

**Universidade de Brasília - UnB
Faculdade de Tecnologia - FT
Curso de Engenharia Elétrica**

**Análise do Desempenho do Esquema de
Transmissão GFDM - *Generalized Frequency
Division Multiplexing***

**Autora: Vanessa de Oliveira Vasconcellos
Orientador: André Noll Barreto**

**Brasília, DF
2014**

Vanessa de Oliveira Vasconcellos

**Análise do Desempenho do Esquema de Transmissão GFDM
(*Generalized Frequency Division Multiplexing*)**

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
2014**

CIP – Catalogação Internacional da Publicação*

Vasconcellos, Vanessa.

Análise do Desempenho do Esquema de Transmissão
GFDM.

(Generalized Frequency Division Multiplexing)

Vanessa de Oliveira Vasconcellos. Brasília: UnB, 2014.

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

Monografia (Graduação) – Universidade de Brasília

Faculdade de Tecnologia, Brasília, 2014. Orientação: André
Noll Barreto.

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

CDU Classificação

Vanessa de Oliveira Vasconcellos

Monografia submetida como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica da Faculdade de Tecnologia UnB - FT, da Universidade de Brasília, em (data da aprovação 18/07/14) apresentada e aprovada pela banca examinadora abaixo assinada:

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

Dr. João Paulo Leite, UnB/FT
Membro Convidado

Me.: Rafael Amorim, Externo (INdT)
Membro Convidado

Dr.: Robson Domingues Vieira, Externo (INdT)
Membro Convidado

Brasília, DF
2014

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	5
RESUMO	6
ABSTRACT	7
LISTA DE ILUSTRAÇÕES.....	8
LISTA DE SIGLAS	9
1. INTRODUÇÃO	12
2. OFDM – MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM FREQUÊNCIAS ORTOGONAIS (“ <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> ”)	17
2.1. Transmissor OFDM.....	18
2.2. Efeitos do Canal de Multipercursos	19
2.3. Receptor OFDM	22
2.4. Aplicações do OFDM	24
3. GFDM – MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM FREQUÊNCIAS GENERALIZADA (“ <i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i> ”)	25
3.1. Transmissor GFDM	26
3.2. Receptor GFDM	29
4. Implementação do Sistema GFDM	31
4.1. Transmissor GFDM	31
4.2. Receptor GFDM	33
4.2.1. Filtro formatador de pulso.....	34
4.2.1.1. Filtros Casados	35
4.2.2. Receptor por Filtro Casado	35
4.2.3. Receptor <i>Zero-Forcing</i>	36
4.2.4. Receptor MMSE (<i>Minimum Square Error Receiver</i>).....	36
5. Código LDPC (<i>Low Density Parity Check</i>)	37
5.1. Geração de um Código de Blocos e o Algoritmo SPA (<i>Sum Product Algorithm</i>) ...	39
6. ANÁLISE DE RESULTADOS	44
6.1. Desempenho sob ruído AWGN.....	44
6.2. Desempenho em canais de multipercursos	46
7. CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS.....	48
8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	50

A próxima geração de telefonia busca atender às demandas crescentes para o futuro. Nesse contexto, são necessárias adaptações aos sistema de transmissão, para que este seja capaz de suportar, além de uma alta quantidade de tráfego, em alta velocidade e de maneira confiável, as aplicações que são esperadas, como a Internet das coisas (IoT - *Internet of Things*) e a Internet Tátil (*Tactile Internet*). Centros de pesquisa em todo o mundo têm estudado quais adaptações devem ser feitas e uma das possíveis alterações é o esquema de transmissão utilizado. Neste trabalho, será feita uma introdução a respeito do contexto atual das telecomunicações e do que se espera para o futuro. Posteriormente, será feito um breve estudo a respeito do OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), esquema de transmissão da geração atual, o 4G, com o intuito de compará-la ao GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*), tema central deste trabalho. Serão analisadas as vantagens e desvantagens de um esquema em relação ao outro e, finalmente, será mostrado se o GFDM pode ser considerado um candidato à próxima geração de telefonia, o 5G.

Palavras-Chave: Próxima Geração. 5G. OFDM. GFDM.

ABSTRACT

The next telephony generation intends to attend the growing demands for the future. In this context, adaptations to the transmission system are necessary, for it to be able of supporting, not only a high amount of traffic, at high speed and with reliability, but also the expected applications, as the Internet of Things and the Tactile Internet. Research centers in the whole world have been studying which adaptations must be made and one of the possible alterations is the waveform utilized to transmit the signal. At this paper, an introduction about the current scenario of telecommunications will be made, an also, it is going to be shown what is expected for the future. Later, a brief study with respect to the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), waveform in use in the present generation, the 4G, will be made. The motif here is to compare it to the GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing), central theme of this text. The advantages and drawbacks of both waveforms will be exposed. Finally, it will be indicated if the GFDM waveform can be considered a candidate to substitute the OFDM in the next generation, the 5G.

Key-words: Next Generation. 5G. OFDM. GFDM.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Cenário de Aplicações do 5G [11]	14
Figura 2.1 – Subportadoras OFDM	18
Figura 2.2 - Transmissor OFDM [9]	19
Figura 2.3 – Transmissor OFDM com IFFT	19
Figura 2.4 - Interferência inter-simbólica [9]	20
Figura 2.5 – Prefixo Cíclico [9].....	21
Figura 2.6 – Transmissor OFDM com Prefixo Cíclico	22
Figura 2.7 - Receptor GFDM	22
Figura 2.8 - BER QPSK	23
Figura 3.1 – Abordagem dada a Utilização do Prefixo cíclico.....	26
Figura 3.2 - Técnica de tail-biting [2].....	27
Figura 3.3 - Transmissor GFDM [3]	28
Figura 3.4 - Receptor GFDM	29
Figura 4.1 - Transmissor GFDM	31
Figura 4.2 – Receptor GFDM [4]	33
Figura 4.3 – Pulso raiz de cosseno levantado (domínio do tempo), roll-off 0.5	34
Figura 5.1 – Sistema de Codificação Genérico [7].....	38
Figura 5.2 – Matriz de paridade e correspondente grafo de Tanner [7]	38
Figura 6.1 - Sistema GFDM, QPSK, roll-off 0.1/roll-off 0.5... Error! Bookmark not defined.	
Figura 6.2 - Sistema GFDM, 16-QAM, roll-off = 0.5..... Error! Bookmark not defined.	
Figura 6.3 - Canal de Multipercursos e ruído AWGN	46

LISTA DE SIGLAS

1G	Primeira Geração
2G	Segunda Geração
3G	Teceira Geração
4G	Quarta Geração
5G	Quinta Geração
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
AMPS	<i>Analog Mobile Phone Systems</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
(I)DFT	<i>(Inverse) Discrete Fourier Transform</i>
EDGE	<i>Enhanced Data rates for global evolution)</i>
FBMC	<i>Filtered Bank Multicarrier</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
(I)FFT	<i>(Inverse) Fast Fourier Transform</i>
GFDM	<i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communication</i>
HSPA+	<i>Evolved High Speed Packet Access</i>
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
IMT-2000	<i>International Mobile Telecommunications-2000</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE-A	<i>Long Term Evolution Advanced</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>

QoS	<i>Quality of Service</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SMS	<i>Short Message Service</i>
SPA	<i>Sum-Product Algorithm</i>
TACS	<i>Total Access Communication System</i>
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
UFMC	<i>Universal Filter Multicarrier</i>
W-CDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMax	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$x_l[n]$	<i>símbolo transmitido no domínio do tempo</i>
$X_l[k]$	<i>l-ésimo símbolo (M-QAM ou M-PSK) transmitido na k-ésima subportadora</i>
$y_l[n]$	<i>símbolo recebido no domínio do tempo</i>
$Y_l[k]$	<i>l-ésimo símbolo (M-QAM ou M-PSK) transmitido na k-ésima subportadora</i>
$h_l[m]$	<i>Vetor de amostras do canal de transmissão</i>
$z_l[m]$	<i>Vetor de amostras de ruído AWGN</i>
$Y_l[k]$	<i>l-ésimo símbolo (M-QAM ou M-PSK) recebido na k-ésima subportadora</i>
$g_{Tx}[n]$	<i>Vetor de amostras do filtro utilizado na transmissão</i>
\mathbf{D}	<i>Matriz de símbolos (M-QAM ou M-PSK) no tempo e na frequência</i>
\mathbf{S}_N^M	<i>Matriz de super-amostragem no tempo</i>
\mathbf{X}_D	<i>Matriz de símbolos (M-QAM ou M-PSK) superamostrados</i>
\mathbf{G}_{Tx}	<i>Matriz de coeficientes do filtro circular utilizado na transmissão</i>
\mathbf{W}	<i>Matriz de coeficientes da IFFT</i>
\mathbf{W}^H	<i>Matriz de coeficientes da FFT</i>
\mathbf{X}_G	<i>Matriz de símbolos (M-QAM ou M-PSK) filtrados no domínio do tempo</i>
\mathbf{X}_W	<i>Matriz de símbolos (M-QAM ou M-PSK) em banda passante</i>
\mathbf{A}	<i>Matriz de blocos da transmissão do símbolo GFDM</i>
$R(f)$	<i>Filtro casado no domínio da frequência</i>
$S_n(f)$	<i>Densidade espectral do ruído AWGN no domínio da frequência</i>
$P(-f)$	<i>Pulso utilizado no filtro de transmissão no domínio da frequência</i>
$r(t)$	<i>Filtro casado no domínio do tempo</i>
\bar{y}	<i>Vetor de símbolos GFDM recebidos no domínio do tempo</i>
$vec(\hat{\mathbf{D}})$	<i>Vetorização da matriz \mathbf{D}</i>
\mathbf{G}_{Rx}	<i>Matriz de coeficientes do filtro circular utilizado na recepção</i>
\mathbf{A}^+	<i>Matriz pseudo-inversa de Moore-Penrose de \mathbf{A}</i>
\mathbf{A}^\dagger	<i>Matriz transposta conjugada de \mathbf{A}</i>
\mathbf{J}	<i>Matriz de verificação de paridade</i>
\mathbf{I}	<i>Matriz identidade</i>
\mathbf{G}	<i>Matriz geradora de código</i>
v_j	<i>j-ésimo nó de variável</i>
μ_j	<i>Nós de paridade conectados ao nó de variável v_j</i>
z_i	<i>i-ésimo nó de paridade</i>
σ_i	<i>Nós de variável conectados ao nó de paridade z_i</i>
\mathbf{R}_{is}	<i>Mensagem passada dos nós de paridade aos nós de variável</i>
ℓ	<i>Índice do vetor de bits de variável</i>
$\mathbf{Q}_{i\ell}$	<i>Mensagem passada dos nós de variável aos nós de paridade</i>

1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo, apresenta-se um panorama da evolução da telefonia celular até os dias de hoje. Mostra-se, também, quais são as aplicações esperadas para o futuro e os desafios que estas representam para o sistema de transmissão atual.

A adesão massiva da sociedade às tecnologias de comunicações sem-fio possibilitou que estas se desenvolvessem de maneira significativa nestes últimos anos, gerando novos mercados [10].

Para que se entenda em que posição se está neste cenário, é interessante fazer uma retrospectiva desta evolução.

Primeiro, observou-se a necessidade por uma forma de comunicação em tempo real livre de fios. Para o mundo dos negócios ou mesmo para situações cotidianas, seria interessante que pessoas pudessem se comunicar, ainda que não estivessem dentro de suas casas ou escritórios. Neste contexto, surgiu a primeira geração (1G) de telefonia celular, por volta dos anos 1980. Os sistemas analógicos implementados na América do Norte eram conhecidos por AMPS (*Analog Mobile Phone Systems*), enquanto na Europa e no resto do mundo eram identificados como variações do TACS (*Total Access Communication System*) [17]. Os celulares 1G eram analógicos e permitiam somente o compartilhamento de sinais de voz. A confidencialidade e a qualidade de serviço (QoS – *Quality of Service*) eram afetadas pelas limitações de cobertura da rede. Quanto aos protocolos de acesso, fazia-se uso do FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), em que a cada usuário é atribuído um canal durante uma chamada [16].

Na segunda geração (2G), datada dos anos 1990, os celulares passaram a ser digitais, porém continuou sendo possível acessar às redes analógicas do 1G. Além das chamadas de voz, a transferência de sinais de dados tornou-se uma realidade. Introduziu-se, também, o serviço de mensagens SMS (*Short Message Service*) [17]. Estas mudanças só foram possíveis devido às novas tecnologias, como o GSM (*Global System for Mobile Communication*), CDMA2000 (*Code Division Multiple Access 2000*), o EDGE (*Enhanced Data rates for global evolution*) e o GPRS (*General Packet Radio Service*), sendo as duas últimas parte de uma fase que ficou conhecida por 2.5G [17]. Os protocolos de acesso, são TDMA (*Time Division Multiple Access*), no GSM e no GPRS, em que usuários compartilham o canal ao longo do

tempo, e CDMA (*Code Division Multiple Access*), em que a cada usuário é atribuído um código durante a chamada [16], usado nas demais tecnologias.

Nos anos 2000, seguindo as especificações do IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications-2000*) [17], tem início a terceira etapa da evolução da telefonia celular, o 3G. Os aparelhos começaram a suportar conteúdo multimídia e a velocidade de *roaming* em uma rede sem fio única passou a ser mais alta, desde 384 Kbps a alguns Mbps. Continuou sendo possível acessar às redes 2G, com maior confiabilidade que o acesso entre redes 1G e 2G. Houve uma melhora na QoS e o desempenho do sistema passou a atender às expectativas. Aqui, os protocolos de acesso mantêm o uso do TDMA e acrescentam algumas variações do CDMA, por exemplo o W-CDMA (*Wideband CDMA*). Mais a frente, quando da tecnologia LTE (*Long Term Evolution*), o OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) passa a ser também utilizado [16].

Finalmente, chegou-se à geração de telefonia mais atual, iniciada por volta de 2010 [16]. Essa fase ficou conhecida como 4G e suas características são o suporte ao *roaming* global em redes sem fio múltiplas, a interoperabilidade IP (*Internet Protocol*) para acesso a rede de Internet móvel e a manutenção do acesso aos sistemas 2G e 3G [16]. Os sistemas 4G conseguiram uma melhora na QoS em relação ao 3G, porém ainda não atingiram a todas as expectativas que surgiram quando de seu projeto. As redes 4G são do tipo LTE (*Long Term Evolution*), HSPA+ (*Evolved High Speed Packet Access*) e WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) e o protocolo de acesso mais utilizado é o OFDMA [16].

Como se pode observar, houve uma grande evolução desde o 1G até os dias atuais. Entretanto, a história não para por aí. Já se fala na quinta geração de telefonia (5G) [12] e a indústria de telecomunicações, em conjunto com universidades renomadas no mundo, já estudam quais serão as mudanças necessárias para esta nova fase.

Aposta-se em diferentes aplicações para a próxima geração, sendo possível citar:

- **Internet das Coisas (IoT – *Internet of Things*)** – Vista como aplicação chave para o 5G, consiste na massiva conectividade entre máquinas e, nas últimas décadas, formas de aplicá-la tem sido bastante exploradas. Fala-se, por exemplo na disseminação de informações de trânsito ou no controle de máquinas em uma indústria sem a intervenção humana, somente por meio de dispositivos que estariam interconectados a uma rede [11].

- **Diferenciação de Serviços e conectividade sem fio em Gigabit/s** – Como foi visto, o uso de telefones celulares não está mais restrito a chamadas de voz e

troca de mensagens de texto. Nota-se uma necessidade por serviços que demandam mais largura de banda como *streaming* de vídeos ou que são mais sensíveis a latência, como jogos on-line. Além destes, deve-se levar em consideração aplicativos de celular que somente acessam a internet esporadicamente, sem interação humana. Atender a todas estas demandas é um grande desafio para as operadoras, que precisam encontrar formas de fornecer maiores taxas por usuários, estimadas em 10 Gb/s [11].

- **Internet Tátil** - Relaciona-se a diversas aplicações em tempo real e requer níveis de latência bastante baixos. Sua inspiração são os sentidos humanos, cujos tempos de resposta são da ordem de 1ms. Pensa-se em aplicar esta ferramenta a segurança veicular, a saúde e às chamadas cidades inteligentes [11].

Na Figura 1.1, retrata-se um cenário que envolve essas aplicações:

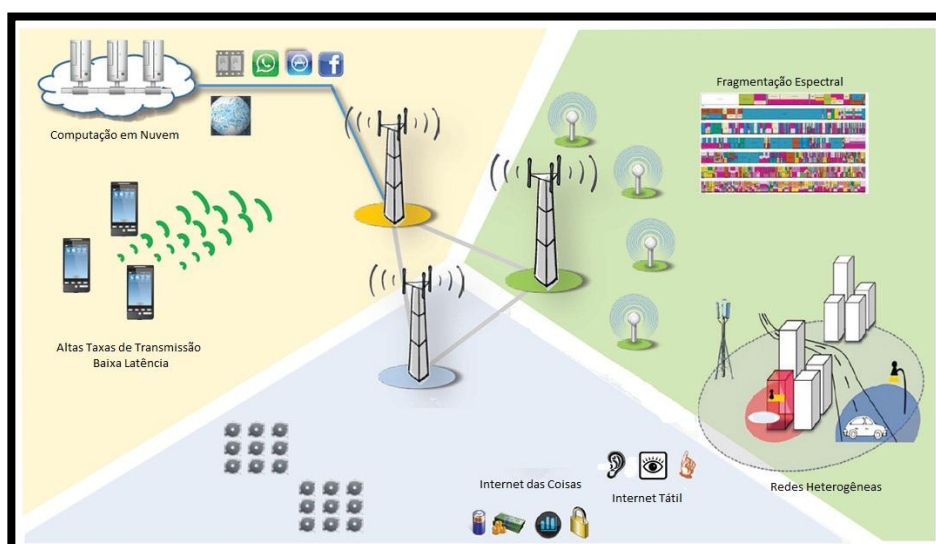


Figura 1.1 – Cenário de Aplicações do 5G [11]

De uma perspectiva técnica, o maior desafio é oferecer um serviço uniforme aos usuários sob as premissas de uma rede heterogênea [11]. A abordagem do sistema atual, que como visto, faz uso do OFDMA, exige sincronismo e ortogonalidade, um grande obstáculo para a arquitetura de serviços que se prevê para o futuro. Dentre os desafios, pode-se citar:

- **Tráfego esporádico** - Dispositivos que geram tráfego esporádico despertam ocasionalmente para transmitir suas mensagens e não estão sincronizados a outros que também o fazem. Este tipo de funcionamento leva problema conhecido como *fast dormancy*. Trata-se, na realidade, de um recurso utilizado por fabricantes de telefones celulares para economizar bateria que consiste em desconectar o aparelho da rede logo

após a recepção de dados. Como consequência disso, toda vez que novos dados são recebidos, o celular deve ser sincronizado à rede, o que pode ocorrer diversas vezes ao dia, resultando em um significativo crescimento da sinalização de controle, ameaçando o congestionamento da rede [10].

- **Fragmentação espectral** - O espectro de frequências é bastante fragmentado, o que leva a uma escassez de recursos. Para que seja possível aproveitar aquilo que está disponível, sistemas futuros empregarão a agregação de portadoras, atingindo taxas mais altas pela junção de bandas não contíguas de frequência. Em diversas partes do mundo, busca-se por novos espaços disponíveis no espectro, incluindo o uso oportunista deste, além de se buscar por técnicas de detecção de espaços livres para alocação instantânea do sinal, a partir do rádio cognitivo [10].
- **Restrições das aplicações em tempo real** – Os sistemas 4G oferecem latências de 10ms ou mais entre o terminal a estação base. A internet tátil, além de outras aplicações, como seções de jogos *on-line*, entretanto, exigem níveis muito menores, próximos ao sentido humano, permitindo, no máximo 100 μ s [10].

Em todas as questões acima, a grande solução é aliviar os requisitos de estrito sincronismo e ortogonalidade das subportadoras do OFDM. Deseja-se flexibilidade tanto no tempo quanto na frequência e uma das possíveis soluções para se atingir esses objetivos é alterar a forma de onda utilizada na transmissão. Dentre as candidatas, tem-se [12]: o FBMC (*Filter Bank Mult-Carrier* – Banco de Filtros de Multiportadoras), o UFMC (*Universal Filter Multi-Carrier* – Filtro de Multiportadoras Universal) e o GFDM (*General Frequency Division Multiplexing* – Multiplexação por Divisão Generalizada em Frequências).

Durante a pesquisa para realização deste trabalho, foram encontrados diversos artigos acadêmicos a respeito do GFDM. Estes artigos mostram que esta forma de onda é uma opção promissora para ser aplicada à próxima geração de telefonia e por isso, optou-se por estudá-la aqui.

Este texto segue a seguinte estrutura: no Capítulo 2 é apresenta-se o OFDM, que servirá, posteriormente, de parâmetro de comparação ao GFDM. O Capítulo 3 é uma apresentação do sistema GFDM, seguido pelo Capítulo 4, que altera a forma de expressão das formulações matemáticas do Capítulo 3, facilitando o processo de Implementação. O Capítulo 5 trata do esquema de codificação utilizado na geração de resultados que aparecem no

Capítulo 6. Finalmente, com o Capítulo 7, encerram-se os estudos, sendo apresentadas a conclusão e as sugestões para trabalhos futuros.

2. OFDM – MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM FREQUÊNCIAS ORTOGONAIS (“*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*”)

No Capítulo 2 é apresentado o esquema de transmissão OFDM. Mostram-se o transmissor e o receptor utilizados para construção da forma de onda, destacam-se as vantagens e desvantagens do sistema e, finalmente, mencionam-se as tecnologias que fazem uso deste esquema.

O OFDM é uma tecnologia descoberta há algumas décadas [1], mas que somente entrou em uso recentemente, quando a tecnologia disponível em termos de software e circuitos eletrônicos, aliada às necessidades do mercado, possibilitaram sua aplicação prática.

Esta forma de onda é um caso especial do FDM (Frequency Division Multiplexing), uma técnica que data dos anos 1910 [1], em que uma largura de banda larga é dividida entre vários usuários, sendo cada um deles alocados a uma faixa de frequências distinta.

À época da telegrafia, fazia-se uso do TDM (“*Time Division Multiplexing*”), em que usuários eram alocados em *slots* de tempo de forma alternada. O sistema possuía algumas limitações, o que incentivava a busca por novas formas de alocar recursos do canal. Foi nesse contexto que surgiu a hipótese da transmissão FDM [1].

Nomes como Alexander Graham Bell, Elisha Gray e Thomas Edison trabalharam no desenvolvimento desta tecnologia, tendo o primeiro se dedicado a aplicações desta na telefonia e não apenas na comunicação telegráfica.

O FDM tornou-se a base da telefonia analógica em 1918, sendo substituído por um sistema misto (TDM/FDM) nos anos 1970 e posteriormente por outro, unicamente TDM [1].

Com o crescimento do número de usuários, o TDM tornou-se obsoleto e o FDM voltou a ser aplicado, mas em uma versão aprimorada. As informações passaram a ser transmitidas por canais mais estreitos, o que aumentou a imunidade destes a canais de multipercursos. Além disso, a equalização do sinal recebido tornou-se mais simples.

Como qualquer sistema, o FDM também possui desvantagens. Para que não haja interferência entre canais adjacentes, é necessária a alocação de uma banda de guarda entre eles, um desperdício de recurso espectral. Outro problema é sua alta complexidade, já que são necessários moduladores ajustados à frequência de cada canal.

Buscando solucionar estes inconvenientes, surge o conceito do OFDM, um sistema FDM com canais sobrepostos, mas não interferentes. Uma escolha simples que possibilita

essas características são as portadoras regidas por funções senoidais harmônicas, que são ortogonais dentro do período fundamental.

Em um sistema OFDM, as k subportadoras são representadas por $Re\{e^{j2\pi f_k}\}_{k=0}^{N-1}$, $f_k = \frac{k+1}{T_{simb}}$, em que T_{simb} é a duração do símbolo OFDM transmitido. Um bloco de sinal OFDM pode ser definido, então, como a soma de várias ondas senoidais de frequências distintas, pensando em cada uma como um subcanal. Na ausência de distorções, estes subcanais não se interferem, já que os pontos de máximo de uma subportadora coincidem com o de zero das outras. A

Figura 2.1 mostra este efeito da ortogonalidade em um sistema OFDM.

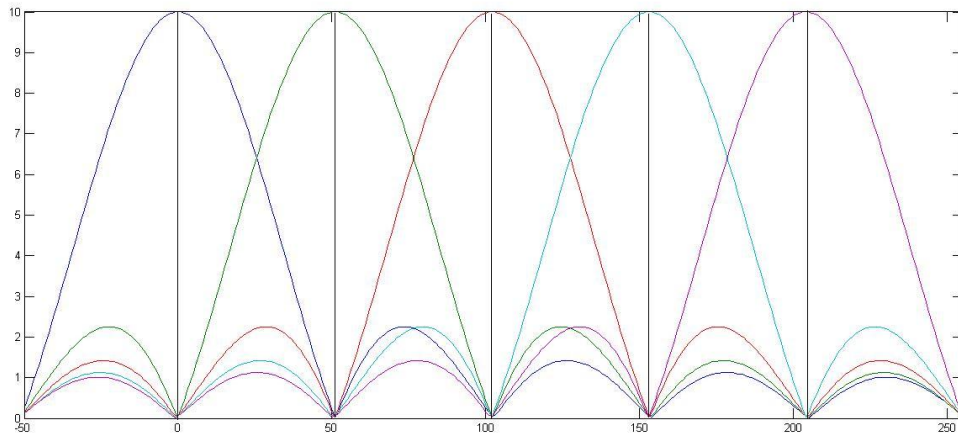


Figura 2.1 – Subportadoras OFDM

A representação das subportadoras OFDM remete a uma função conhecida: a transformada inversa de Fourier – dada pela IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) no domínio discreto dos símbolos transmitidos, como será visto na seção 2.1.

2.1. TRANSMISSOR OFDM

O transmissor OFDM é caracterizado da seguinte forma: primeiro, uma sequência de bits é mapeada em uma sequência de símbolos $X[k]$, M-PSK ou M-QAM. Esta sequência de símbolos em série é convertida em N fluxos de símbolos paralelos e cada um deles é transmitido por uma subportadora diferente $f_k = \frac{k+1}{T_{simb}}$, como mostra a Figura 2.2 [9].

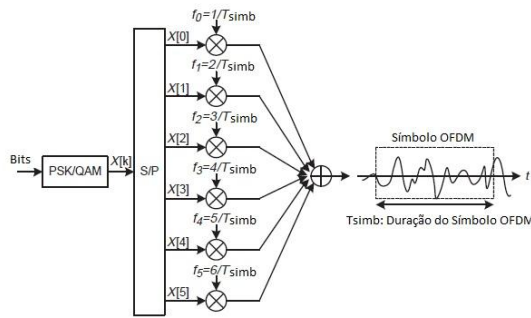


Figura 2.2 - Transmissor OFDM [9]

O símbolo OFDM transmitido pode ser escrito, no tempo discreto, como [9]

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N}, n = 0, 1, \dots, N - 1, \quad (1)$$

em que a equação (1) representa a IDFT dos símbolos $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$, que pode ser eficientemente computada por meio de do algoritmo de IFFT (*Inverse Fourier Transform*) [9]. Nesta equação, o subíndice l representa o l -ésimo símbolo transmitido na k -ésima suportadora. O transmissor OFDM com o bloco IFFT é mostrado na Figura 2.3.

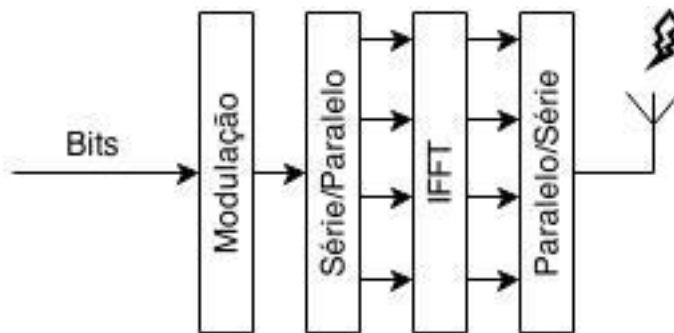


Figura 2.3 – Transmissor OFDM com IFFT

O sistema OFDM da maneira que foi descrito acima só funcionaria na ausência de qualquer perturbação externa. Um efeito que traria grandes perturbações, seria a presença de um canal de multipercursos na transmissão, como será visto na Subseção 2.2.

2.2. EFEITOS DO CANAL DE MULTIPERCURSOS

Seja o i -ésimo símbolo OFDM dado por [9]

$$x_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{simb})} \quad (2)$$

Para um canal com resposta ao impulso $h_l(t)$, o sinal recebido será [9]:

$$y_l(t) = x_l(t) * h_l(t) + z_l(t) = \int_0^{\infty} h_l(t) x_l(t - \tau) dt + z_l(t), \quad (3)$$

em que, $z(t)$ representa ruído AWGN (*Additive Gaussian White Noise* – Ruído Branco Gaussiano Aditivo). No domínio discreto, a equação (3) pode ser escrita como [9]:

$$y_l[n] = x_l[n] * h_l[n] + z_l[n] = \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] x_l[n - m] + z_l[n] \quad (4)$$

Agora, se supõe que todo o segundo símbolo OFDM é enviado imediatamente após a última amostra do primeiro símbolo OFDM. Em acordo com a equação (4), o primeiro símbolo OFDM será prolongado no tempo, interferindo, portanto, nas amostras iniciais do segundo, como é mostrado pelo destaque em vermelho na Figura 2.4

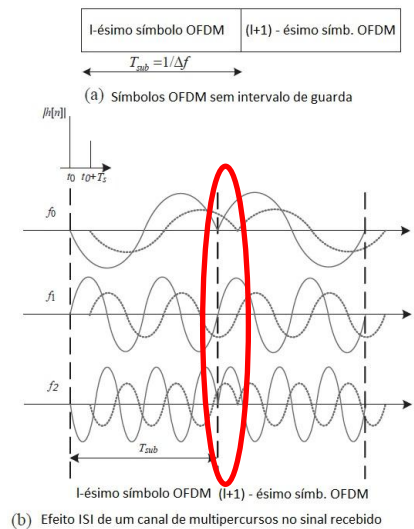


Figura 2.4 - Interferência inter-simbólica [9]

É bastante intuitivo acrescentar um intervalo de guarda entre os símbolos OFDM. Este intervalo deve ser tal que sua duração supere o máximo atraso gerado pelo canal.

Em vez de esperar um intervalo de tempo para o envio do próximo símbolo (*zero-padding*), é mais interessante construir o intervalo de guarda como mostra a Figura 2.5

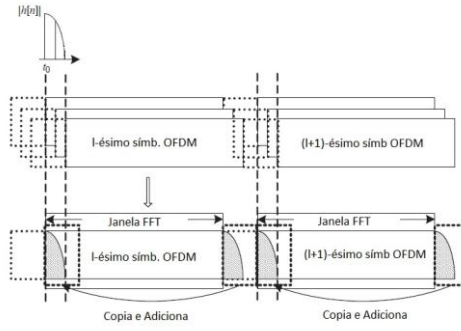


Figura 2.5 – Prefixo Cíclico [9]

A Figura 2.5 é a ilustração do processo conhecido por “inserção de prefixo cíclico”. A grande vantagem deste procedimento é a possibilidade de recuperação do sinal recebido por meio de da transformada de Fourier:

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] x_l[n-m] + z_l[n] \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi i(n-m)/N} \right) \right\} e^{-j2\pi kn/N} + Z_l[k] \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \left(\sum_{m=0}^{\infty} h_l[m] e^{-j2\pi im/N} \right) X_l[i] \sum_{n=0}^{\infty} e^{-j2\pi(k-i)n/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} + Z_l[k] \\
 &= H_l[k] X_l[k] + Z_l[k]
 \end{aligned} \tag{5}$$

As variáveis $X_l[k]$, $Y_l[k]$, $H_l[k]$ e $Z_l[k]$ denotam as componentes do l-ésimo símbolo transmitido na k-ésima frequência de subportadora, sua versão recebida, a resposta em frequência do canal e o ruído no domínio da frequência, respectivamente [9].

Na ausência de ruído, $Y_l[k] = H_l[k] X_l[k]$ e, portanto, $X_l[k] = Y_l[k]/H_l[k]$. Isso mostra que é possível, por meio da equalização de um *tap*, obter o sinal enviado $x_l[n]$, após o cálculo da IFFT do resultado.

Com a adição do prefixo cíclico, o transmissor resulta na Figura 2.6.

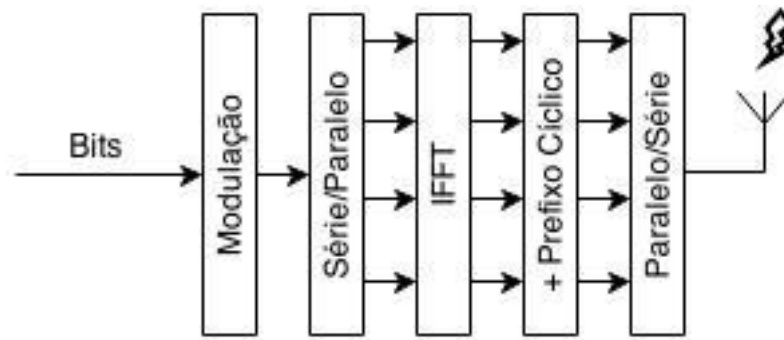


Figura 2.6 – Transmissor OFDM com Prefixo Cíclico

2.3. RECEPTOR OFDM

No receptor, de forma geral, são desfeitos os passos do transmissor, como mostra a Figura 2.7.

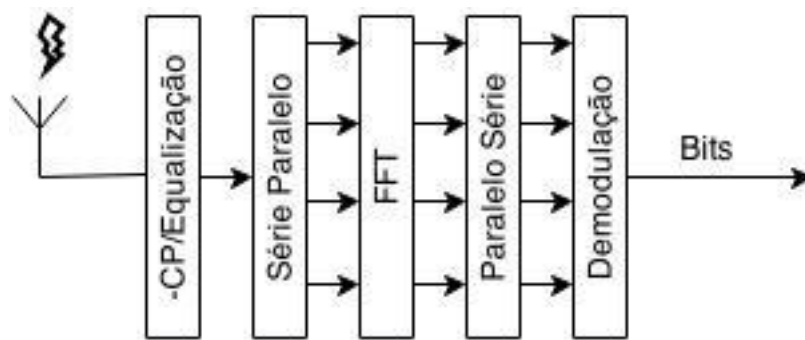


Figura 2.7 - Receptor OFDM

Primeiramente, o prefixo cíclico é eliminado. Após sua retirada, a equalização de um *tap* é realizada [9]:

$$\bar{x}_l[n] = IFFT \left\{ FFT \left\{ \frac{Y_l[k]}{H_l[k]} \right\} \right\}. \quad (6)$$

Os símbolos $x_l[n]$ em série são convertidos em símbolos em paralelo e posteriormente demodulados, retornando às suas bandas-base por meio da FFT. O procedimento seguinte é a conversão paralelo-série, seguido pela demodulação. Finalmente, são obtidas estimativas dos bits enviados pelo transmissor.

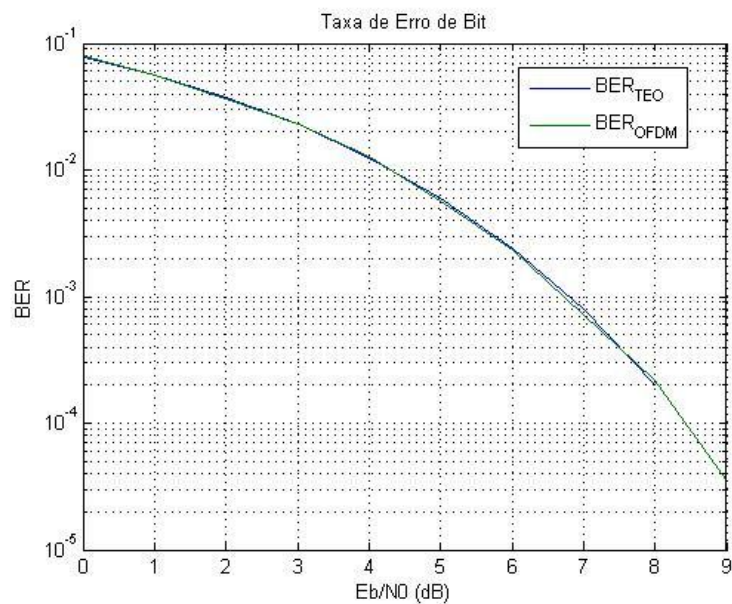


Figura 2.8 - BER QPSK

A taxa de erros desta estimativa na recepção é mostrada na Figura 2.8. Esta figura foi obtida por meio de de simulação no *software* MATLAB[®] e os parâmetros utilizados são mostrados na tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros da Simulação

Número de Subportadoras	300
Prefixo Cíclico	32
Número de Símbolos OFDM	50

Percebe-se a partir da Figura 2.8, que o OFDM tem um desempenho próximo ao esperado para um sistema de portadoras únicas (BER_{TEO}). É válido ressaltar a queda de desempenho do sistema OFDM é causada pelo prefixo cíclico, que leva a um certo desperdício de energia.

Até aqui, pode-se observar a existência de algumas vantagens no uso do OFDM:

- implementação Digital por meio da FFT/IFFT;
- eficiência espectral em comparação aos sistemas FDM comuns.
- taxa de erro de bits aceitável;
- equalização cuja complexidade independe do canal.

Devido a estas vantagens, o sistema OFDM passou a ser aplicado em diferentes sistemas de comunicação. Alguns deles serão descritos na Seção 2.4.

2.4. APLICAÇÕES DO OFDM

A primeira grande aplicação do OFDM foi no ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*). A tecnologia fazia uso de uma DFT de 256 pontos com subportadoras separadas por 4,3125 kHz e uma taxa de símbolos por bloco de 4000 Hz. O intervalo de guarda totaliza 40 amostras, sendo a taxa de amostragem do sinal transmitido da ordem dos GHz. A taxa de transmissão de dados varia entre 32 kb/s e 8 Mb/s. Na atualização ADSL2+, são utilizadas 512 subportadoras e a taxa de amostragem é dobrada. Essas modificações ampliam a taxa de transmissão para 24 Mb/s. Existe também um sistema híbrido, superior ao ADSL2+, o VDSL, que pode atingir até 150 Mb/s na transmissão *downstream* e 75 Mb/s *upstream*.

Outras grandes aplicações do OFDM são a WiFi (IEEE 802.11), em que utiliza-se uma DFT de 64 pontos, sendo que somente 48 sub-bandas são de fato ocupadas e o WiMAX (IEEE 802.16), em que a DFT pode atingir os 4096 pontos, acomodando canais que variam de 1MHz a 20MHz.

Finalmente, utiliza-se o OFDM no LTE e no LTE-A, tecnologias da terceira quarta geração de telefonia celular, respectivamente. No enlace direto, as subportadoras são separadas por 15 kHz. São utilizadas as modulações QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, a depender da taxa de dados de transmissão. Cada bloco OFDM, representado por um conjunto de doze símbolos OFDM, ocupa 180 kHz. No enlace reverso, é utilizado o SC-FDMA (*Single Carrier – Frequency Division Multiple Access*). Esta alteração é feita devido à alta PAPR (*peak-to-average ratio*), uma das grandes desvantagens do OFDM.

Quanto a estas desvantagens, o OFDM apresenta algumas características que dificultariam o seu uso na próxima geração de telefonia:

- Relativamente alta radiação para fora da banda;
- Sensibilidade a desvios de frequência;
- Ineficiência energética da abordagem utilizada no prefixo cíclico.

No Capítulo 3, será analisado o GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*), uma forma de onda alternativa ao OFDM.

3. GFDM – MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO EM FREQUÊNCIAS GENERALIZADA (“Generalized Frequency Division Multiplexing”)

No Capítulo 3 é apresentado o esquema de transmissão GFDM. Mostram-se o transmissor e o receptor utilizados para construção da forma de onda, e destacam-se as vantagens e desvantagens do sistema.

Nos últimos anos, a popularidade dos *smartphones* vem aumentando expressivamente. Esse crescimento pressiona as operadoras de telefonia a oferecerem novos serviços como taxas de transmissão mais altas ou uma maior região de cobertura para se manterem no topo [2].

Essas mudanças abrem portas para novas aplicações da telefonia celular. Uma delas, vista como forte tendência para os próximos anos, é a previamente citada Internet das Coisas (*IoT – Internet of Things*), cenário em que a internet não será utilizada somente por pessoas, mas servirá como meio de interação entre diferentes máquinas. Supõe-se que cada usuário irá dispor de diversos dispositivos IoT interconectados, no futuro. Isso aumentará ainda mais as demandas, o que só poderá ser alcançado se adaptações forem feitas ao sistema atual [2], [3].

Dentre as adaptações necessárias pode-se falar: do aumento da mobilidade e da taxa de dados, do controle da latência e da eficiência energética. É interessante, também, pensar em uma abordagem espectralmente flexível, devido à escassez de recursos espectrais, problema já desafiador no presente [2].

Como foi visto, os padrões de telefonia mais atuais (3G e 4G) fazem uso do OFDM, matéria de estudo do Capítulo 2. Trata-se de um sistema bastante vantajoso em certos aspectos, destacando-se a relativamente baixa complexidade de implementação de seu transceptor. Entretanto, outras de suas características são uma séria barreira às inovações que se esperam para as próximas gerações.

Primeiramente, a alta radiação para fora da banda dificulta a tarefa de alocação do sinal nos espaços livres do espectro de frequências. Fazê-la poderia levar à interferência em sistemas vizinhos, algo bastante indesejável. Além disso, a ortogonalidade entre subportadoras exige alto sincronismo, o que torna o sistema sensível a variações de frequência. Pode-se falar, também, na ineficiência energética causada pela abordagem

utilizada na inserção do prefixo cíclico. No OFDM existe somente um slot de tempo. A cada novo slot, é adicionado um prefixo, o que resulta em um grande desperdício (ver Figura 3.1).

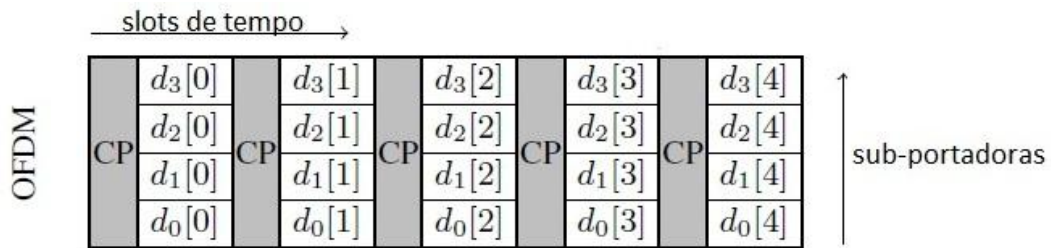


Figura 3.1 – Abordagem dada a Utilização do Prefixo cíclico [2]

Para resolver tais questões, buscam-se formas de onda alternativas, sendo a ideia central fazer uso de filtros para resolver o problema de dispersão ao longo do espectro.

A forma de onda escolhida para ser analisada neste trabalho, como se sabe é o **GFDM**. Neste opta-se pela formatação em pulso de cada sub-portadora de forma individual, sendo possível o uso de diferentes pulsos para cada uma delas. Devido a essa abordagem, já será esperada a ocorrência de interferência entre subportadoras (ICI – *Intercarrier Interference*) e entre símbolos (ISI – *Intersymbol Interference*), o que flexibilizará os requisitos de sincronismo existentes no OFDM.

3.1. TRANSMISSOR GFDM

Na Seção 3, citavam-se características esperadas para o sistema de transmissão a ser usado na próxima geração de telefonia. Buscando alcançá-las, o GFDM atenderá às seguintes demandas:

- Baixa radiação para fora da banda
- Equalização de baixa complexidade
- Largura de banda flexível
- Implementação digital

A baixa radiação é atendida pela adição de filtros formatadores de pulso às subportadoras do sinal. Estes filtros são implementados digitalmente, o que em conjunto com o algoritmo FFT permite a implementação digital do sinal.

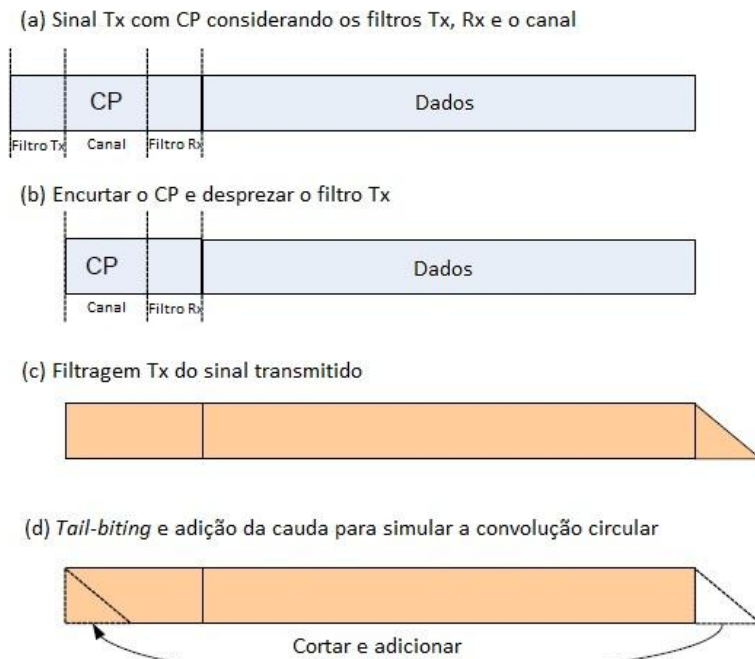


Figura 3.2 - Técnica de *tail-biting* [2]

Apesar de vantajosos por reduzirem a largura de banda do sinal transmitido, os filtros formatadores de pulso levam a um prolongamento no domínio do tempo. Esta extensão pode ser observada na Figura 3.2.a. As amostras extras que aparecem ao lado do prefixo cíclico (CP) não carregam informação, representando, portanto, um desperdício de energia. Desprezá-las, representaria, então, uma grande economia, como se observa na Figura 3.2.b.

Existe uma técnica que permite que não se leve em conta estas amostras decorrentes do processo de filtragem, chamada *tail-biting*, e apresentada na Figura 3.2.d. Esse recurso consiste na inserção dos símbolos extras (mostrados em Figura 3.2.c) no intervalo destinado ao prefixo cíclico. Assim como na inserção do prefixo cíclico, o *tail-biting* simula uma convolução cíclica, mantendo a possibilidade de equalização de 1 *tap* no domínio da frequência. É válido ressaltar que além de levar à economia de energia, a técnica aqui descrita torna o prefixo cíclico fixo, o que representa uma redução de complexidade de implementação.

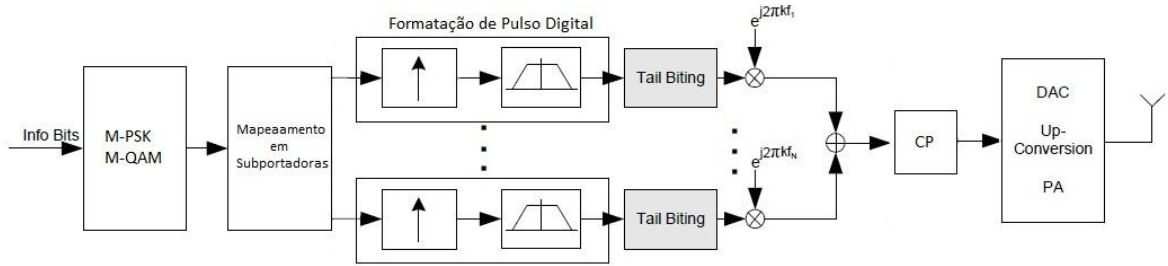


Figura 3.3 - Transmissor GFDM [3]

Agora que já se conhece o *tail-biting*, descrevem-se os processos no transmissor GFDM digital.

Na Figura 3.3, mostra-se uma sequência de bits de informação sendo codificado e mapeado em símbolos QAM. O fluxo na n -ésima sub-portadora será representado por :

$$X_l[k], \quad (7)$$

em que l é a posição do símbolo QAM dentro da sub-portadora k . Como se observa na Figura 3.3, são geradas N sequências paralelas, que ocuparão N subportadoras. A cada uma destas é adicionado um prefixo cíclico (ver Figura 3.4), procedimento seguido pela super-amostragem, necessária para evitar que ocorra *aliasing* durante a filtragem.

A super-amostragem altera os índices dos símbolos QAM, levando a $X_{l'}[k]$. O próximo passo é filtrar cada sequência, o que é descrito por:

$$X_l[k] * g_{Tx}[k, l'], \quad (8)$$

em que $*$ representa a operação de convolução em relação a l' .

Os *streams* são levados às suas frequências centrais e somados para serem transmitidos, resultando em:

$$x_{l'}[n] = \sum_k (X_l[k] * g_{Tx}[k, l']) e^{j2\pi n f_k} \quad (9)$$

Ao sinal da equação (9) é acrescentado o prefixo cíclico, em acordo com a Figura 3.4. Como se observa, o prefixo cíclico é adicionado no domínio do tempo e, ao contrário do sistema OFDM, existe mais de um *slot* a cada símbolo GFDM, o que será novamente mostrado mais a frente neste trabalho.

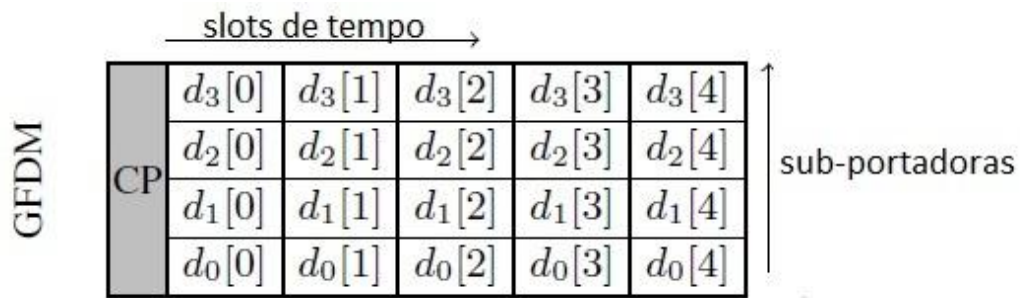


Figura 3.4- Prefixo Cíclico GFDM [2]

O sinal é finalmente misturado a frequência da portadora que o carregará e convertido a sua forma analógica, para ser transmitido por meio de do canal (*Up-Conversion* e DAC, na Figura 3.3, respectivamente).

3.2. RECEPTOR GFDM

No receptor, todos os passos realizados na transmissão são desfeitos.

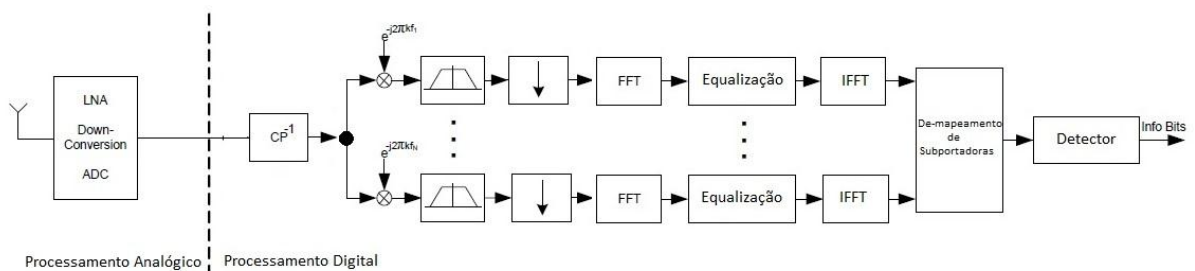


Figura 3.5 - Receptor GFDM

Primeiro, demodula-se a portadora responsável por carregar a soma de seqüências de bits $x(t)$, passo representado pelo bloco “*down-conversion*”, na Figura 3.5. Posteriormente, realiza-se a conversão analógico-digital (DAC), resultado em

$$y_{l'}[n] = x_{l'}[n] * h_{l'}[n] + n_{l'}[n] \quad (10)$$

em que $n_{l'}[n]$ é o ruído gaussiano branco e $h_{l'}[n]$ é o canal utilizado para transmitir o sinal.

O sinal $y_{l'}[n]$ é então convertido para sua forma paralela e os fluxos de bits resultantes são deslocados às suas frequências originais, o que consiste na multiplicação pelas exponenciais complexas:

$$Y_{l'}[k] = y_{l'}[n]e^{-j2\pi l' f_k} \quad (11)$$

O próximo passo é filtrar os *streams* individualmente, levando a

$$Z[k, l'] = Y_{l'}[k] * g_{Rx}[k, l'] \quad (12)$$

Depois da filtragem, o sinal é sub-amostrado, resultando em $Z[k, l]$, sinal que será equalizado no domínio da frequência [2]:

$$\hat{x}_l[n] = IFFT \left\{ FFT \left\{ \frac{Z[k, l]}{H_l[k]} \right\} \right\} \quad (13)$$

Em posse dos símbolos equalizados $\hat{x}_l[n]$, realiza-se a conversão símbolo – bit.

4. Implementação do Sistema GFDM

Implementar as equações do sistema GFDM da forma como elas foram descritas no Capítulo anterior, seria uma tarefa bastante complicada. Buscando resolver esta questão, opta-se pelo esquema de implementação descrito nas próximas subseções.

4.1. TRANSMISSOR GFDM

Consideremos o modelo descrito pela Figura 4.1. Neste, uma sequência de bits “**b**” será mapeada em outra, de símbolos **d**, por meio de do processo de modulação.

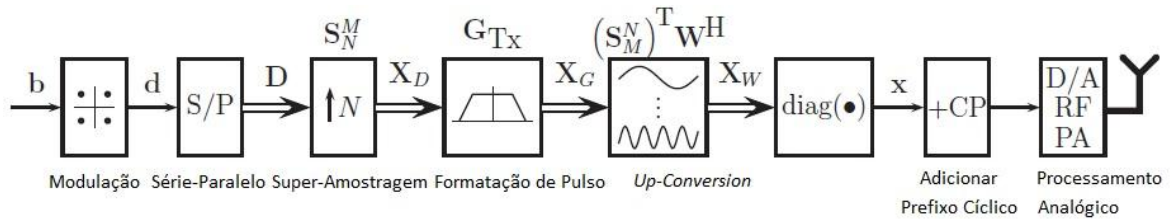


Figura 4.1 - Transmissor GFDM

Após este processo, **d** é transformado na matriz:

$$\mathbf{D} = \{d_{m,k}\}_{M \times K} \quad (14)$$

A *m*-ésima linha de **D** denota os símbolos transmitidos no *m*-ésimo slot de tempo enquanto a *k*-ésima coluna, representa os dados da *k*-ésima subportadora. Aqui, *M* é o total de *slots* no tempo e *K* o total de subportadoras na frequência dentro de um bloco GFDM **D**.

Pensando nesta estrutura, vale a pena destacar o seguinte: o sistema OFDM é uma particularidade do GFDM, em que existe apenas um *slot* de tempo. O processo de filtragem que foi descrito no Capítulo 3, também pode ocorrer para a forma de onda ortogonal.

Voltando ao GFDM, agora que temos os dados distribuídos tanto no tempo quanto na frequência, podemos partir para o bloco *upsampling*, em que as colunas de **D** serão super amostradas de forma a evitar *aliasing*. Os elementos da matriz S_N^M são descritos por:

$$S_N^M = \{s_{n,m}\}_{MN \times M} \quad s_{n,m} = \begin{cases} 1 & n = (m-1)N + 1 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (15)$$

Na Figura 4.1, \mathbf{X}_D é obtido por meio de da equação matricial $\mathbf{X}_D = S_N^M \mathbf{D}$. No sistema GFDM que será implementado por meio de simulação no Capítulo 6, será considerado que $N = K$.

O próximo passo é a realização da filtragem de cada subportadora (*pulse shaping*).

Foi visto no Capítulo 3 que o uso de *tail-biting* é bastante vantajoso nos sistemas GFDM. Para que seja possível criar este efeito, faz-se uso de um filtro circular, originado a partir do vetor $\mathbf{g}_{Tx} = \{g_n\}_{MN \times 1}$, a ser descrito mais adiante neste Capítulo. O filtro circular será dado pela matriz \mathbf{G}_{Tx} como se ilustra a seguir:

$$\mathbf{G}_{Tx} = \begin{pmatrix} g_1 & g_{MN} & \cdots & g_2 \\ g_2 & g_1 & & g_3 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ g_{MN} & g_{MN-1} & \cdots & g_1 \end{pmatrix} \quad (16)$$

O resultado da filtragem será $\mathbf{X}_G = \mathbf{G}_{Tx} \mathbf{X}_D$. No OFDM, viu-se que o processo de levar cada sub-portadora para sua frequência central pode ser realizado por meio de do algoritmo de IFFT. No GFDM isto se repete e é representado pelo bloco “upconversion”, na Figura 4.1. Abaixo, segue a descrição da matriz \mathbf{W} .

$$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{MN}} \{w^{k,n}\}_{MN \times MN} \quad (17)$$

$$w^{k,n} = e^{-j2\pi \frac{(k-1)(n-1)}{N}}.$$

Para manter o espaçamento entre subportadoras em $\frac{1}{N}$, somente as m -ésimas colunas de \mathbf{W} são selecionadas usando uma matriz de amostragem em acordo com:

$$\mathbf{X}_W = \mathbf{X}_G (\mathbf{S}_M^N)^T \mathbf{W}^H \quad (18)$$

Finalmente, o sinal \mathbf{x} transmitido será dado pela diagonal da matriz \mathbf{X}_W . Como o bloco GFDM possui uma natureza dual (tempo-frequência), os elementos fora da diagonal contém termos que misturam estes domínios, sendo irrelevantes para o sinal transmitido.

A equação que resume todos os processos previamente descritos é dada a seguir [4]:

$$\mathbf{x} = \text{diag}(\mathbf{G}_{Tx} \mathbf{S}_N^M \mathbf{D} (\mathbf{S}_M^N)^T \mathbf{W}^H) \quad (19)$$

A \mathbf{x} será adicionado o prefixo cíclico, para, assim como no sistema OFDM, facilitar a equalização na recepção.

4.2. RECEPTOR GFDM

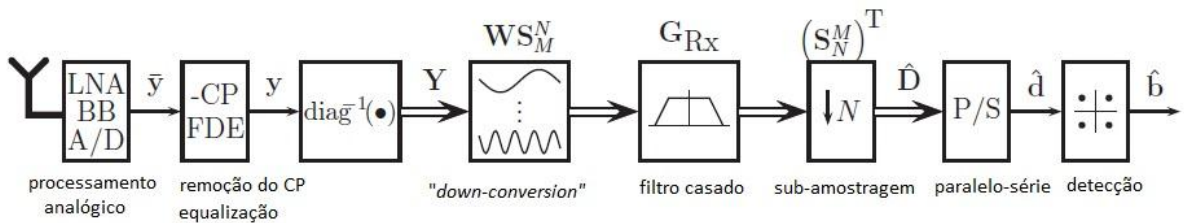


Figura 4.2 – Receptor GFDM [4]

O uso de equações matriciais permite que o processo de implementação do receptor seja bem mais compacto que no caso OFDM, mostrado no Capítulo 2, onde cada passo do processo de transmissão é desfeito. Isto porque \mathbf{x} pode ser obtido por meio de da equação matricial:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{d}, \quad (20)$$

em que \mathbf{A} é uma matriz $MN \times MN$. Para obter esta matriz, procede-se da forma a seguir:

Sejam:

$$\mathbf{G}'_{Tx} = \mathbf{G}_{Tx} \mathbf{S}_N^M \quad \text{e} \quad (21)$$

$$\mathbf{W}'_{Tx} = (\mathbf{S}_M^N)^T \mathbf{W}^H \quad (22)$$

e lembrando que somente os elementos da diagonal de \mathbf{X}_W são relevantes para a transmissão, tem-se [4]:

$$[\mathbf{X}_W]_{n,n} = ((w'_{Tx,n})^T \otimes g'_{Tx,n}) \mathbf{d} = a_n \mathbf{d} \quad (23)$$

em que o operador \otimes é o produto de Kronecker. Quando todos os elementos a_n são computados, é possível obter a matriz \mathbf{A} , da equação (20).

De posse dos processos descritos acima, é possível obter alguns modelos de recepção. Estes serão apresentados da Subseção 4.2.2 em diante. Antes, apresenta-se o tipo de filtro utilizado na simulação.

4.2.1. FILTRO FORMATADOR DE PULSO

Em um sistema OFDM, os símbolos são enviados por meio de um pulso retangular no domínio do tempo. Esta forma leva a uma função *sinc* no domínio da frequência, que tem como consequência um vasto alargamento espectral, um grande problema por motivos já previamente esclarecidos neste trabalho.

É no processo de filtragem, ausente do OFDM, que se busca solucionar esta questão.

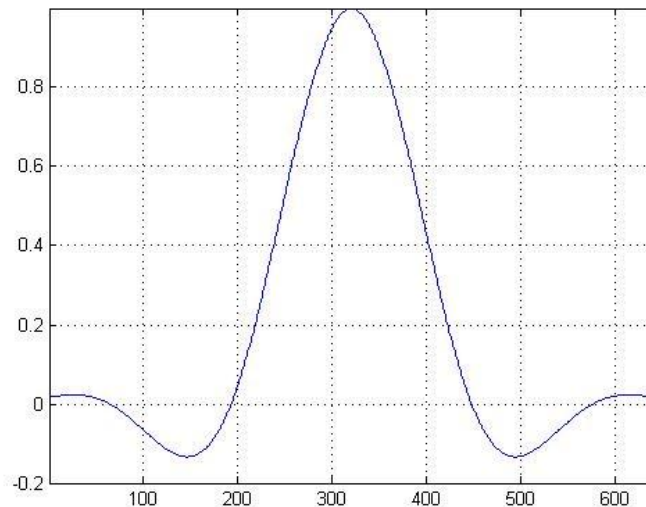


Figura 4.3 – Pulso raiz de cosseno levantado (domínio do tempo), roll-off 0,5

A Figura 4.3 representa o pulso raiz de cosseno levantado no domínio do tempo. Este filtro é ser representado por:

$$G_{RCL}(f) = \begin{cases} \sqrt{T}, & |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right\}}, & \frac{1-r}{2T} < |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+r}{2T} \end{cases}$$

Na Figura 4.3 apresenta-se este pulso, obtido por meio de simulação, a partir de uma função existente no *software* MATLAB[®]. Os coeficientes gerados são representados por $g_{Tx} = \{g_n\}_{MN \times 1}$, na Seção 4.1 sendo esta, portanto, a forma de pulso utilizada na transmissão, neste trabalho [4]. Para saber qual será a melhor forma de receber o sinal, apresenta-se a Seção 4.2.1.1.

4.2.1.1. FILTROS CASADOS

No Capítulo 3, foi visto que a adição do filtro na transmissão do símbolo GFDM aumenta a taxa de erros de bit (BER). O esquema capaz de minimizar esta taxa é utilizar na recepção um filtro casado àquele da transmissão [8]:

$$R(f) = k \frac{P(-f)e^{-j2\pi f t_m}}{S_n(f)}, \quad (24)$$

em que k é uma constante arbitrária.

O filtro $R(f)$ é chamado filtro casado. No domínio do tempo, podemos escrevê-lo como $r(t) = k'p(T_o - t)$, escolhendo $t_m = T_o$. A função $p(t)$ é o pulso utilizado no transmissor.

Como foi dito, neste trabalho fez-se uso do pulso raiz de cosseno levantado durante a transmissão. Por este pulso ser simétrico, sua versão casada é representada pela mesma função, sendo o pulso de recepção, portanto também do tipo raiz de cosseno levantado (RRC – *Root Raised Cosine*).

Nas subseções seguintes, apresentam-se diferentes tipos de receptores GFDM.

4.2.2. RECEPTOR POR FILTRO CASADO

No receptor por filtro casado, faz-se uso do filtro descrito na Seção 2.2.1. Tem-se que \bar{y} na Figura 4.2 é dado por:

$$\bar{y} = Hx + n \quad (25)$$

Em que H é o ganho do canal e n o ruído, AWGN nesta simulação.

Quando há somente ruído AWGN, H pode ser considerado igual a 1. Com a presença de um canal de multipercursos variante no tempo, a situação é diferente, como será visto mais adiante.

Na Seção 4.1, foi visto que todo o processo de recepção pode ser compactado a partir da matriz \mathbf{A} . A seguir, são mostradas as equações matriciais do receptor de filtro casado, incluindo a abordagem que utiliza \mathbf{A} [4]:

$$\hat{\mathbf{D}} = (\mathbf{S}_N^M)^T \mathbf{G}_{Rx} \mathbf{Y} \mathbf{W} \mathbf{S}_M^N \quad (26)$$

\mathbf{G}_{Rx} pode ser escrito como \mathbf{G}_{Tx}^H , de forma a atender a equação (24). Tomando $vec(\hat{\mathbf{D}})$, o vetor de símbolos recebidos pode ser escrito como [4]:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{A}^H \mathbf{y} \quad (27)$$

4.2.3. RECEPTOR ZERO-FORCING

O segundo receptor será o “*zero-forcing*”. O forçamento a zero consiste em eliminar a ISI causada devido ao canal de multipercursos, sem considerar o efeito do ruído [8]. A equação que o descreve é mostrada abaixo [4]:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{A}^+ \mathbf{y} \quad (28)$$

$$\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \quad (29)$$

Em (29), \mathbf{A}^+ é a matriz pseudo-inversa de Moore-Penrose de \mathbf{A} .

4.2.4. RECEPTOR MMSE (MINIMUM SQUARE ERROR RECEIVER)

O receptor *Zero-Forcing* apresenta uma grande desvantagem: assim como o equalizador de 1 *tap*, este pode amplificar o ruído, por somente inverter a matriz \mathbf{A} . Por isso, apresenta-se uma segunda opção, o receptor MMSE, que leva em consideração este impacto negativo [8].

A ideia central é calcular a distorção total causada pela equalização zero-forcing. O símbolo resultante será comparado a constelação de símbolos em uso (M-PSK ou M-QAM). Será escolhida a posição da constelação que minimize o erro quadrático médio em relação ao símbolo equalizado [8].

Voltando às equações matriciais, isto é obtido por meio de [4]:

$$\mathbf{A}^\dagger = \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} \mathbf{I} + \mathbf{A}^H \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^H. \quad (30)$$

O vetor de símbolos recebidos é, então, dado por:

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{y}, \quad (31)$$

em (30) σ_n^2 é a variância do ruído e σ_d^2 a variância do sinal transmitido.

5. Código LDPC (*Low Density Parity Check*)

Além do uso de diferentes tipos de receptores, apresentandos no capítulo anterior, uma ferramenta bastante útil para melhorar o desempenho de um sistema em relação a taxa de erros é a codificação. Sendo assim, neste Capítulo será apresentada essa ferramenta a partir do algoritmo LDPC. De forma a facilitar o entendimento, será feita uma breve introdução a respeito deste código.

O LDPC é um código de blocos que foi inventado em 1960 por Robert Gallager [19]. Naquela época, foi deixado de lado, por requerer alta complexidade computacional, o que não o tornava competitivo perante aos outros códigos corretores de erro em uso, como os códigos convolucionais e os códigos RS (*Reed-Solomon*) concatenados [19].

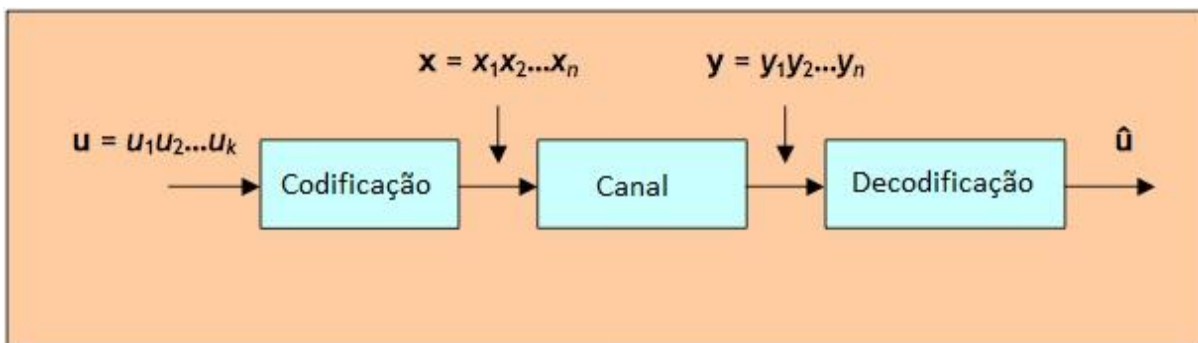


Figura 5.1 – Sistema de Codificação Genérico [7]

Nos últimos anos, esse cenário mudou. Os códigos LDPC vem sendo vistos como uma excelente opção na tarefa de correção de erros. Ao contrário de outras classes de códigos, ele faz uso massivo de eficientes algoritmos probabilísticos de codificação e decodificação, tornando-o não somente uma boa ferramenta teórica como também prática [20].

Como qualquer código de blocos, o código LDPC pode ser caracterizado por sua matriz de paridade. Em matrizes deste tipo, as colunas representam os bits das palavras-código, enquanto as linhas representam as equações de paridade.

O que diferencia o código LDPC dos outros é que sua matriz de paridade (\mathbf{J}) possui uma quantidade de 0's muito maior que a quantidade de 1's (*low-density*), indicando que as equações de paridade são construídas a partir de poucas variáveis.

Os códigos LDPC podem ser regulares, o que indica que a quantidade de 1's por colunas ou linhas é constante. Na prática, códigos deste tipo são os mais utilizados, por sua simplicidade em relação aos códigos irregulares.

As matrizes de paridade podem ser representadas graficamente a partir de uma ferramenta chamada grafo de Tanner. Essa ferramenta permite uma melhor visualização do processo de decodificação, como mostra a Figura 5.2:

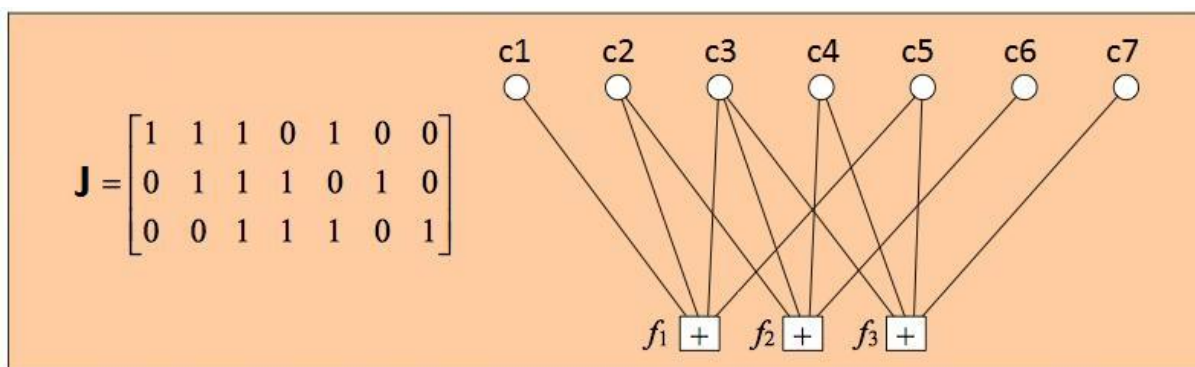


Figura 5.2 – Matriz de paridade e correspondente grafo de Tanner [7]

A Figura 5.2 apresenta a matriz de paridade J e seu correspondente grafo de Tanner. Trata-se do código de Hamming $(n,k) = (7,4)$, cujas equações de paridade são [7]:

$$\begin{aligned} c_1 \oplus c_2 \oplus c_3 \oplus c_5 &= 0 \\ c_2 \oplus c_3 \oplus c_4 \oplus c_6 &= 0 \\ c_3 \oplus c_4 \oplus c_5 \oplus c_7 &= 0 \end{aligned} \tag{32}$$

Em (32), tem-se três equações de quatro variáveis. Devido a soma em módulo 2, representada por \oplus , cada uma destas assume um valor zero ou um. Essas equações são usadas para saber se uma dada palavra com k bits pertence ou não ao grupo de palavras-código em uso. Se todas as equações resultam em 0, então trata-se de uma palavra-código, caso contrário, a palavra não está inclusa no grupo.

Por exemplo, seja a sequência 1101000, (32) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 &= 0 \\ 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 0 &= 0 \\ 0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 &= 1 \end{aligned} \tag{33}$$

Conclui-se que a sequência não pertence ao conjunto de palavras-código.

Do grafo de Tanner, torna-se bem simples solucionar as equações descritas em (35). Esta ferramenta funciona é uma grande ferramenta didática, mas pode não ser sempre aplicável na prática, já que os códigos LDPC costumam ter mais de 1000 bits [7].

5.1. Geração de um Código de Blocos e o Algoritmo SPA (*Sum Product Algorithm*)

Na Seção 5.1, descreveu-se a matriz de paridade do LDPC e também uma ferramenta que a ilustra de forma bastante clara: o grafo de Tanner. Aqui, será apresentada a forma de decodificar dados a partir do algoritmo soma-produto (SPA – *Sum-Product Algorithm*), o mais utilizado para decodificação LDPC [8].

Palavras-código são geradas no transmissor por meio de da equação

$$\mathbf{c} = \mathbf{dG}, \tag{34}$$

em que \mathbf{G} é chamada matriz geradora.

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I}_{k(k \times k)} \mathbf{P}_{(k \times m)}] \quad (35)$$

Para o código de Hamming (7,4), $k = 4$ e $m = 7-4 = 3$.

A matriz \mathbf{J} que foi citada previamente faz uso da matriz \mathbf{P} em (35):

$$\mathbf{J} = [\mathbf{P}^T \mathbf{I}_m] \quad (36)$$

A matriz \mathbf{J} é usada no processo de decodificação, o que como dito, será realizado por meio do algoritmo SPA. Trata-se de uma processo cujas entrada e saída são suaves e faz-se uso de iterações. Estas iterações são um processo de troca de informações entre os nós de variável e os nós de paridade sobre a probabilidade de ocorrência dos primeiros. Quando a sequência mais provável é obtida, esta é definida como pertencente ao grupo de palavras-código.

A seguir, definem-se as equações utilizadas no algoritmo, para posteriormente apresentá-lo.

Primeiro, admite-se que \mathbf{J} é de ordem $S \times n$, em que $S = n - k$. (Código de blocos (n, k)), A palavra código é representada pelos bits dos nós de variável $\{v_s, s = 1, \dots, n\}$. Para o s -ésimo nó de variável v_s será usado [8]:

$$\boldsymbol{\mu}_j = \{i: h_{ij} = 1, 1 \leq i \leq S\} \quad (37)$$

A equação (37) denota o conjunto de nós de paridade conectados a v_j . Para o i -ésimo nó de verificação z_i

$$\boldsymbol{\sigma}_i = \{s: j_{is} = 1, 1 \leq s \leq n\} \quad (38)$$

denota o conjunto de nós de variável conectados a z_i .

A probabilidade de satisfazer o nó de verificação $z_i = 0$ quando $v_j = u$ será [8]:

$$R_{is}(u) = P[z_i = 0 | v_s = u], u = 0, 1 \quad (39)$$

Se o vetor de bits de variável é denotado por \mathbf{v} , do teorema de Bayes, segue [8]:

$$R_{is}(u) = \sum_{\mathbf{v}: v_s = u} P[z_i = 0 | \mathbf{v}] \cdot P[\mathbf{v} | v_s = u] \quad (40)$$

$$= \sum_{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq j} P[z_i = 0 | v_s = u, \{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq j\}] \cdot P[\{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq j\} | v_s = u],$$

em que R_{is} é a mensagem passada dos nós de paridade para os nós de variável.

Para z_i estimar $P[\{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq s\} | v_s = u]$, este deve colher a informação do conjunto de nós de variável σ_i . Definimos a probabilidade de $v_\ell = x$ obtida de seus nós de verificação (exceto o i -ésimo nó) como [8]

$$Q_{i,\ell}(x) = P[v_\ell = x | \{z_m = 0: m \in \mu_\ell, m \neq i\}] \quad x = 0,1, \quad (41)$$

sendo admitido, também, que as probabilidades dos nós de variável sejam aproximadamente independentes [8]:

$$P[\{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq s\} | v_s = u] = \prod_{\ell \in \sigma_i, \ell \neq s} Q_{i,\ell}(v_\ell) \quad (42)$$

Com isso, os nós de verificação podem atualizar a mensagem via [8] :

$$R_{is}(u) = \sum_{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq s} P[z_i = 0 | v_s = u, \{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq s\}] \cdot \prod_{\ell \in \sigma_i, \ell \neq s} Q_{i,\ell}(v_\ell) \quad (43)$$

O nó de verificação z_i tem sucesso ou falha. A equação (45) permite que $R_{is}(u)$ seja atualizada quando o i -ésimo nó de verificação receber $Q_{i,\ell}(v_\ell)$.

Assim que for atualizada $R_{is}(u)$, ela poderá ser repassada aos nós de variável na direção de baixo pra cima, atualizando $Q_{i,\ell}(v_\ell)$. Do teorema de Bayes [8]:

$$Q_{i,\ell}(v_\ell) = \frac{P[v_\ell = x] P[\{z_m = 0: m \in \mu_\ell, m \neq i\} | v_\ell = x]}{P[\{z_m = 0: m \in \mu_\ell, m \neq i\}]} \quad (44)$$

Se as verificações de paridade também são independentes [8]:

$$P[\{z_m = 0: m \in \mu_\ell, m \neq i\} | v_\ell = x] = \prod_{m \in \mu_\ell, m \neq i} R_{m,\ell}(x) \quad (45)$$

Agora, define-se a probabilidade de bit de variável *a priori* como $p_\ell(x) = P(v_\ell = x)$, considerando que $\alpha_{i,\ell}$ seja o fator de normalização tal que $Q_{i,\ell}(1) + Q_{i,\ell}(0) = 1$. Com base em (43), pode-se atualizar $Q_{i,\ell}(x)$ no nó de variável [8]:

$$Q_{i,\ell}(x) = \alpha_{i,\ell} \cdot p_\ell(x) \prod_{m \in \mu_\ell, m \neq i} R_{m,\ell}(x) \quad (46)$$

Essa mensagem será passada, então, dos nós de variável (parte de cima) aos nós de verificação (parte de baixo) no grafo de Tanner.

O algoritmo SAP é, por fim exposto a seguir [8]:

Inicialização: Seja $m = 0$ e seja m_{max} o número máximo de iterações. Para cada $[h_{i,\ell} = 1]$, em J , são usadas as probabilidades a priori para especificar:

$$Q_{i,\ell}^{(0)}(1) = p_\ell(1) \text{ e } Q_{i,\ell}^{(0)}(0) = p_\ell(0)$$

Passo 1: O nó de verificação i atualiza sua informação:

$$R_{i,s}^{(m)}(1) = \sum_{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq s} P[Z_i = 0 | v_s = 1, \{v_\ell\}] \cdot \prod_{\ell \in \sigma_i, \ell \neq s} Q_{i,\ell}^{(m)}(v_\ell) \quad (47)$$

$$R_{i,s}^{(m)}(0) = \sum_{v_\ell: \ell \in \sigma_i, \ell \neq s} P[Z_i = 0 | v_s = 0, \{v_\ell\}] \cdot \prod_{\ell \in \sigma_i, \ell \neq s} Q_{i,\ell}^{(m)}(v_\ell) \quad (48)$$

Passo 2: Para cada nó de variável, atualizar:

$$Q_{i,\ell}^{(m+1)}(0) = \alpha_{i,\ell}^{(m+1)} \cdot p_\ell(0) \prod_{m \in \mu_\ell, m \neq i} R_{i,s}^{(m)}(0) \quad (49)$$

$$Q_{i,\ell}^{(m+1)}(1) = \alpha_{i,\ell}^{(m+1)} \cdot p_\ell(1) \prod_{m \in \mu_\ell, m \neq i} R_{i,s}^{(m)}(1) \quad (50)$$

Passo 3: Nos nós de variável, estimar as probabilidades a *posteriori*:

$$P^{(m+1)}[v_\ell = 0 | \mathbf{r}] = \alpha_\ell^{(m+1)} \cdot p_\ell(0) \prod_{m \in \mu_\ell} R_{i,s}^{(m)}(0) \quad (51)$$

$$P^{(m+1)}[v_\ell = 1 | \mathbf{r}] = \alpha_\ell^{(m+1)} \cdot p_\ell(1) \prod_{m \in \mu_\ell} R_{i,s}^{(m)}(1) \quad (52)$$

Passo 4: Tomar decisões a respeito de cada bit codificado [8]:

$$\hat{v}_\ell = \text{sign} \left\{ \log \frac{P^{(m+1)}[v_\ell = 1 | \mathbf{r}]}{P^{(m+1)}[v_\ell = 0 | \mathbf{r}]} \right\} \quad (53)$$

Se todas as verificações de paridade são atingidas, a decodificação é interrompida. Caso contrário, retorna-se para o primeiro passo.

6. ANÁLISE DE RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações no software MATLAB[®]. O grande objetivo é comparar o sistema GFDM ao sistema OFDM, destacando as vantagens e desvantagens de cada um.

Este capítulo apresenta os resultados obtidos a partir da implementação no software MATLAB[®], dos sistemas vistos nos Capítulos 3, 4 e 5.

O objetivo principal é comparar o sistema GFDM ao sistema OFDM, de forma que seja possível justificar porque o primeiro pode ser uma opção ao segundo na próxima geração de telefonia.

Escolheu-se analisar o desempenho dos dois sistemas em relação a taxa de erro de bits e em relação ao espectro.

Os parâmetros utilizados no sistema GFDM são apresentados Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros para simulação do sistema GFDM

Descrição GFDM	Parâmetros	Valor
Frequência de Amostragem	F_s	266.85 kHz
Largura de Banda do Símbolo	B_{GFDM}	10.95 kHz
Número de Subportadoras	K	128
Número de Slots de Tempo	M	5
Filtro Formatador de Pulso	G_{Tx} e G_{Rx}	Filtro RRC
Fator de roll-off	α	{0,1 0,5}
Ordem de Modulação	μ	2 e 4 (QPSK e 16-QAM)
Comprimento do Prefixo Cíclico	N_{CP}	32
Canal de Multipercursos	$H_l[k]$ ou $h_l[n]$	Winner Channel [15]
Descrição OFDM	Parâmetros	Valor
Largura de Banda do Símbolo	B_{OFDM}	10.95 kHz/58.288 kHz
Número de Subportadoras	K	128/640
Número de Slots de Tempo	M	1
Filtro Formatador de Pulso	G_{Tx} e G_{Rx}	1

6.1. Desempenho sob ruído AWGN

Nesta seção, será analisado o desempenho do sistema GFDM sob ruído AWGN. A **Error! Reference source not found.** faz uso da modulação QPSK e é uma reprodução dos

resultados apresentados em [4]. A **Error! Reference source not found.**, por sua vez, é uma contribuição, por apresentar o desempenho esperado para a modulação 16-QAM.

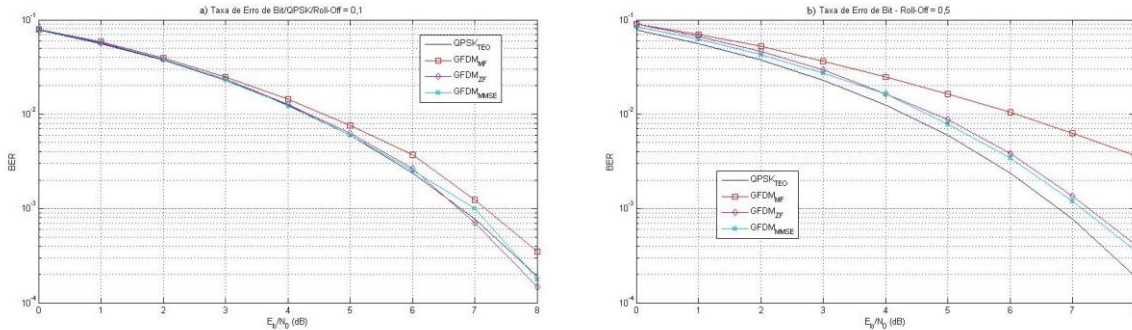


Figura 6.1 Sistema GFDM, QPSK, a) roll-off 0,1 e b) roll-off 0,5

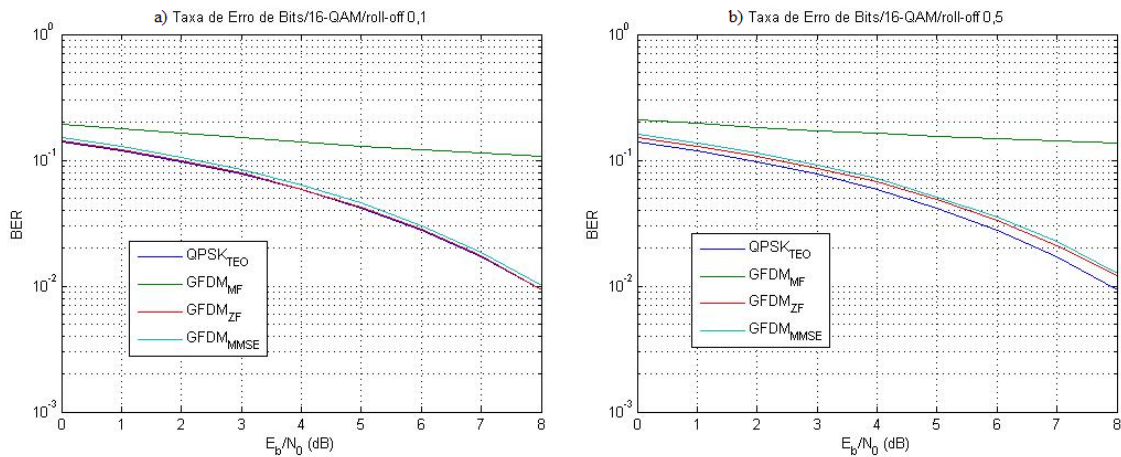


Figura 6.2 - Sistema GFDM, 16-QAM, a) roll-off 0,1 e b) roll-off 0,5

Nas Figuras 6.1 e 6.2, é possível observar que, em todos os casos, os receptores têm seu desempenho melhorado à medida que a relação sinal-ruído é aumentada, aproximando-se cada vez mais da curva teórica. Comparando os resultados da **Error! Reference source not found.** a e Figura 6.1.b, observa-se que o decréscimo do fator de *roll-off* leva a uma redução da taxa de erros (BER), o que é justificado pela diminuição da interferência entre subportadoras.

Comparando os três tipos de receptores, o receptor GFDM_{MF} (filtro casado) é o pior deles. Aplicar o *zero-forcing* já resulta em uma grande melhora de desempenho, que ainda pode ser superada pelo receptor MMSE, o que já era esperado, pelo que foi explicado no Capítulo 4.

Escolher entre taxa de erros e esforço computacional pode depender de alguns fatores. No caso da **Error! Reference source not found.**, por exemplo, em que se analisa o desempenho de um sistema GFDM 16-QAM, a BER do receptor por filtro casado é muito

alta, mesmo para valores de E_B/N_0 mais baixos. Neste caso, valeria a pena a aplicação dos receptores *zero-forcing* e MMSE. É válido ressaltar que já existe um algoritmo capaz de reduzir interferências, mesmo que o receptor faça uso do filtro casado [14]. Este algoritmo não foi aplicado no neste trabalho, mas pode servir como proposta para pesquisas futuras.

A seguir, apresenta-se o desempenho do GFDM em um canal de multipercursos.

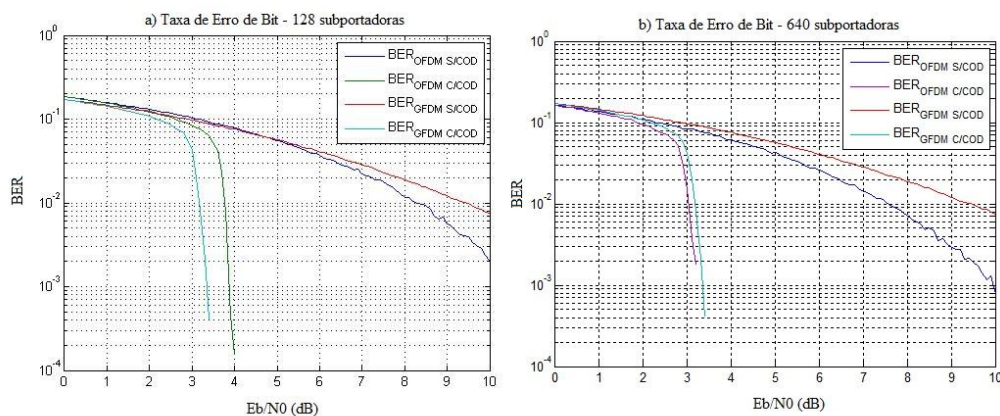
6.2. Desempenho em canais de multipercursos

Para analisar o desempenho sob multipercursos, fez-se uso de um modelo de canal desenvolvido pelo consórcio WINNER (*Wireless World Initiative New Radio*), co-ordenado pela Nokia Siemens Networks [15]. O objetivo deste grupo é a melhoria do desempenho dos sistemas de comunicações móveis.

O modelo de canal do WINNER, é capaz de reproduzir diversos cenários (urbano, sub-urbano ou rural), sob os modos de operação SISO (*Single Input Single Outut*) ou MIMO (*Multiple Input Multiple Outuput*). Os parâmetros utilizados são mostrados a seguir:

Tabela 3 - Parâmetros do canal WINNER

Descrição	Valor
Intervalo de Amostragem	3,74 μ s
Número de TAPs	6
Perfil de Atrasos	[0 0,16276 0,53711 0,73242 0,81380 0,10742] μ s



A Figura 6.3 apresenta o resultado obtido para análise da taxa de erro de bits.

Figura 6.3 - Canal de Multipercursos e ruído AWGN

O canal Winner não é passível de comparação com curvas teóricas existentes no software MATLAB[®], por isso, a Figura 6.3 apresenta somente o contraste entre as formas de onda GFDM e OFDM. Para analisar este desempenho, foi aplicada a codificação LDPC, com as características da

Tabela 4. Nas curvas em azul claro e vermelho se observa os efeitos do código ($BER_{C/COD}$).

Tabela 4. Parâmetros da Simulação LDPC

Taxa de Código	$\frac{1}{2}$
Matriz de Paridade	WiFi [18]
Número de Iterações	5
Comprimento da Palavra-Código	1944
Algoritmo	MATLAB [®]

Na simulação desta etapa, fez-se uso do receptor filtro casado com fator de roll-off igual a 0,5. Percebe-se que na ausência de codificação ($BER_{S/COD}$), o desempenho do sistema OFDM é superior ao GFDM. Quando a codificação é aplicada, no entanto, as curvas de BER praticamente se sobrepõem, com o desempenho GFDM superando o OFDM em alguns momentos. Isto indica que o LDPC é capaz de corrigir as interferências causadas pela sobreposição entre as subportadoras não ortogonais.

Com estes resultados, finalizam-se as análises propostas para este trabalho. O código utilizado para realização das simulações está disponível em <https://code.google.com/p/gfdm-simulator>.

7. CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo, são apresentadas as conclusões obtidas a partir do que se analisou ao longo deste trabalho. Também são apresentadas sugestões para estudos futuros.

O grande motivador deste trabalho foi a necessidade por um sistema de comunicações mais flexível que pudesse atender a todas as demandas do futuro da telefonia celular.

Quando foram apontadas as necessidades que surgiriam com a aplicação da IoT, da transmissão em gigabit/s e da internet tátil, percebeu-se que um sistema rígido como o OFDM não seria a proposta mais adequada. Eliminando os requisitos de sincronismo e ortogonalidade, propôs-se um esquema de transmissão mais flexível, o GFDM, que faria o uso de bancos de filtros, permitindo a sobreposição entre subportadoras, porém reduzindo o alargamento espectral do sinal de comunicações. Ao longo deste texto, também foi mostrado que o sistema GFDM seria construído de forma a gerar maior eficiência energética, devido à abordagem utilizada no uso do prefixo cíclico.

No Capítulo 5, então, mostrou-se o desempenho do sistema sob ruído AWGN e em um canal de multipercursos, além de apresentar-se resultados referentes a largura de banda. Percebeu-se que o desempenho GFDM na presença de ruído era inferior àquele apresentado pelos sistema OFDM, porém de uma forma que não tornasse o primeiro sistema. Indo além, mostrou-se que o desempenho com o uso de codificação leva a uma melhora significativa do desempenho.

O que foi dito e analisado mostra que o sistema GFDM é sim uma abordagem interessante para a próxima geração de telefonia, já que sua perda de desempenho em relação aos sistemas OFDM é compensada devido as vantagens de seu uso, sendo as principais a redução do alargamento espectral, o aumento da eficiência energética e a flexibilização do sistema, que não tem os requisitos de sincronismo e ortogonalidade do OFDM [3].

Além do que foi apresentado ao longo deste texto, ainda existem muitas possibilidades para pesquisas futuras. Dentre elas, propõe-se:

- Análise do sistema GFDM com o uso do algoritmo de cancelamento de interferências

- Comparação de complexidade entre sistemas OFDM e GFDM
- Desempenho MIMO do sistema **GFDM**
- Desempenho em ambientes multiusuários e heterogêneos
- Análise do sistema **FBMC**
- Análise do sistema **UFMC**
- Comparação entre os sistemas **OFDM, GFDM, UFMC e FBMC**

8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] LASORTE, Nickolas J.; BARNES, W. Justin; REFAI, Hazem H. The History of Orthogonal Frequency Division Multiplexing. In: **GLOBECOM**. 2008. p. 3592-3596.
- [2] FETTWEIS, Gerhard; KRONDORF, Marco; BITTNER, Steffen. GFDM-generalized frequency division multiplexing. In: **Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th**. IEEE, 2009. p. 1-4.
- [3] MICHAILOW, Nicola et al. Generalized frequency division multiplexing: Analysis of an alternative multi-carrier technique for next generation cellular systems. In: **Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium on**. IEEE, 2012. p. 171-175.
- [4] MICHAILOW, Nicola et al. Bit error rate performance of generalized frequency division multiplexing. In: **Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2012 IEEE**. IEEE, 2012. p. 1-5.
- [5] GASPAR, Ivan et al. Low Complexity GFDM Receiver Based On Sparse Frequency Domain Processing. In: **Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th**. IEEE, 2013. p. 1-6.
- [6] ALVES, Bruno M. et al. Performance of GFDM over Frequency-Selective Channels.
- [7] ABRANTES, Sílvio A. Decodificação iterativa de códigos LDPC por transferência de mensagens em grafos de factores. **FEUP, Julho**, 2005.
- [8] LATHI, Bhagwandas Pannalal. **Modern Digital and Analog Communication Systems 4e Osece**. Oxford university press, 2011.
- [9] CHO, Yong Soo et al. **MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB**. John Wiley & Sons, 2010.
- [10] WUNDER, Gerhard et al. 5GNOW: Challenging the LTE Design Paradigms of Orthogonality and Synchronicity. In: **Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th**. IEEE, 2013. p. 1-5.
- [11] WUNDER, Gerhard et al. 5GNOW: Challenging the LTE Design Paradigms of Orthogonality and Synchronicity. In: **Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th**. IEEE, 2013. p. 1-5.
- [12] 5GNOW: Candidate Waveform Selection
- [13] PASHTAN, Ariel. **Wireless terrestrial communications: Cellular telephony.Aware**

- networks, Inc., Buffalo Grove, Illinois, USA, 2006.**
- [14] DATTA, Rohit et al. GFDM interference cancellation for flexible cognitive radio PHY design. Em: **Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2012 IEEE**. IEEE, 2012. p. 1-5.
- [15] IST-WINNER D1.1.2 P. Kyösti, et al., "WINNER II Channel Models", ver 1.1, Sept. 2007. Disponível: <https://www.ist-winner.org/WINNER2-Deliverables/D1.1.2v1.1.pdf>
- [16] VARSHNEY, Upkar; JAIN, Radhika. Issues in emerging 4G wireless networks. **Computer**, v. 34, n. 6, p. 94-96, 2001.
- [17] SHUKLA, Sapna et al. Comparative Study of 1G, 2G, 3G and 4G.
- [18] PERAHIA, Eldad; STACEY, Robert. **Next Generation Wireless LANs: 802.11 n and 802.11 ac**. Cambridge university press, 2013.
- [19] SUN, Jian. An introduction to low density parity check (LDPC) codes. **West Virginia University**, v. 3, 2003.
- [20] SHOKROLLAHI, Amin. LDPC codes: An introduction. Em: **Coding, cryptography and combinatorics**. Birkhäuser Basel, 2004. p. 85-110.

APÊNDICE A

No capítulo 4, apresentou-se uma ferramenta que foi bastante útil na construção da matriz de compactação dos blocos que formam o transmissor GFDM, o produto de Kronecker. Para que o leitor esteja mais familiarizado a este operador, apresenta-se este apêndice.

Definição 1. Seja \mathbf{A} uma matriz $n \times p$ e \mathbf{B} , uma matriz $m \times q$. A matriz $mn \times pq$

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{1,1}\mathbf{B} & a_{1,2}\mathbf{B} & \cdots & a_{1,p}\mathbf{B} \\ a_{2,1}\mathbf{B} & a_{2,2}\mathbf{B} & \cdots & a_{2,p}\mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n,1}\mathbf{B} & a_{n,2}\mathbf{B} & \cdots & a_{n,p}\mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (1)$$

é chamada *produto de Kronecker* entre \mathbf{A} e \mathbf{B} .

Definição 2. O operador *vec* cria uma coluna a partir de uma matriz \mathbf{A} empilhando seus vetores colunas, um abaixo do outro:

$$\text{vec}(\mathbf{A}) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{a}_n \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Em posse dessas definições, apresenta-se o seguinte teorema:

Teorema 1.

$$\text{vec}(\mathbf{AYB}) = (\mathbf{B}^T \otimes \mathbf{A})\text{vec}(\mathbf{Y}) \quad (3)$$

Prova. Seja $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1 \ \mathbf{b}_2 \ \cdots \ \mathbf{b}_n]$ (de tamanho $m \times n$) e $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1 \ \mathbf{y}_2 \ \cdots \ \mathbf{y}_m]$. Então, a k -ésima coluna de \mathbf{AYB} é

$$(\mathbf{AYB})_{:,k} = \mathbf{AYb}_k = \mathbf{A} \sum_{i=1}^m \mathbf{y}_i b_{i,k} \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
&= [b_{1,k}\mathbf{A} \ b_{2,k}\mathbf{A} \ \cdots \ b_{m,k}\mathbf{A}][\mathbf{y}_1\mathbf{y}_2 \ \cdots \ \mathbf{y}_m]^T \\
&= ([b_{1,k}, b_{2,k}, \dots, b_{m,k}] \otimes \mathbf{A})\text{vec}(\mathbf{Y}) \\
&= (\mathbf{b}_k^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{Y})
\end{aligned}$$

Empilhando as colunas:

$$\begin{aligned}
\text{vec}(\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{B}) &= \begin{bmatrix} (\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{B})_{:,1} \\ (\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{B})_{:,2} \\ \vdots \\ (\mathbf{A}\mathbf{Y}\mathbf{B})_{:,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1^T \otimes \mathbf{A} \\ \mathbf{b}_2^T \otimes \mathbf{A} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_n^T \otimes \mathbf{A} \end{bmatrix} \text{vec}(\mathbf{Y}) \\
&= (\mathbf{B}^T \otimes \mathbf{A})\text{vec}(\mathbf{Y})
\end{aligned} \tag{5}$$

Agora, relacionemos a demonstração acima ao que foi apresentado no capítulo 4 deste trabalho.

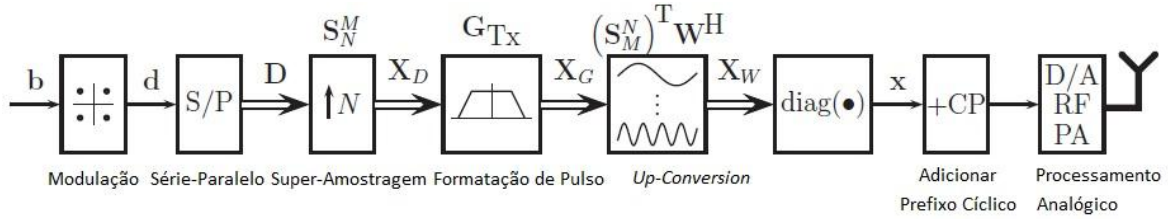


Figura 1 Transmissor GFDM

Do Capítulo 4, sabemos que \mathbf{X}_W pode ser escrito como:

$$\mathbf{X}_W = (\mathbf{G}_{Tx} \mathbf{S}_N^M \mathbf{D} (\mathbf{S}_M^N)^T \mathbf{W}^H). \tag{7}$$

Fazendo $\mathbf{G}'_{Tx} = \mathbf{G}_{Tx} \mathbf{S}_N^M$ e $\mathbf{W}'_{Tx} = (\mathbf{S}_M^N)^T \mathbf{W}^H$, tem-se:

$$\mathbf{X}_W = (\mathbf{G}'_{Tx} \mathbf{D} \mathbf{W}'_{Tx}). \tag{8}$$

Mas para \mathbf{x} , somente interessam os elementos da diagonal de \mathbf{X}_W , que podem ser obtidos a partir da equação (9).

$$\text{diag}(\mathbf{X}_W) = (\mathbf{g}'_{Tx,n} \mathbf{D} \mathbf{w}'_{Tx,n}), \tag{9}$$

em que $\mathbf{g}'_{Tx,n}$ são os elementos da n-ésima linha de \mathbf{G}'_{Tx} e $\mathbf{w}'_{Tx,n}$ são os elementos da n-ésima coluna de \mathbf{W}'_{Tx} .

Em acordo com a definição vista, podemos re-escrever $diag(\mathbf{X}_W)$ como

$$\mathbf{x} = diag(\mathbf{X}_W) = \left((\mathbf{w}'_{Tx,n})^T \otimes \mathbf{g}'_{Tx,n} \right) vec(\mathbf{D}). \quad (10)$$

Se \mathbf{d} for mapeado em \mathbf{D} em acordo com [4]

$$\mathbf{d}_{m=((\ell-1)mod M)+1, k = \lfloor \frac{\ell-1}{M} \rfloor + 1} = \tilde{\mathbf{d}}_\ell, \quad (11)$$

o que de fato ocorre, então $\mathbf{d} = vec(\mathbf{D})$. Finalmente:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} = diag(\mathbf{X}_W) &= \left((\mathbf{w}'_{Tx,n})^T \otimes \mathbf{g}'_{Tx,n} \right) \mathbf{d} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{d} \end{aligned} \quad (12)$$

Como foi visto no Capítulo 4.