16].

Sistemas multiportadora como o OFDM apresentam vantagem em canais com resposta seletiva em frequência. O entendimento desta característica é bem visualizável e mostrado na Figura 8. Como apenas algumas frequências selecionadas – e, conseqüente, subportadoras selecionadas – são afetadas, o símbolo OFDM como um todo é pouco degradado, com apenas alguns símbolos específicos em banda-base sofrendo desvanecimento. O sinal, então, não é igualmente afetado e ainda consegue ter boa parte da sua integridade mantida.

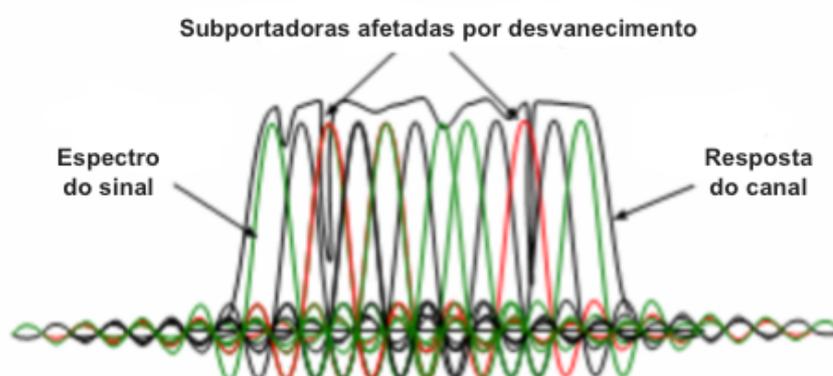


Figura 8 - Efeito de seletividade em frequência em um espectro OFDM [15]

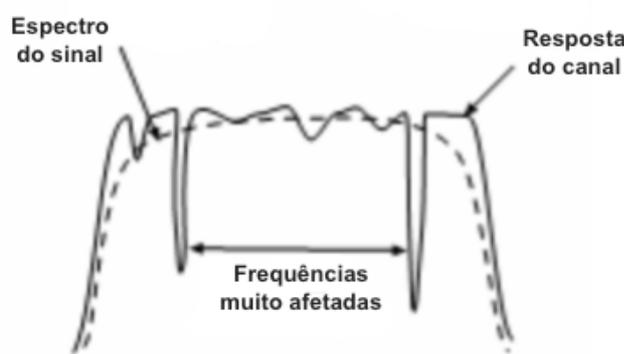


Figura 9 - Efeito de seletividade em frequência em um sinal com portadora única [15]

Comparativamente, sinais em que cada símbolo ocupa uma grande faixa da banda do canal (sinais banda larga com portadora única) são inteiramente afetados, levando a uma recuperação mais difícil na recepção, como visto na Figura 9. No OFDM, uma vez que subportadoras muito afetadas podem ser desconsideradas, o sinal além de ter sua equalização facilitada, pode ser enviado de forma adaptativa, a depender do canal.

2.3.2. Espalhamento do atraso e uso de Prefixo Cíclico

Um dos mais comuns efeitos de multipercursos é a interferência intersimbólica (*Intersymbol Interference*, ISI), em que, devido aos atrasos na recepção, um símbolo acaba interferindo no símbolo subsequente, sendo visto como ruído pelo mesmo e tendo sua recepção degradada.

Para considerar a existência de multipercursos e computar a interferência, é definido o conceito de espalhamento do atraso (do inglês, *delay spread*): o atraso máximo observado para um determinado sinal em um cenário específico [16]. De forma analítica, se o *delay spread* é menor do que o tempo de símbolo, o desvanecimento causado pode ser considerado como plano (*flat fading*), uniforme por toda a faixa de frequência considerada. Do contrário, se é maior, ocorre o desvanecimento seletivo em frequência (*frequency selective fading*), já comentado na seção anterior.

Como mitigar essa interferência? A solução surge intuitivamente da inserção de um intervalo de diferença, ou de guarda, entre dois sinais subsequentes. Para manter a continuidade do sinal, este espaço é geralmente preenchido com algum tipo de informação. No entanto, uma vez que o início do símbolo é importante no sincronismo da detecção, apenas estender o sinal não é uma solução interessante.

A solução adotada normalmente, e uma das principais características do OFDM enquanto técnica de modulação da quarta geração, é a adição do chamado prefixo cíclico (*Cyclic Prefix*, CP).

A Figura 10 mostra o processo de adição do prefixo cíclico. Este consiste no preenchimento do intervalo de guarda com uma cópia da porção final do período do símbolo. Essa alternativa, além de posicionar o início do símbolo fora da região de interferência, mantém a continuidade necessária para que a convolução do canal seja vista como uma convolução circular.

No processamento da IFFT, a existência da convolução circular leva a uma simplificação na frequência: o sinal recebido, a menos do ruído, é o produto do sinal transmitido pela resposta do canal. Essa característica facilita excepcionalmente o processo de recepção, permitindo que uma equalização mais simples possa ser utilizada. O detalhamento matemático da adição do prefixo cíclico é mostrado em [15].

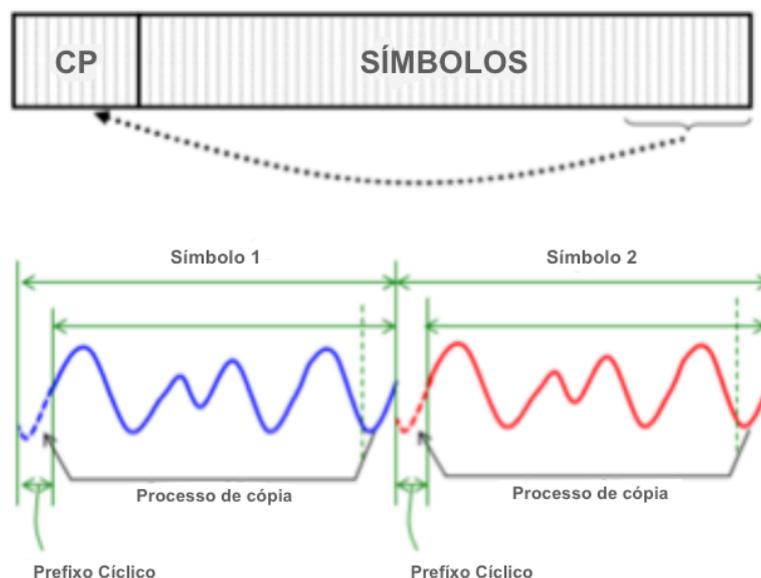


Figura 10 - Processo de inserção do prefixo cíclico no OFDM [13]

Em termos práticos, o tamanho do prefixo cíclico em amostras (como mostrado na Figura 10) deve ser maior que o tamanho máximo do atraso existente para aquele enlace específico, ou seja, maior que o *delay spread* associado. Com essa consideração, o prefixo cíclico se torna uma solução eficaz para mitigação de fenômenos de desvanecimento e de interferência intersimbólica.

Finalmente, uma vez que um símbolo OFDM pode ser visto como a combinação linear das diferentes subportadoras que o compõem, o prefixo cíclico pode ser inserido após a realização da IFFT e retirado após o canal logo antes do processamento na recepção, retomando a periodicidade do sinal.

Um diagrama de blocos completo de um sistema OFDM, já considerando o prefixo cíclico é mostrado na Figura 11.

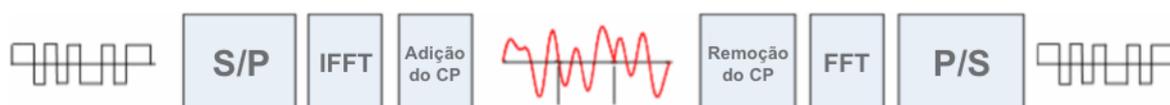


Figura 11 - Diagrama de Blocos de um Sistema OFDM

2.4. Limitações do OFDM

O uso do OFDM enquanto técnica de modulação, embora apresente diversas vantagens dadas as características apresentadas nas seções anteriores, mostra algumas limitações bem específicas quando analisada em um cenário 5G.

O principal revés do OFDM é também o seu principal trunfo. A necessidade estrita de ortogonalidade em um ambiente de tráfego esporádico de pacotes como o esperado em comunicação MTC e de espectros cada vez mais fragmentados [2] é um problema. Para a transmissão, qualquer perda de sincronismo gera diretamente interferência interportadora (ICI) de difícil mitigação, o que acaba criando alta complexidade na recepção.

Outras limitações que devem ser levadas em consideração quando se considera os requisitos de uma forma de onda para a quinta geração são:

- a) O *overhead* existente da inserção de um prefixo cíclico (CP) de tamanho fixo, que embora em termos de processamento digital seja realmente a cópia de amostras do final do sinal, em termos contínuos, equivale a um aumento da banda ocupada pelo sinal e consequente perda de potência [13].
- b) O alto PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*). Por ser formado como combinação linear de diferentes símbolos, o OFDM pode alcançar uma amplitude máxima de N (consideradas as subportadoras normalizadas para uma potência de 1W), ou seja, a potência é relacionada ao tamanho da IFFT utilizado para o processamento do sinal OFDM. Em aplicações de não linearidades inerentes, devido a essa grande variação de amplitude, há amplificação considerável na interferência vinda da distorção, que, dentro da banda, leva a um aumento na taxa de erro de bit (*Bit Error Rate*, BER) observada;
- c) E, finalmente, os ainda relativamente altos níveis de vazamento espectral [17], advindos da utilização de um filtro retangular (*rect*) no tempo. Aqui, o equivalente em frequência de cada subportadora, na forma da função *sinc*, apresenta lóbulos secundários de alta potência que, a menos da ortogonalidade inerente, representam considerável interferência em símbolos adjacentes.

O próximo capítulo trata de algumas alternativas que surgem como forma de contornar essas limitações do OFDM e estabelecer novas características que possam ser úteis ao desenvolvimento da interface área da quinta geração de telefonia móvel.

3. FORMAS DE ONDA CANDIDATAS

Como contextualizado no Capítulo 2, o OFDM apresenta limitações no projeto do sistema por não ser tão flexível dentro dos requisitos esperados para a quinta geração de telefonia móvel.

A interface área do 5G, enquanto expectativa de abertura para a Internet das Coisas e Comunicação D2D, é pouco compatível com a realidade estabelecida pelo OFDM na premissa básica para sua ortogonalidade: o sincronismo [18].

Sincronismo rigoroso e alinhamento exato no tempo exigem um mecanismo de acesso remoto robusto entre o móvel (*User Equipment*, UE) e a estação-base. O procedimento mais longo de troca de mensagens, quando estabelecido, acaba por requerer mais potência, se tornando dependente de dispositivos mais eficientes, que são, geralmente, mais caros [19]. A escalabilidade e acessibilidade almejadas na quinta geração são fatores determinantes, e maior solicitação de bateria e osciladores muito restritos podem ser extremamente limitadores.

A alternativa para baratear e abrir espaço para a massificação dos sistemas a serem padronizados é utilizar de tecnologias que permitam maior flexibilidade em seus requisitos.

As formas de onda aqui apresentadas podem ser vistas como formas adaptadas e melhoradas do OFDM para o cumprimento dos requisitos de funcionamento da interface aérea do 5G.

3.1. ZT-DS-OFDM (*Zero-Tail DFT-Spread OFDM*)

O ZT-DS-OFDM é uma adaptação direta do SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*), utilizado no LTE como tecnologia de multiplexação de subida (*uplink*).

Sendo gerado pela adição do processamento de uma DFT previamente ao esquema de blocos do OFDM apresentado no Capítulo 2 (Figura 11), o SC-FDMA, também chamado DFT-S-OFDMA (*DFT-Spread OFDMA*) apresenta benefícios em termos de eficiência em potência, i.e. menor PAPR [20], sendo uma alternativa para acompanhar a baixa capacidade de processamento do UE.

Embora PAPR baixo não seja uma condição tão crítica no cenário de células pequenas (*small cells*) do 5G [2] – de pequenas distâncias e menos dependência de potência - , a

distribuição do símbolo entre todas as subportadoras, gerada pela DFT aplicada, provê robustez à *offsets* de frequência [20].

Ainda assim, o SC-FDMA apresenta os mesmos problemas de radiação fora da banda que o OFDMA. Algumas propostas surgiram, como mostrado em [8], para conter essas limitações.

3.1.1. Propriedades do ZT-DS-OFDM

O ZT-DS-OFDM surge, nesse contexto, como uma variação do original para uma versão mais flexível em relação ao posicionamento em frequência e ao uso do prefixo cíclico (CP).

No lugar dos CPs de tamanho fixo, o ZT-DS-OFDM estabelece uma “cauda de zeros” para o sinal – por isso *zero-tail* - como forma de lidar com os efeitos de multipercurso e a consequente interferência intersimbólica (ISI) inerente. A cauda, formada por amostras de potência extremamente baixas é gerada como parte da saída da IFFT no bloco de modulação do sinal [8]. A Figura 12 mostra um sinal ZT-DS-OFDM, em que é possível visualizar essa característica.

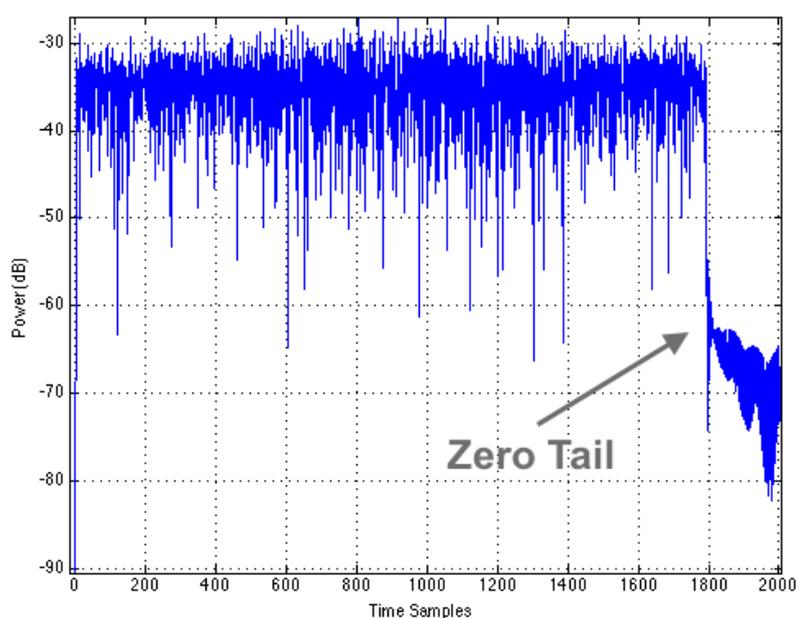


Figura 12 - Sinal ZT-DS-OFDM com cauda de baixa potência

É importante ressaltar que, enquanto os CPs de tamanho fixo representam considerável perda de eficiência espectral em cenários cujo *delay spread* é muito menor do que a duração do CP – e interferência intersimbólica em cenários em que ele é maior –, a utilização de um *zero-tail surge* como possibilidade de adaptar dinamicamente esse *overhead* [21]. Na transmissão, é possível aumentar ou reduzir o tamanho da cauda, a depender da estimativa obtida do atraso.

Essa flexibilidade possibilitaria, nos cenários para o 5G, que células vizinhas com diferentes cenários de dispersão consigam coexistir sem gerar interferência mútua [21], como mostrado na Figura 13, para os móveis *UE1* e *UE2*. Ainda, robustez a interferências liga-se diretamente aos requisitos de receptores mais simples, uma vez que lidar com a interferência assíncrona de sistemas vizinhos é consideravelmente mais complicado.



Figura 13 – Compensação do ZT-DS-OFDM em diferentes atrasos de propagação

Ainda, o uso do ZT-DS-OFDM traz um ganho em latência, uma vez que retira a necessidade de avanço no tempo para alinhamento dos sinais - característica existente nos sistemas atuais [19] - o que possibilita que dois UEs a diferentes distâncias do ponto de acesso (*Access Point*, AP) ainda sejam processados em uma mesma IFFT.

E, finalmente, para o ZT-DS-OFDM o período de guarda pode ser ainda adaptado à porção da cauda de baixa potência (com algumas penalidades de ortogonalidade) [21], o que dentro da expectativa de uma comunicação MTC intensa em *small bursts*, representa importante versatilidade.

3.1.2. Características de Implementação

Como colocado na seção anterior, o ZT-DS-OFDM pode ser obtido diretamente de um bloco DFT-S-OFDM pela substituição da parte final da IFFT por um vetor de zeros de tamanho ajustável. Como forma de adaptação à ciclicidade da IFFT sem gerar picos de potência [19], são também inseridos alguns poucos zeros no início, como um *zero-head* do sinal. O bloco de implementação do transmissor é mostrado na Figura 14.

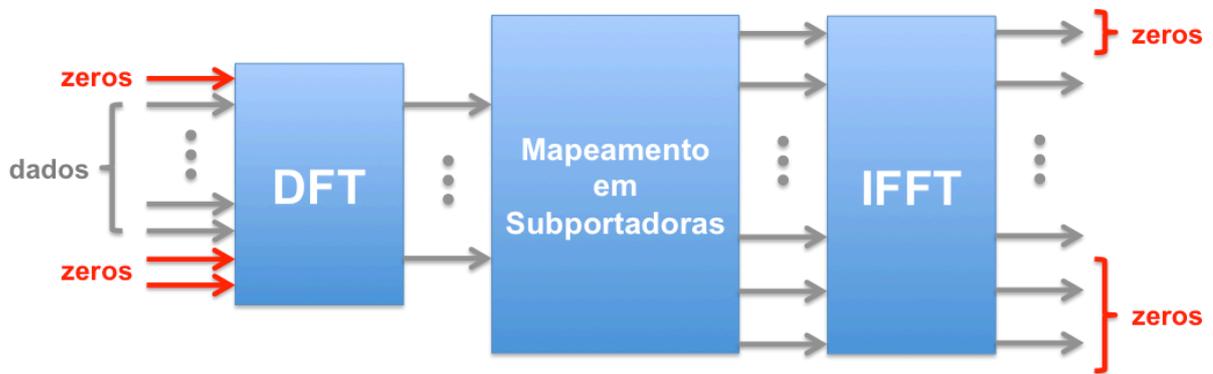


Figura 14 - Diagrama de Blocos de um transmissor ZT-ds-OFDM

Dado um vetor de símbolos modulados \mathbf{c} , então o vetor de entrada do ZT-DS-OFDM \mathbf{q} de tamanho $l \times N$ é dado por:

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

em que $\mathbf{0}_{N_h}$ e $\mathbf{0}_{N_t}$ são vetores de $\mathbf{0}$ de tamanho N_h de N_t , respectivamente. O vetor \mathbf{q} é entregue à DFT e o vetor coluna resultante mapeado nas frequências de cada subportadora e processado pela IFFT. O vetor \mathbf{s} resultante no tempo de tamanho $N_{IFFT} \times l$ é dado então por:

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

com \mathbf{F} a matriz da FFT não normalizada e \mathbf{M} a matriz de tamanho $N_{IFFT} \times N$ que mapeia os símbolos saídos da FFT em cada subportadora.

É importante comentar que o procedimento adotado para a implementação do ZT-DS-OFDM é diferente da utilização de *zero-padding* como substituição do prefixo cíclico. Aqui, as amostras zero são obtidas diretamente da IFFT e mantêm a ortogonalidade do sinal na recepção sem aumento considerável de complexidade [8]. Como existe vazamento no espalhamento dos símbolos entre as subportadoras pela IFFT, o *zero-tail* acaba não apresentando potência nula. Ainda assim, os valores são muito mais baixos do que na média do sinal, como é possível observar na Figura 12.

O desempenho do ZT-DS-OFDM é esperado próximo do DFT-S-OFDM, mantendo complexidade e boa adaptação a dispositivos móveis de mais baixa capacidade de processamento [8]. Com aditivo, ele traz, no entanto, os benefícios da maior flexibilidade citada anteriormente e de um melhor conteúdo espectral, dadas as transições mais suaves entre os símbolos no tempo. Ainda, assim como para seus predecessores, a extensão para MIMO é também direta.

3.2. FBMC (*Filterbank Multicarrier*)

O FBMC é uma generalização do OFDM enquanto técnica multiportadora. O conceito central do FBMC é aliar o princípio de divisão em frequência a uma funcionalidade de filtragem por subportadora.

No OFDM, o uso de uma forma de onda retangular leva aos problemas de conteúdo espectral levantados na Seção 2.4. O formato da função *sinc* no espectro apresenta lóbulos secundários significativos, o que representa muita radiação fora da banda. Para a utilização do 5G, esse é um problema importante a se considerar em cenários de condições desfavoráveis ao sincronismo na frequência.

A ideia do FBMC é dar uma melhor forma ao pulso que é utilizado para a formatação de cada subportadora, obtendo-se um maior controle da localização do conteúdo espectral em cada frequência.

3.2.1. Propriedades do FBMC

Com a possibilidade de filtragem do formato do pulso utilizado em cada subportadora, o FBMC traz um novo grau de liberdade ao sistema, permitindo a otimização da forma de onda para cenários de transmissão mais diversificados e adaptativos.

O maior ganho do FBMC, nesse sentido, é a sua boa localização em frequência. Uma vez que a potência do sinal pode ser confinada a uma porção menor do espectro, é possível obter 1) menor radiação fora da banda, permitindo condições de sincronismo mais flexíveis e fazendo com que a existência de ICI seja menos crítica e 2) mais robustez à ISI, o que retiraria a necessidade do uso de um CP, permitindo que o sistema atinja, em teoria, eficiência espectral máxima [9].

A Figura 15 mostra um comparativo entre o OFDM e o FBMC da resposta impulsional do filtro para cada subportadora. Aqui, é interessante ressaltar que o OFDM pode ser visto como um caso particular do FBMC, em que o filtro formatador do pulso é um filtro retangular.

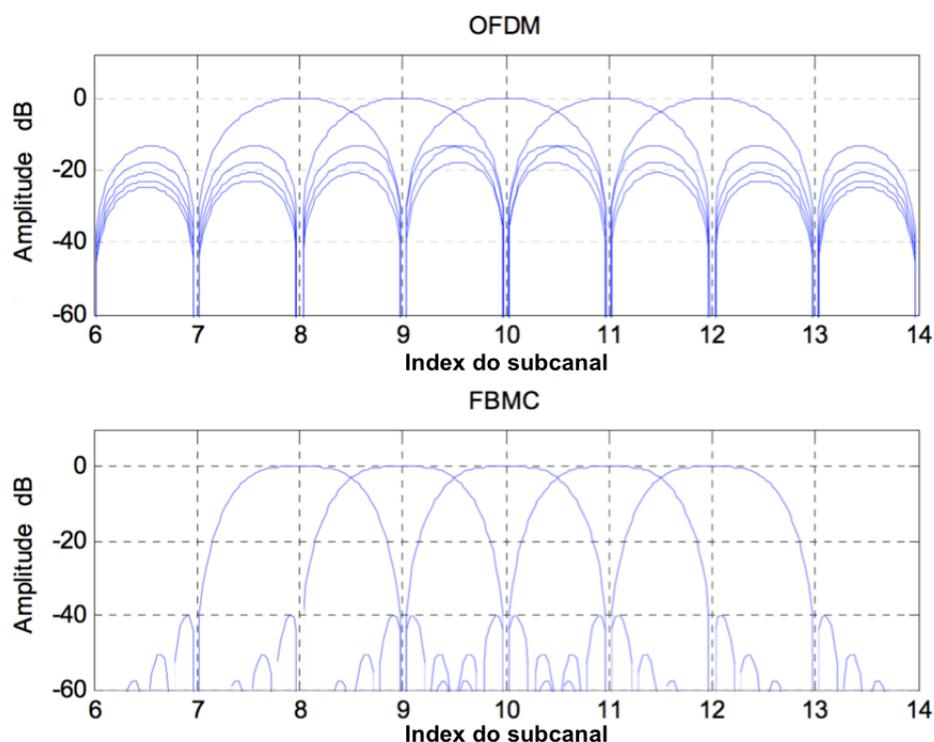


Figura 15 - Comparativo da resposta impulsional para cada subportadora [22]

A complexidade maior do FBMC está, no entanto, no comprimento dos filtros utilizados. Estes precisam ser longos para centralizar os símbolos na frequência desejada. Implementações realizadas [12] – e que serão posteriormente aqui apresentadas – apresentam filtros que estendem de 3 a 4 vezes o tamanho original de um símbolo no tempo, o que representa um *overhead* considerável, principalmente em cenários de *small bursts*.

Ainda assim, por ser construída sob a teoria de bancos de filtros [22], a estrutura do FBMC pode ser implementada eficientemente de forma digital, utilizando do algoritmo da FFT e do esquema de filtragem por componentes polifásicas, sem grande aumento de complexidade e provendo a flexibilidade e robustez necessárias.

A Seção 3.2.2 trata mais a fundo dessas características de implementação.

3.2.2. Características de Implementação

A implementação do FBMC se baseia na estrutura de banco de filtros, em que um filtro de resposta impulsional finita (*Finite Impulse Response*, FIR), aqui denominado de filtro protótipo (*prototype filter*) é utilizado para a formatação de cada subportadora na frequência. O formato de banco de filtros já foi explorada de diferentes maneiras na literatura [23] [24], sendo o formato apresentado aqui [12] - e cuja implementação é detalhada no Capítulo 4 - baseado no modelo OFDM/OQAM, em que os símbolos utilizados no processamento são modulados utilizando *offset-QAM* (*Offset Quadrature Amplitude Modulation*). Um diagrama de blocos generalizado do sistema FBMC é mostrado na Figura 16, em que procedimentos de canal, como equalização, foram omitidos.

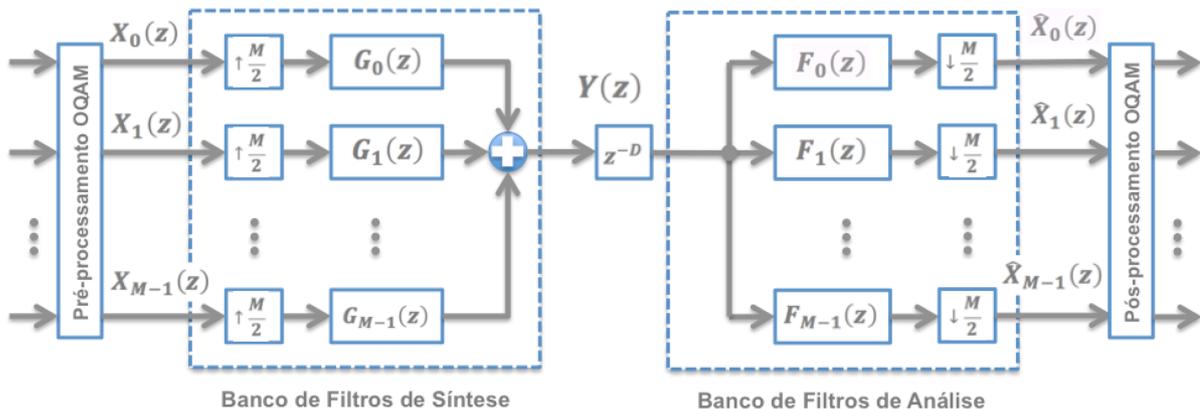


Figura 16 - Implementação genérica do FBMC

O sistema apresentado considera um banco de filtros de tamanho M , em que M é o número de subcanais utilizados. No processamento de transmissão, cada sinal modulado utilizando OQAM é distribuído entre os subcanais para ser superamostrado por um fator $M/2$ e depois filtrado por um filtro de resposta $G(z)$ centralizado em cada uma das subportadoras existentes. Posteriormente, os sinais de cada canal são somados para envio pelo canal de

comunicação. Na recepção, o processo é revertido com a utilização de um banco de filtros de resposta $F(z)$ e subamostragem por um fator $M/2$. Um atraso extra z^{-D} pode ser ainda considerado, onde D é um fator que depende do comprimento do filtro utilizado [12].

Como é possível perceber, a quantidade de subcanais é duas vezes os fatores de super- e subamostragem (*upsampling* e *downsampling*), o que indica que, para símbolos complexos, os bancos de filtros são amostrados a duas vezes a taxa dos sinais de entrada e saída [25]. Esse fato ficará mais claro com a descrição do processamento OQAM na próxima seção.

Finalmente, é importante ressaltar que, por questões de eficiência espectral na transmissão de sinais complexos, os bancos de síntese e análise são simétricos e apresentam as mesmas propriedades, sendo as respostas $G(z)$ e $F(z)$ versões deslocadas em frequência de um mesmo filtro protótipo [12]. Dessa forma, cada subcanal pode ser considerado filtrado no mesmo formato e com a mesma largura de banda.

A função dos processamentos OQAM e dos bancos de filtros é descrita em mais detalhes nas subseções a seguir.

3.2.2.1. *Offset-QAM*

Por causa da realização da filtragem do símbolo, o sinal FBMC não é originalmente ortogonal em relação ao plano complexo. Como forma de manter a ortogonalidade entre os domínios real e imaginário, *Offset-QAM* é utilizado.

O processamento do OQAM basicamente divide símbolos modulados digitalmente em suas partes real e imaginária, que são então alternadas na frequência e no tempo para o processamento do banco de filtros [26]. A sequência pode ser escolhida arbitrariamente, desde que o padrão das sequências n de amostras reais e imaginárias siga a seguinte definição - dada na forma do fator de ortogonalidade θ - para cada subcanal k :

$$\theta_{k,n} = \begin{cases} 1, j, 1, j, \dots & \text{para } k \text{ par} \\ j, 1, j, 1, \dots & \text{para } k \text{ ímpar} \end{cases} \quad (3.3)$$

A Figura 17 mostra a divisão de símbolos QAM em fase (I) e em quadratura (Q). Como pode ser visto, o OQAM é obtido pelo deslocamento das componentes em fase de um símbolo QAM por metade do período de símbolo ($T/2$) da componente em quadratura. Na frequência, a interferência (ICI) é então reduzida para cada subportadora adjacente. No receptor, esse

interferência é cancelada ignorando-se a parte do símbolo recebido que não está carregando nenhum dado [27].

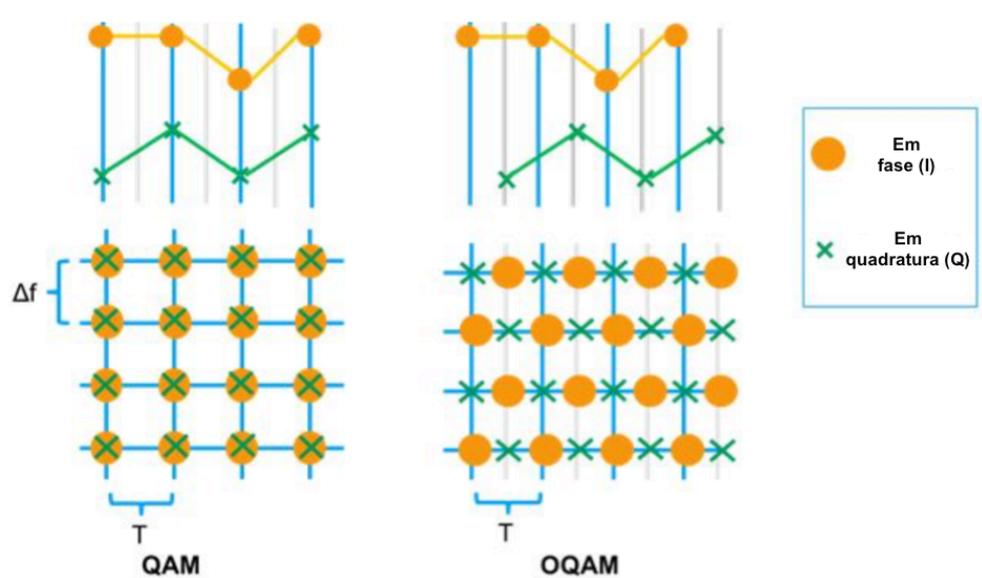


Figura 17 - Esquema de divisão ortogonal de símbolos OQAM [27]

Como forma de permitir a transmissão e a recepção assíncrona dos símbolos OQAM, dado que a taxa de símbolos é duplicada, um sistema escalado deve ser considerado, com filtros amostrados a uma taxa duas vezes maior e um processamento duas vezes mais rápido. Em comparação com o utilizado no OFDM, isto implica diretamente em um aumento da complexidade do sistema FBMC.

O Capítulo 4 apresenta os detalhes dos blocos de pré- e pós-processamento OQAM mostrados, assim como os artifícios utilizados na implementação para manutenção da ortogonalidade durante a divisão dos símbolos.

3.2.2.2. Bancos de Filtros de Síntese e Análise

Como colocado anteriormente, o banco de filtros utilizado como base para o FBMC é constituído de um número de subfiltros correspondente ao número de subcanais selecionados.

Todos os subfiltros são gerados a partir de versões de um filtro protótipo, deslocadas na frequência de k/M . Para um filtro protótipo $p[m]$, o k -ésimo filtro de síntese é definido por:

$$g_k[m] = p[m] \cdot \beta_k \Theta_{k,m} , \quad (3.4)$$

em que:

$$\begin{aligned} \beta_k \Theta_{k,m} &= \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p - 1}{2}\right)\right) \\ &= \exp\left(-j \frac{2\pi k}{M} \left(\frac{L_p - 1}{2}\right)\right) \exp\left(j \frac{2\pi k m}{M}\right) , \end{aligned} \quad (3.5)$$

com $m = 0, 1, \dots, L_p - 1$, onde L_p é o comprimento do filtro protótipo.

Nessa configuração, o subfiltro de análise é simplesmente uma versão inversa complexa conjugada do filtro de síntese correspondente [12]. Então, o k -ésimo filtro de análise é dado por:

$$\begin{aligned} f_k[m] &= g_k^*[m] \cdot [L_p - 1 - m] \\ f_k[m] &= p[L_p - 1 - m] \exp\left(-j \frac{2\pi k}{M} \left(L_p - 1 - m - \frac{L_p - 1}{2}\right)\right) \\ f_k[m] &= p[m] \exp\left(j \frac{2\pi k}{M} \left(m - \frac{L_p - 1}{2}\right)\right) = g_k[m] . \end{aligned} \quad (3.6)$$

Pelas equações (3.4) a (3.6), os filtros de análise e síntese são idênticos e os bancos de filtros de síntese e análise podem ser construídos de forma análoga.

É importante salientar que a construção do banco de filtros a partir de versões deslocadas impacta a ortogonalidade [28]. Dado que a energia de cada amostra é espalhada entre canais adjacentes, interferência interportadora (ICI) é gerada entre subportadoras vizinhas (ímpares e pares), como mostrado na Figura 18.

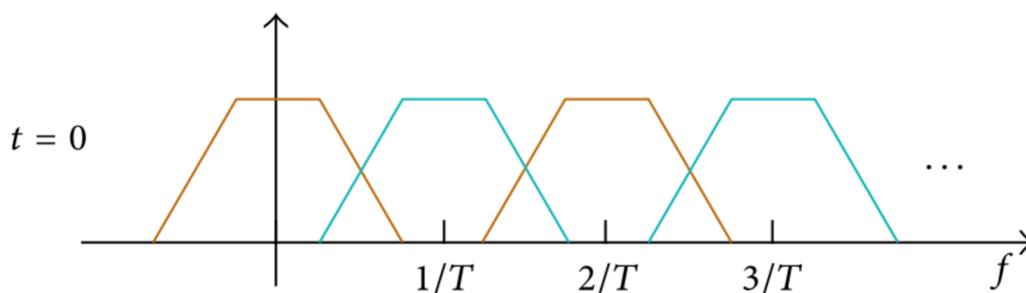


Figura 18 - Interferência Interportadora (ICI) existente no FBMC

Por outro lado, todas as subportadoras pares e todas as subportadoras ímpares permanecem ortogonais entre si, o que, somado a inserção de símbolos OQAM, assegura a robustez à interferência do sistema como um todo.

O Capítulo 4 detalha uma forma de implementação de bancos de filtros utilizando a técnica de divisão em componentes polifásicas, que reduz substancialmente a complexidade do sistema e permite uma implementação digital simplificada, utilizando a IFFT.

4. IMPLEMENTAÇÃO DO FBMC

Embora direta e de rápida assimilação, a implementação do FBMC da forma como foi apresentada no Capítulo 3 não é eficiente em termos práticos. Cada operação de filtragem é realizada a uma alta taxa de amostragem, gerando uma excessiva quantidade de cálculos.

Como forma de garantir a utilização de modulação multiportadora em sua premissa básica - apresentada no Capítulo 2 (Figura 2) -, na geração dos bancos de filtros, algumas estruturas eficientes foram desenvolvidas [12].

Uma das estruturas mais difundidas por sua simplicidade e facilidade é a implementação por componentes polifásicas (*polyphase implementation*), em que a estrutura de cada banco de filtros, cujos coeficientes são derivados de um filtro protótipo - como mostrado na Seção 3.2 -, é acompanhada de um bloco de modulação multiportadora [29]. Nesse cenário, o uso de componentes polifásicas apresenta sua maior vantagem: permitir que o bloco de modulação seja representado por uma IFFT.

A derivação de uma estrutura polifásica de bancos de filtros é mostrada na seção a seguir, abrindo o caminho para a implementação do FBMC realizada em sequência.

4.1. Representação por Componentes Polifásicas

Considerando um filtro de transmissão $G(z)$, de resposta impulsional finita (FIR) e comprimento L_p , então, a transformada z da resposta do filtro é dada por:

$$G(z) = \sum_{l=0}^{L_p-1} g[l] z^{-l}, \quad (4.1)$$

em que $L_p = K \cdot M$, com K o fator de overlapping (*overlapping factor*), característico do filtro utilizado.

Decompondo $G(z)$ em M filtros elementares, pode-se obter a seguinte expressão para a resposta do filtro:

$$\begin{aligned}
G(z) &= \sum_{l=0}^{Lp-1} g[l] z^{-l} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} g[kM + m] z^{-(kM+m)} \\
&= \sum_{m=0}^{M-1} \left[\sum_{k=0}^{K-1} g[kM + m] z^{-kM} \right] z^{-m} = \sum_{m=0}^{M-1} E_m(z^M) z^{-m},
\end{aligned} \tag{4.2}$$

que é a estrutura polifásica de $G(z)$, em que $E_m(z^M) = \sum_{k=0}^{K-1} g[kM + m] z^{-kM}$ são as chamadas componentes polifásicas de $G(z)$.

Agora, denotando-se $G_i(z)$ o filtro deduzido de $G(z)$ por um deslocamento na frequência de i/M :

$$G_i(z) = \sum_{l=0}^{Lp-1} g[l] e^{j\frac{2\pi}{M}il} z^{-l}, \tag{4.3}$$

pela representação em componentes polifásicas, então:

$$\begin{aligned}
G_i(z) &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} g[kM + m] e^{j\frac{2\pi}{M}i(kM+m)} z^{-(kM+m)} \\
&= \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi}{M}mi} E_m(z^M) z^{-m}.
\end{aligned} \tag{4.4}$$

Ou seja, é possível obter um banco de filtro uniformes a partir do deslocamento em frequência de um filtro inicial, o já comentado filtro protótipo, aqui tido na forma de $G(z)$.

Para um valor $\omega = e^{j\frac{2\pi}{M}}$ é possível escrever a relação de cada filtro com seus elementos polifásicos por:

$$\begin{bmatrix} G_0(z) \\ G_1(z) \\ \vdots \\ G_{M-1}(z) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \omega^{-1} & \dots & \omega^{-(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega^{-(M-1)} & \dots & \omega^{-(M-1)^2} \end{bmatrix}}_{IFFT} \begin{bmatrix} E_0(z^M) \\ z^{-1}E_1(z^M) \\ \vdots \\ z^{-(M-1)}E_{M-1}(z^M) \end{bmatrix}, \tag{4.5}$$

que, como pode ser visto, é uma relação que considera os elementos polifásicos do filtro protótipo atrasados e multiplicados por uma matriz de IFFT de ordem M .

A Figura 19 mostra um diagrama de blocos da implementação do banco de filtros de síntese, mostrado inicialmente no Capítulo 3, agora por meio de componentes polifásicas. Os blocos de *upsampling* e atraso podem ser posicionados ao final do processamento de acordo com a primeira identidade nobre (*first noble identity*), apresentada em [30]. Aqui é importante ressaltar a presença do fator β , mostrado na equação 3.5, como indicante da periodicidade da função de modulação utilizada [12].

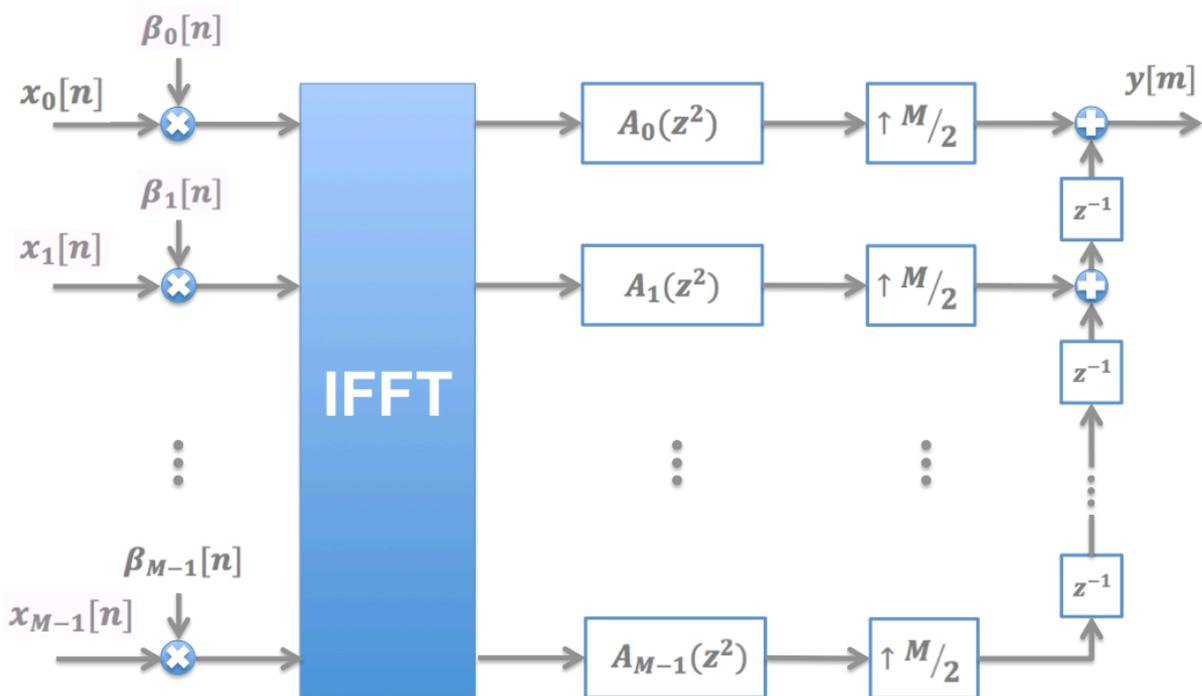


Figura 19 - Implementação do Banco de Filtros de Síntese

Por sua vez, o banco de filtros de análise pode ser obtido de forma análoga, considerando-se um deslocamento de frequência de $-i/M$. Nesse caso, a matriz de IFFT é então substituída por uma matriz de FFT. Os cálculos para o banco de análise são detalhados em [29]. A Figura 20 mostra a estrutura do banco de filtros de análise utilizando componentes polifásicas.

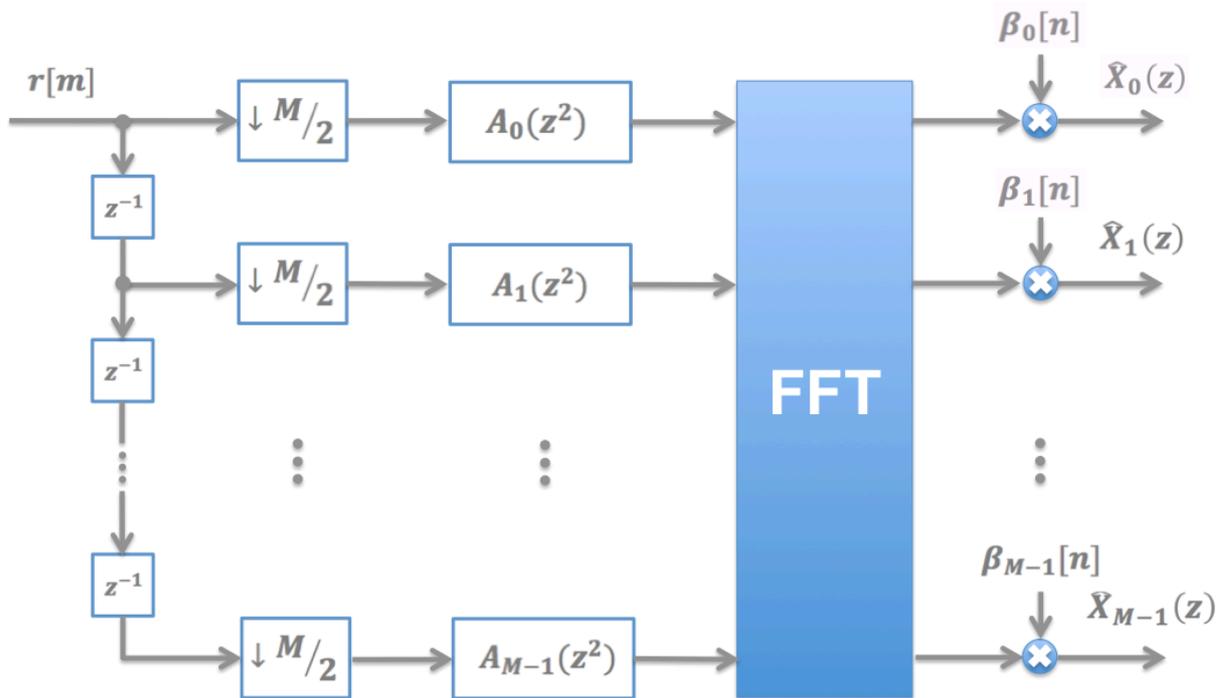


Figura 20 - Implementação de Banco de Filtros de Análise

4.2. Filtro Protótipo

Como colocado na seção 4.1, a geração do banco de filtros depende diretamente da escolha do filtro protótipo adequado.

No Capítulo 3, foi mostrado que a construção do banco de filtros a partir de versões deslocadas na frequência gera interferência interportadora. O design escolhido para o filtro é então de grande importância, pois deve ser feito de forma que, após o banco de filtros, apenas os canais imediatamente adjacentes sofram com a interferência da resposta impulsional. Tal fato é mostrado na Figura 21.

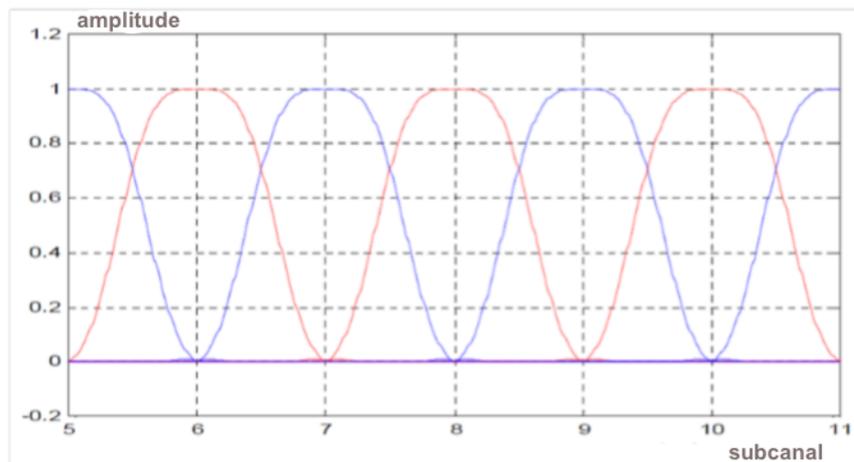


Figura 21 - Interferência do Filtro Protótipo para canais adjacentes

O modelo de filtro escolhido para a implementação aqui realizada é mostrado em [12], onde as etapas de projeto e o processo de otimização considerando todas as técnicas utilizadas são descritos em detalhes.

O filtro protótipo $p[m]$ foi derivado de um filtro passa baixas, causal, simétrico, de resposta impulsional finita (FIR) e alta seletividade em frequência. Os coeficientes de $p[m]$ podem ser escritos numa fórmula fechada, dada por:

$$p[m] = \bar{P}[0] + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k \bar{P}[k] \cos\left(\frac{2\pi k}{KM}(m+1)\right), \quad (4.6)$$

em que $m = 0, 1, \dots, KM - 2$, com K o fator de *overlapping* e os coeficientes $\bar{P}[k]$ dados na Tabela 1:

$\bar{P}[0]$	$\bar{P}[1]$	$\bar{P}[2]$	$\bar{P}[3]$
1	0,97195983	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{1 - \bar{P}[1]}$ = 0,23514695

Tabela 1 - Coeficientes para geração do filtro protótipo

Aqui é importante ressaltar que os coeficientes do filtro não dependem do comprimento L_p , de forma a permitir sua escalabilidade.

Para a implementação, o filtro $p[m]$ foi construído com tamanho $L_p = KM + 1$, sendo

M o número variável de subportadoras utilizadas e $K = 4$. Notadamente, quanto maior o valor de K , maior é a rejeição entre subportadoras adjacentes e maior é o atraso do sistema.

Para tal tamanho de filtro, um atraso extra deve ser considerado, de acordo com [12], devido à necessidade do centro da convolução entre os filtros de síntese e análise estarem situados em uma amostra indexada a um múltiplo de $M/2$. Esse atraso é computado no fator β . Substituindo L_p na Equação 3.5 acrescida de um fator $(-1)^{kn}$ para uma sequência n de símbolos, tem-se:

$$\beta_{k,n} = (-1)^{kn} \exp\left(-j \frac{2\pi k}{M} \left(\frac{(KM + 1) - 1}{2}\right)\right) = (-1)^{kn} \exp(-j\pi k K) \quad (4.7)$$

$$\beta_{k,n} = (-1)^{kn} (-1)^{kK},$$

que é o fator β utilizado na implementação realizada.

A Figura 22 e a Figura 23 mostram, respectivamente, o formato do pulso $p[m]$ e a resposta impulsional do filtro. Aqui, ressalta-se a rejeição de quase 40dB entre os lóbulos principal e secundário.

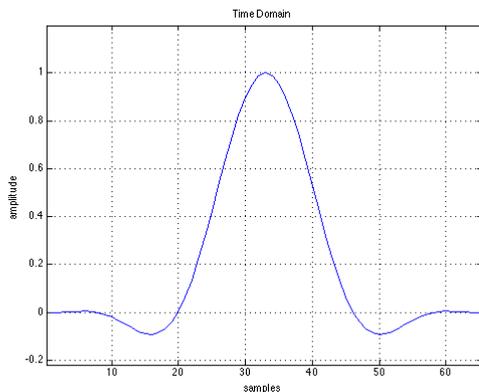


Figura 22 - Formato do filtro protótipo $p[m]$

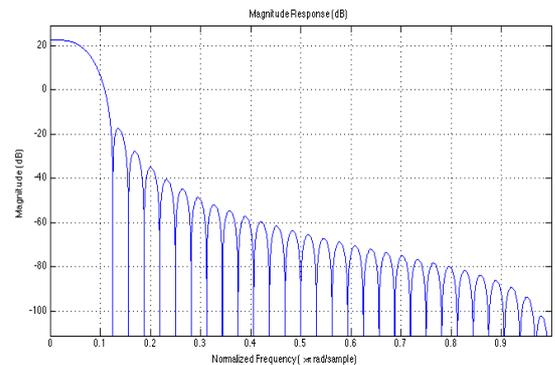


Figura 23 - Resposta Impulsional do filtro protótipo $p[m]$

4.3. Blocos de Processamento OQAM

O processamento dos símbolos QAM modulados para Offset-QAM é mostrado na Figura 24.

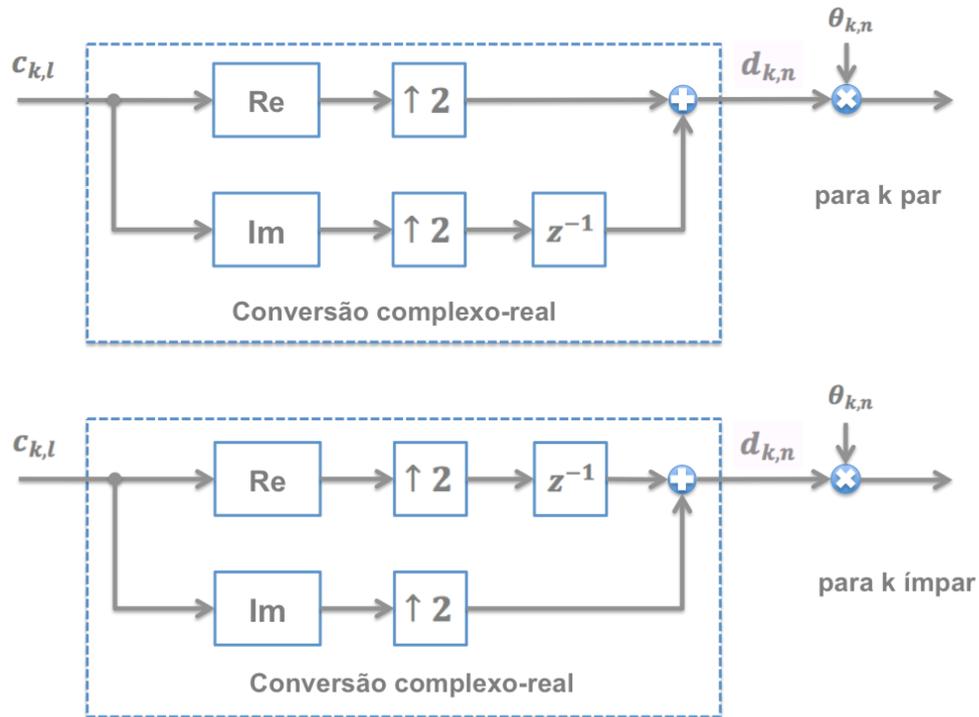


Figura 24 - Bloco de Pré-processamento OQAM

Como apresentado no Capítulo 3, o papel do bloco de pré-processamento OQAM é a divisão do símbolo complexo no tempo, $c_k[l]$, em dois novos símbolos, $d_k[n]$ e $d_k[n + 1]$, puramente reais ou imaginários - a depender do índice do subcanal k -, de forma que os símbolos adjacentes sejam sempre ortogonais entre si.

Tal funcionamento é obtido através de duas operações: a primeira é uma simples conversão complexo-real (*complex-to-real*), em que partes real e imaginária do símbolo são separadas. Os símbolos na saída do bloco de pré-processamento devem seguir a seguinte ordenação:

$$d_k[n] = \begin{cases} \text{Re}(c_k[l]), & \text{para } k \text{ par} \\ \text{Im}(c_k[l]), & \text{para } k \text{ ímpar} \end{cases} \quad (4.8)$$

$$d_k[n + 1] = \begin{cases} \text{Im}(c_k[l]), & \text{para } k \text{ par} \\ \text{Re}(c_k[l]), & \text{para } k \text{ ímpar} \end{cases}$$

Como é possível notar pela Figura 24, a conversão complexo-real aumenta a taxa de amostragem do sinal por 2.

A segunda operação é a multiplicação pelo fator de ortogonalidade $\theta_{k,n}$, que pode ser escolhido de forma arbitrária, desde que siga a formulação imposta na Equação 3.3, mantendo a ortogonalidade dos símbolos gerados.

Para a implementação aqui realizada, o fator $\theta_{k,n}$ foi escolhido como sendo:

$$\theta_{k,n} = j^{k+n} \quad (4.9)$$

Por sua vez, o bloco de pós-processamento OQAM na recepção segue a mesma lógica utilizada no pré-processamento para a recuperação dos símbolos originais modulados em QAM, realizando os passos na ordem inversa com algumas alterações.

O bloco de pós-processamento como foi aqui implementado é mostrado na Figura 25.

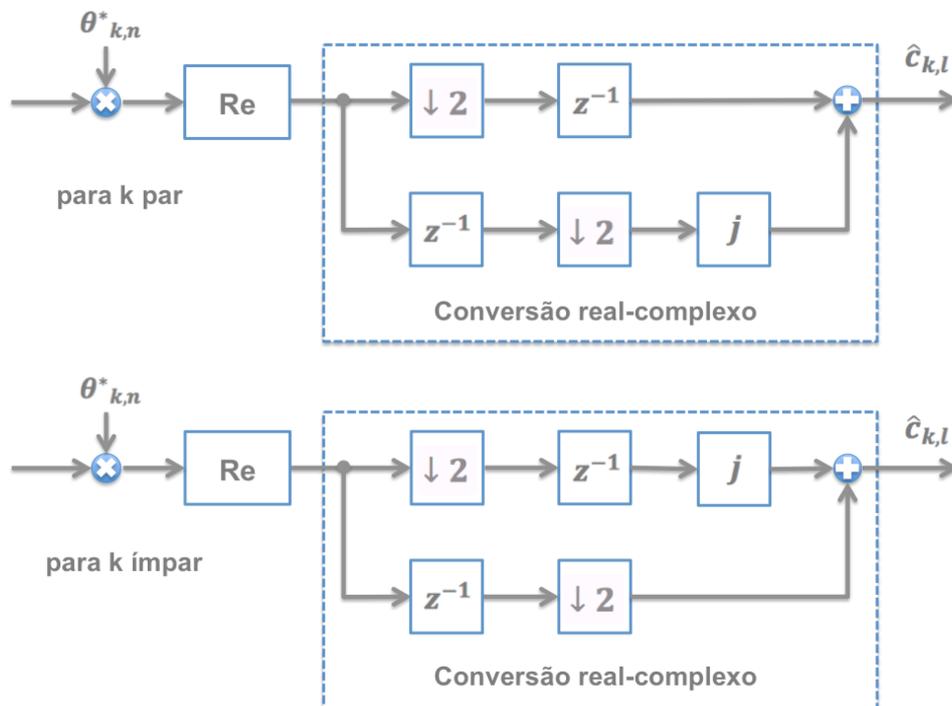


Figura 25 - Bloco de Pós-processamento OQAM

Notadamente, o fator $\theta_{k,n}$ é substituído no pós-processamento pelo seu conjugado. Em seguida, a conversão real-complexo (*real-to-complex*) é utilizada para recuperar o símbolo complexo enviado. A conversão, como colocada, diminui a taxa de amostragem por um fator de 2.

4.4. Estrutura do Transmissor/Receptor

Os diagramas de blocos da estrutura completa de implementação dos componentes do transmissor e do receptor FBMC apresentados são mostrados na Figura 26 e na Figura 27 a seguir.

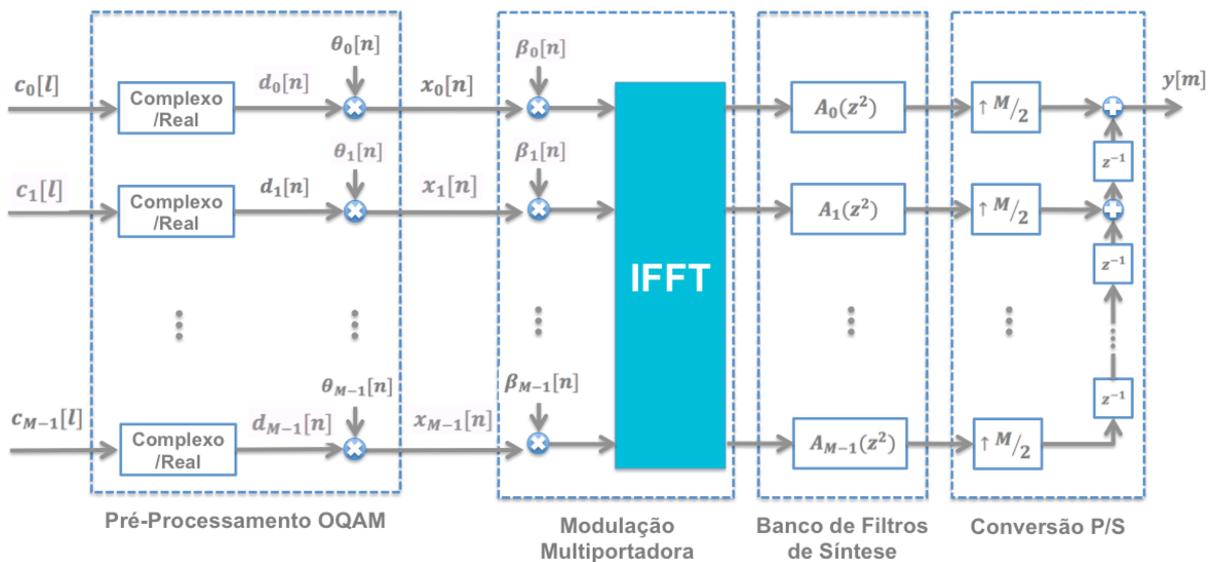


Figura 26 - Diagrama de Blocos do Transmissor FBMC implementado

Da forma que são colocados, os atrasos e os blocos de *upsampling* e *downsampling* utilizados no transmissor e no receptor podem ser vistos como um bloco conversor paralelo/série e um bloco conversor série-paralelo, respectivamente, em que os sinais sofrem uma sobreposição de $M/2$. Esta simplificação é utilizada para a implementação.

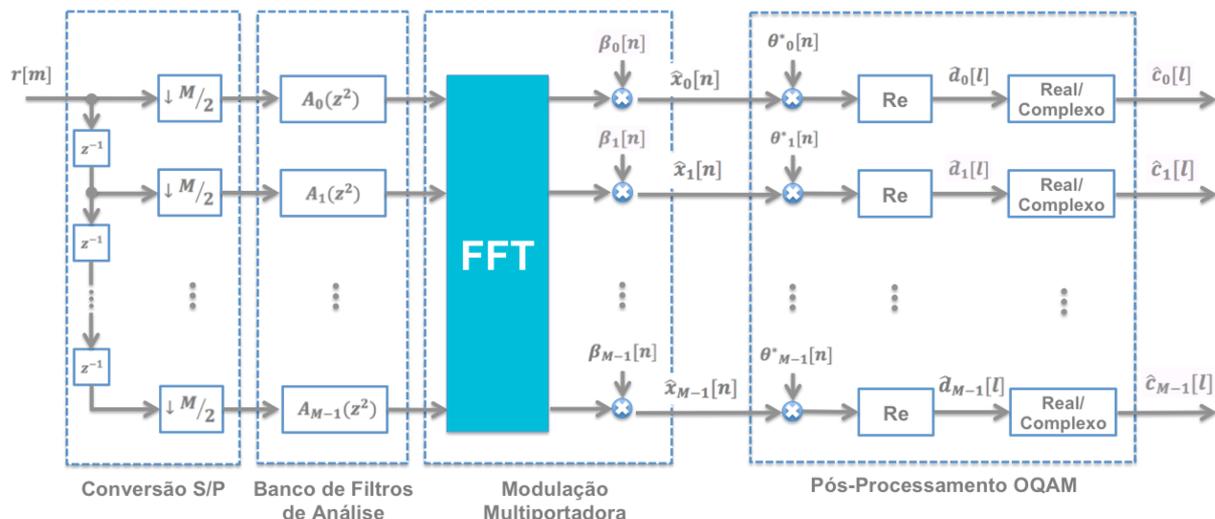


Figura 27 - Diagrama de Blocos do Receptor FBMC implementado

O próximo capítulo apresenta os resultados da implementação do sistema aqui apresentado e estabelece as bases da simulação computacional, comparando o desempenho do sistema FBMC com outras formas de onda para alguns cenários estabelecidos.

5. SIMULAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS

Tanto para a implementação do sistema FBMC, quanto para a análise comparativa deste com os sistemas OFDM e ZT-DS-OFDM apresentados anteriormente, pressupõe-se um modelo de enlace físico representativo de um cenário de comunicações real.

Para tal, a utilização de uma ferramenta computacional é de grande valia, pois permite uma estimativa concreta do comportamento das formas de onda sem necessidade de experimentação física. Por familiaridade e facilidade de modelagem, o software MATLAB© foi escolhido para realização das simulações.

Este capítulo apresenta a simulação realizada, com uma descrição do simulador de enlace utilizado para a implementação dos sistemas, o HERMES©, assim como os cenários escolhidos para comparação e a análise dos resultados obtidos em cada caso.

5.1. Simulador de Enlace

O HERMES© (*Heterogeneous Radio Mobile Simulator*) é um simulador à nível de enlace semi-estático desenvolvido em MATLAB© e programado adotando a orientação a objetos.

Utilizando de um método de Monte Carlo para realização do *loop* de simulação, o simulador retorna estimativas do desempenho do enlace a partir de parâmetros de cenário pré-definidos, sendo os resultados entregues em blocos estatísticos na forma de médias de BER, BLER e de *throughput*.

A montagem dos cenários é realizada a partir da criação de blocos funcionais para transmissor, receptor e canal, sendo possível selecionar e modificar os parâmetros de cada bloco a partir de uma gama de critérios determinados pelo usuário.

Nesse ponto, o HERMES© permite a modificação de parâmetros gerais (relacionados ao *loop* de simulação e à criação dos cenários) e de parâmetros específicos (relacionados à tecnologia utilizada). Atualmente, o simulador oferece suporte ao LTE, ao Wi-Fi e ao 5G, este último, como colocado no Capítulo 1, ainda sem padronização definida.

A escolha do simulador veio, principalmente, do seu suporte para um nível variado de *features*, sendo possível desde a utilização de diferentes ordens de modulação e algoritmos de codificação, até a adaptação da estrutura de *frame* e o uso de modelos de canal com

multipercurso. Assim, na procura de uma análise comparativa o mais específica o possível das formas de onda, o HERMES© se mostrou uma ferramenta adequada.

5.2. Cenários de Simulação

A escolha dos cenários de simulação se baseou nos principais aspectos de ganho almejados pelos esquemas apresentados no Capítulo 3 em relação à premissa de comparação na forma do OFDM com prefixo cíclico.

Com base nos aspectos esperados para uma forma de onda do 5G, descritos no Capítulo 1, definiram-se como pontos de comparação:

- Conteúdo espectral;
- Desempenho em canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*);
- Desempenho em canais com multipercurso.

Para cada ponto anterior, os três esquemas de modulação – OFDM, ZT-DS-OFDM e FBMC -, foram analisados, mantendo-se fixas demais especificações, como largura de banda e taxa de amostragem, a título de comparação.

A construção do *frame* utilizada para a transmissão, mostrado na Figura 28, foi baseada na estrutura proposta em [31], como forma de trabalhar com um modelo mais apropriado aos requisitos do 5G.

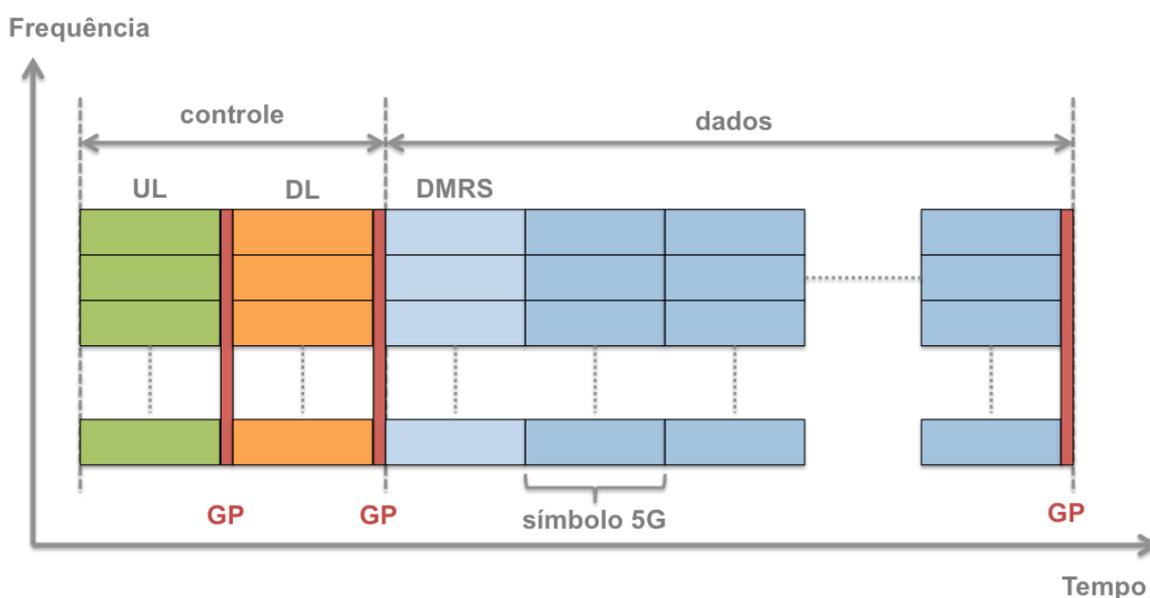


Figura 28 - Estrutura de *Frame* proposta para o 5G

No frame, símbolos de controle, tanto para *uplink* (UL) quanto para *downlink* (DL), são separados no tempo dos símbolos de dados. Essa estratégia permite que o UE processe a informação de controle de forma dedicada, enquanto transmite ou recebe dados. Os benefícios dessa abordagem estão na redução direta da latência do processo e na possibilidade dada ao móvel de finalizar sua cadeia de recepção caso não receba informação da região de controle, reduzindo assim também o consumo de energia por parte da bateria [31].

A parte de dados, por sua vez, pode ser dedicada inteiramente para transmissão no *uplink* ou no *downlink*. Como mostrado na Figura 28, o primeiro símbolo de dados é dedicado a sinais de referência para estimação de canal, na forma do DMRS (*Demodulation Reference Symbols*).

Finalmente, um pequeno intervalo de guarda é inserido a cada possível troca de tipo de informação no enlace, como forma de acomodar o transiente de potência associado. A duração do intervalo de guarda, assim como outros parâmetros importantes utilizados para a simulação, são resumidos na Tabela 2.

Parâmetros Gerais	
Frequência de amostragem	122MHz
Espaçamento entre subportadoras	60kHz
Tamanho da FFT	2048
Subportadoras úteis	1650 subportadoras
Símbolos por <i>frame</i>	14 símbolos
Intervalo de guarda	0,86μs
Velocidade do usuário	36km/h
Estimação de Canal	Perfeita
Modulação	16QAM e 64QAM
Codificação de Canal	<i>Turbo Code</i> com taxa de código $3/4$
Esquema MIMO	Nenhum
Esquema de recepção	MMSE
Parâmetros OFDM	
Comprimento do Prefixo Cíclico	$(1/8) \cdot 2048 = 256$ amostras
Parâmetros ZT-DS-OFDM	

Comprimento do <i>Zero-Tail</i>	$(1/8) \cdot 1650 = 206$ amostras
Comprimento do <i>Zero-Head</i>	2 amostras
Parâmetros FBMC	
Fator de <i>Overlapping</i>	4

Tabela 2 - Parâmetros utilizados para a simulação

É importante ressaltar que a utilização de técnicas de equalização mais específicas, embora importantes para a uma análise mais verossímil do comportamento das formas de onda diante de efeitos de multipercurso, não foi objeto de estudo deste trabalho. MMSE (*Minimum Mean Square Error*) foi utilizado enquanto esquema de recepção para todas as simulações. Possíveis técnicas de equalização mais apropriadas para sistemas FBMC são descritas em [12] e [28].

A próxima seção apresenta os resultados das simulações realizadas.

5.3. Resultados

5.3.1. Conteúdo Espectral

A Figura 29 mostra o comparativo de densidade espectral de potência (*Power Spectral Density*, PSD) em decibéis (dB) do sinal modulado e transmitido no tempo para cada um dos esquemas de transmissão analisados. As curvas mostradas foram estimadas por meio de um periodograma de Welch [32].

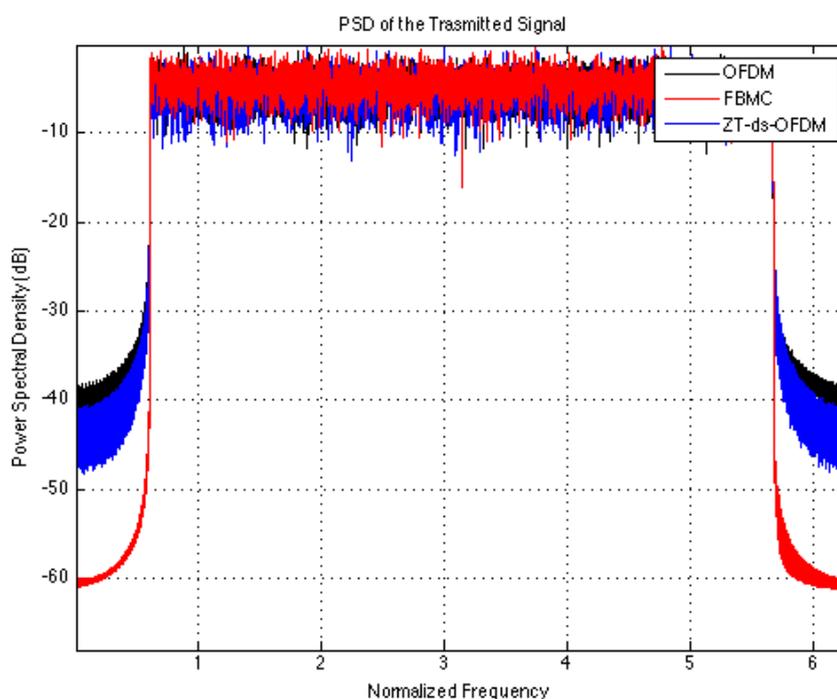


Figura 29 - Comparativo de conteúdo espectral e radiação fora da banda

Na consideração do desempenho em frequência, quanto menor os níveis de radiação emitida fora da banda (*OOB radiation*), melhor o conteúdo espectral do sinal. Como é possível ver pela Figura 29, em relação aos níveis exibidos por um sinal OFDM, tanto o sinal ZT-DS-OFDM, quanto o sinal FBMC, apresentam menores níveis de vazamento espectral, com o FBMC apresentando aproximadamente 20dB a menos de potência do que o OFDM.

O resultado era esperado, uma vez que o maior ganho do FBMC vem propriamente da sua boa localização em frequência, gerando menos interferência entre subportadoras para condições mais flexíveis de sincronismo no tempo do que as do OFDM.

5.3.2. Desempenho em canal AWGN

O desempenho dos sistemas OFDM, ZT-DS-OFDM e FBMC em canal AWGN é mostrado na Figura 30 e na Figura 31 para esquemas de modulação 16-QAM e 64-QAM, respectivamente.

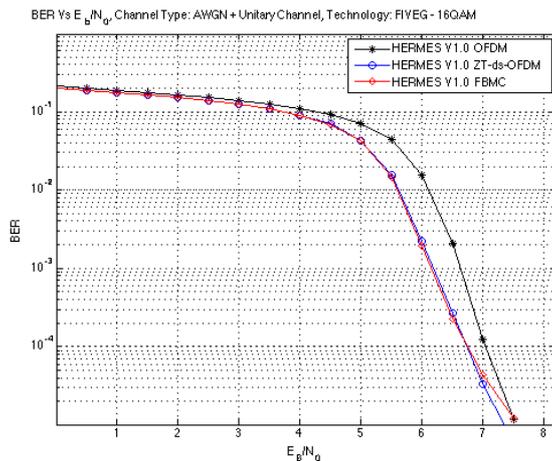


Figura 30 - Desempenho em canal AWGN - 16QAM

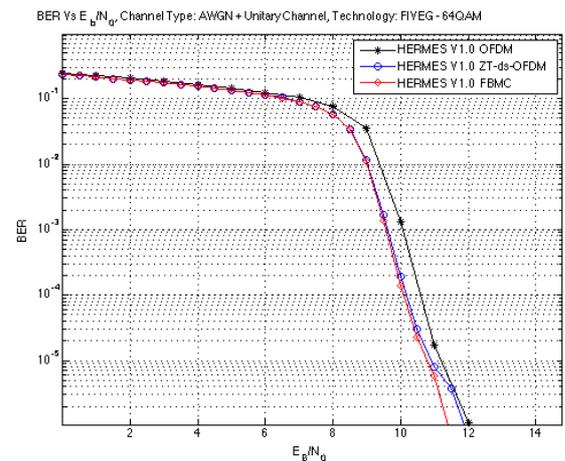


Figura 31 - Desempenho em canal AWGN - 64QAM

Pela Figura 30 e pela Figura 31 é possível observar que, em todos os casos, os sistemas têm seu desempenho melhorado à medida em que a relação sinal-ruído é aumentada, como já esperado para o comportamento de BER.

Ainda, e mais importante, no comparativo entra as formas de onda, tanto o ZT-DS-OFDM, quanto o FBMC, apresentaram um desempenho melhor do que o OFDM, com cerca de 0,5 dB de ganho em ambos os casos, sendo o desempenho do FBMC levemente superior ao do ZT-DS-OFDM para as duas modulações analisadas. Esse ganho de 0,5dB pode ser melhor entendido se relacionado à redução do *overhead* do sistema, dada pela retirada do prefixo cíclico.

5.3.3. Desempenho em canais com multipercurso

Para analisar o desempenho sob efeitos de multipercurso, um modelo de canal direcional foi utilizado, a saber, o modelo COST 259 [33].

Considerados os casos para transmissão em um cenário urbano (Typical Urban, TU) e em um cenário rural (Rural Area, RA), os resultados para a taxa de erro de bit dos sistemas diante dos efeitos de multipercurso são mostrados para os três sistemas analisados em termos comparativos.

A Figura 32 e a Figura 33 mostram os resultados para os cenários rural e urbano, respectivamente.

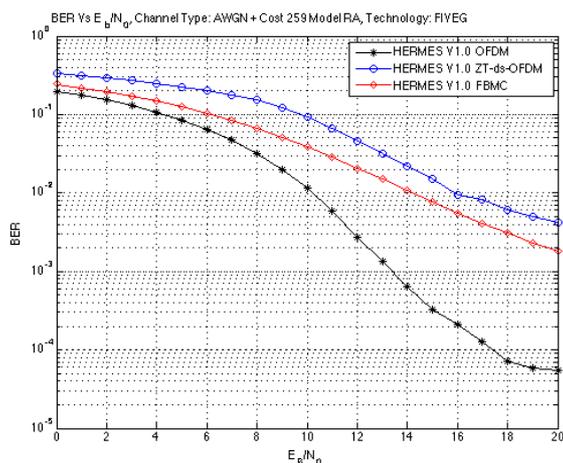


Figura 32 - Desempenho em modelo de canal de área rural

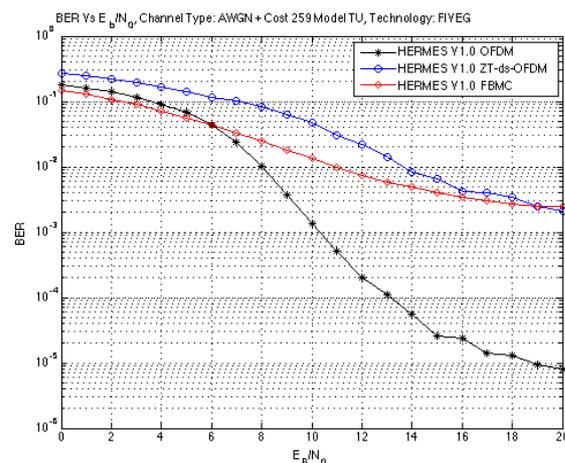


Figura 33 - Desempenho em modelo de canal tipicamente urbano

Em ambos os cenários, o desempenho do OFDM se mostrou superior ao de suas concorrentes, sendo ainda o FBMC levemente mais robusto do que o ZT-DS-OFDM nos dois casos considerados.

Como posto na Seção 5.2, a falta de uma equalização específica tanto para o sistema FBMC quanto para o ZT-DS-OFDM envia a análise comparativa com o OFDM, uma vez que a inserção do prefixo cíclico no OFDM tem, por si só, papel fundamental na mitigação dos efeitos de multipercurso.

Para um cenário rural, a existência de longas distâncias leva a atrasos consideráveis nas cópias do sinal recebidos e, conseqüentemente, a um alto *delay spread* associado. Por sua vez, um cenário urbano apresenta distâncias menores, mas interferência de mais alta potência. Os resultados mostram que, no caso urbano, em que o prefixo cíclico é menos crítico, o FBMC e o ZT-DS-OFDM apresentaram desempenho relativamente superior ao caso rural, mostrando o peso considerável da equalização não-otimizada na análise. A avaliação de um algoritmo apropriado de equalização pode servir como proposta para trabalhos futuros.

6. CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Mesmo com a utilização de técnicas cada vez mais avançadas, a falta de uma padronização dos esquemas e estruturas a serem adotados para o 5G atrasa o desenvolvimento da tecnologia e dificulta a inserção das diversas aplicações esperadas para o futuro das comunicações móveis, seja na forma da IoT ou de outras demandas.

Nesse sentido, a procura de um sistema de comunicação mais flexível se tornou uma necessidade e o uso de um esquema de transmissão rígido como o OFDM foi colocado em cheque por talvez não ser o suficiente para perdurar com a longevidade esperada para a próxima geração.

Eliminando-se os requisitos de sincronismo e ortogonalidade e aprimorando-se a eficiência espectral e a localização em frequência, as formas de onda ZT-DS-OFDM e FBMC foram propostas. Enquanto a primeira procura flexibilizar a forma como a interferência e o *delay spread* são encarados pelo *overhead* de transmissão, a segunda estabelece as bases de uma forma de onda mais adaptável por meio de filtragem, mantendo a eficiência, mas com melhor conteúdo espectral.

Ao longo do texto, foram mostradas as propriedades mais específicas de cada esquema, assim como o detalhamento da estrutura de transmissão e recepção do FBMC, passando pelo conceito do processamento OQAM e do uso de banco de filtros na forma de componentes polifásicas. O capítulo 5 trouxe a análise dos sistemas, mostrando os resultados para níveis de vazamento espectral e desempenho de BER sob diferentes cenários. Pôde-se constatar ganhos consideráveis em termos de potência do espectro e de desempenho em canal AWGN, além do significativo papel do processamento de recepção e da equalização no caso da existência de efeitos de multipercurso. Feita a análise de forma comparativa, é interessante ressaltar que, entre FBMC e ZT-DS-OFDM, o primeiro ainda mostrou desempenho superior ao segunda nos cenários escolhidos.

O que foi discutido e analisado permite então corroborar a intensiva argumentação de grandes nomes da indústria, que levam em consideração tanto o FBMC quanto o ZT-DS-OFDM como substitutos viáveis e válidos ao OFDM no cenário de padronização da interface aérea do 5G e até mesmo no papel de esquemas de transmissão coexistentes, em uma possível arquitetura mista.

Finalmente, além do que foi apresentado, existem ainda muitas possibilidades para pesquisas futuras. Dentre elas, propõe-se:

- Avaliação de algoritmos de equalização para sistemas FBMC;
- Análise de desempenho de sistemas FBMC em esquemas MIMO;
- Análise de desempenho em ambientes multiusuários e heterogêneos;
- Implementação do sistema UFMC;
- Implementação do sistema GFDM;
- Análise comparativa entre os sistemas OFDM, ZT-DS-OFDM, FBMC, GFDM e UFMC;

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] NOKIA NETWORKS. 5G Radio Access System Design Aspects, Finlândia, 2015. White Paper.
- [2] AL., G. W. E. 5GNOW: Non-Orthogonal, Asynchronous Waveforms for Future Mobile Applications. **Communications Magazine**, 52, 2014. 97-105.
- [3] SCHAICH, F.; WILD, T. **Waveform contenders for 5G - OFDM vs. FBMC vs. UFMC**. Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), 2014 6th International Symposium. IEEE. 2014. p. 457-460.
- [4] YOUNG, L. J. Telecom Experts Plot a Path to 5G. **IEEE Spectrum International**, Outubro 2015. 10-11.
- [5] FIERCEWIRELESS. **The 5G Vision: Preparing for the Next Stage in Wireless Networks**. InterDigital Communications, LLC. 2016. eBook sponsored by Cisco, F5 and InterDigital.
- [6] 3GPP. LTE Physical Layer—General description. **3GPP TS 36.201 V11.0.0**, Setembro 2012.
- [7] SCHAICH, F.; WILD, T.; CHEN, Y. **Waveform Contenders for 5G. Suitability for Short Packet and Low Latency Transmissions**. 2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Seoul: IEEE. 2014. Alcatel-Lucent AG Bell Labs., Stuttgart, Germany.
- [8] BERARDINELLI, G. et al. **Zero-tail DFT-spread-OFDM signals**. IEEE Globecom Workshops. Atlanta: IEEE. 2013.
- [9] FARHANG-BOROJENY, B. Filter Bank Multicarrier Modulation: A Waveform Candidate for 5G and Beyond. **Advances in Electrical Engineering**, Salt Lake City, n. ID 482805, 2014.
- [10] MICHAILOW, N. **Generalized frequency division multiplexing: Analysis of an alternative multi-carrier technique for next generation cellular systems**. Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium: IEEE. 2012. p. 171-175.
- [11] VIDA VAKILIAN, T. W. **Universal-Filtered Multi-Carrier Technique for Wireless**

- Systems Beyond LTE.** Globecom 2013 Workshop - Broadband Wireless Access. Stuttgart: IEEE.
- [12] BELLANGER, M.; M.BELLANGER, D. **FBMC physical layer: a primer. Prototype filter and structure optimization.** 2010. Project PHYDYAS deliverable. WP5: Prototype filter and filter bank structure.
- [13] AHAMED, S. S. R. PERFORMANCE ANALYSIS OF OFDM. **Journal of Theoretical and Applied Information Technology**, 2008.
- [14] BAHAI AHMAD R. S. **Multicarrier Digital Communications.** Plenum Publishers, 1999.
- [15] CHO, Y. S. **MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB.** IEEE, 2010.
- [16] VISWANATH, D. T. **Fundamentals of Wireless Communication.** Cambridge University Press, 2005.
- [17] PHILIPP ALBRECHT, I. C. **On the Out-of-Band Radiation Reduction in OFDM Systems.** 2008 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Las Vegas: IEEE. 2008. p. 559 - 564.
- [18] PAOLO BANELLI et al. Modulation Formats And Waveforms For The Physical Layer Of 5g Wireless Networks: Who Will Be The Heir Of Ofdm? **IEEE Signal Processing Magazine, special issue on Signal Processing for the 5G Revolution**, Novembro 2014.
- [19] BERARDINELLI, G. et al. **On the potential of OFDM enhancements as 5G waveforms.** Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2014 IEEE 79th. Seoul: IEEE. 2014.
- [20] MYUNG, H. G. **Introduction To Single Carrier Fdma.** 15th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2007). Poznan, Polônia: EURASIP. 2007.
- [21] TAVARES, F. M. L. et al. **On the Potential of Zero-Tail DFT-Spread-OFDM in 5G Networks.** 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference. Vancouver: IEEE. 2014.
- [22] MITRA, S. K. **Digital Signal Processing. A computer-based Approach.** 4^a Ed. ed. Nova Iorque: McGraw-Hill Companies, 2011.
- [23] TZANNES, S. D.. Overlapped discrete multitone modulation for high speed copper wire communications. **IEEE J. Select. Areas Commun**, 13, Dezembro 1995. 1571-1585.
- [24] G. CHERUBINI, E. E. Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines. **IEEE Communications Magazine** , Maio 2000. 98-104.

- [25] ANRITSU COMPANY. Understanding 5G, Junho 2015. White Paper.
- [26] GORGANI, S. A. **An Introduction to OFDM/OQAM**. Tampere University of Technology, Finland, p. 18. 2014.
- [27] ROHDE & SCHWARZ. **5G Waveform Candidates**. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. [S.l.], p. 25-27. 2015. White Paper.
- [28] ALDABABSEH, M.; JAMOOS, A. Estimation of FBMC/OQAM Fading Channels Using Dual Kalman Filters. **Hindawi Publishing Corporation e Scientific World Journal**, 18 Fevereiro 2014.
- [29] PISCHELLA, M.; RUYET, D. L. **Digital Communications 2: Digital Modulations**. 1ª Edição. ed. John Wiley & Sons, Inc, 2015. Appendix B - Polyphase Implementation of FBMC/OQAM.
- [30] VAIDYANATHAN, P. P. **Multirate Systems and Filter Banks**. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1993.
- [31] MOGENSEN, P. et al. **5G small cell optimized radio design**. 2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Atlanta: IEEE. 2013. p. 111 - 116. Nokia Siemens Networks, Aalborg, Dinamarca.
- [32] VALLAVARAJ, S. **Digital Signal Processing**. Tata Mac Graw Hill Education, 2001.
- [33] ASPLUND, H. et al. The COST 259 Directional Channel Model-Part II: Macrocells. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, 5, n. 12, Dezembro 2006. 3434 - 3450.