

**MARCIO HENRIQUE DONIAK**

**ESTUDO DA TRANSFORMADA DE  
WALSH-HADAMARD APLICADA À TRANSMISSÃO  
OFDM**

**FLORIANÓPOLIS  
2006**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO DA TRANSFORMADA DE  
WALSH-HADAMARD APLICADA À TRANSMISSÃO  
OFDM**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**MARCIO HENRIQUE DONIAK**

Florianópolis, Setembro de 2006.

# ESTUDO DA TRANSFORMADA DE WALSH-HADAMARD APLICADA À TRANSMISSÃO OFDM

Marcio Henrique Doniak

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Comunicações e Processamento de Sinais*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.  
Orientador

---

Nelson Sadowski, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.  
Presidente

---

Bartolomeu Ferreira Uchoa Filho, Ph.D.

---

Raimes Moraes, Ph.D.

*Para a minha família que participou desta conquista,  
Ana Cristina e Lara,  
amo vocês!*

## **A G R A D E C I M E N T O S**

Tenho o imenso prazer de agradecer a conquista deste trabalho ao meu orientador, Carlos Aurélio Faria da Rocha, porque mais do que cumprir sua missão, ele participou de todo o processo de desenvolvimento desta tese, contribuindo para a realização de simulações e buscando novas referências e caminhos até alcançarmos resultados satisfatórios.

Este trabalho também não seria concluído sem o apoio da minha família. Durante toda a sua realização tive o privilégio de contar com o incentivo dos meus pais, o esforço da minha esposa e, principalmente, a inspiração da minha filha, Lara, que nasceu durante este processo.

Registro também um sincero “muito obrigado” à Fundação CERTI (Centro de Referência em Tecnologias Inovadoras), que ofereceu pleno apoio à realização deste trabalho no período em que, simultaneamente, fui aluno do Mestrado e engenheiro da CERTI.

Não posso esquecer dos colegas de laboratório Gustavo Corrêa Lima, Francisco José A. de Aquino, Ricardo Seiti Yoshimura e César Humberto V. Vargas. Muito obrigado pelas contribuições, discussões, conselhos e suporte durante todo o período de Mestrado.

Por fim, agradeço a Deus pela saúde para que durante os últimos anos eu pudesse conciliar os desafios do Mestrado com o exercício da Engenharia em período integral.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

## **ESTUDO DA TRANSFORMADA DE WALSH-HADAMARD APLICADA À TRANSMISSÃO OFDM**

**Marcio Henrique Doniak**

Setembro/2006

Orientador: Carlos Aurélio Faria da Rocha, D.Sc.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais

Palavras-chave: OFDM, Transformada Walsh-Hadamard, Sistema MISO Alamouti

Número de Páginas: 76

Esta dissertação apresenta um estudo da aplicação da Transformada de Walsh-Hadamard (WHT) em diferentes sistemas OFDM. Os sistemas avaliados envolvem a transmissão sem fio entre uma antena transmissora e uma receptora (sistema SISO), e duas antenas transmissoras e uma receptora (sistema MISO Alamouti). A WHT espalha o sinal de informação antes de ser modulado no sistema OFDM. Conseqüentemente, os efeitos de desvanecimento provocados pelos canais correspondentes a cada subportadora OFDM também são espalhados, resultando em uma condição de desvanecimento médio destes canais. Isto leva a um aumento da robustez dos canais das subportadoras que mais sofreram com a transmissão puramente OFDM, mas degrada a condição de desvanecimento das mais robustas. Para verificar esta característica da WHT e o ganho de desempenho que ela possa impactar ao sistema OFDM, foram realizadas simulações com sistemas OFDM com e sem o uso da WHT. Assim, foi possível avaliar o desempenho desta técnica nos diferentes sistemas, sendo o critério avaliado, à taxa de erro de bit (BER). Os resultados obtidos nas simulações demonstraram um melhor desempenho da BER com o uso da WHT.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

## **WALSH-HADAMARD TRANSFORM RESEARCH APPLIED IN OFDM TRANSMISSIONS**

Marcio Henrique Doniak

September/2006

Advisor: Carlos Aurélio Faria da Rocha, D.Sc.

Area of Concentration: Communication and Signal Processing

Keywords: OFDM, Walsh-Hadamard transform, MISO Alamouti system

Number of Pages: 76

This work is about the Walsh-Hadamard Transform applied to some OFDM transmission systems. Those transmission systems evaluated had wireless devices connecting one transmission antenna to one receiver antenna (SISO system), or two transmission to one receiver antennas (MISO Alamouti system). The information signal was spread by the WHT prior to the modulation in the OFDM system. Therefore, the channel fading effects of each OFDM sub-carrier are also spread, resulting in an average fading condition of the channels. It increased sub-carriers robustness of the weakest OFDM system without WHT, but it has worsened the fading condition of the strongest one. To check this WHT feature and the performance improvement of the OFDM system, some simulations were developed using the OFDM systems, with or without WHT. This way, it was possible to evaluate the WHT performance. The validation rule is the Bit Error Rate (BER). The simulations record shows a considerable improvement in the BER performance with WHT in the OFDM system.

# SUMÁRIO

Lista de Figuras .....	x
<b>1. Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivo .....	6
1.2 Organização do trabalho .....	6
<b>2. Técnica OFDM .....</b>	<b>8</b>
2.1 Introdução .....	8
2.2 Contextualização histórica .....	8
2.3 Introdução à técnica OFDM .....	10
2.4 Princípio da ortogonalidade .....	12
2.5 Símbolo OFDM .....	14
2.6 Tempo de guarda .....	18
2.7 Janelamento .....	20
2.8 Filtragem .....	22
2.9 Limitações da técnica OFDM .....	24
2.10 Conclusão do capítulo .....	26
<b>3 Transformada de Walsh-Hadamard .....</b>	<b>27</b>
3.1 Introdução .....	27
3.2 Transformada de Walsh-Hadamard .....	27
3.3 A transformada rápida de Walsh-Hadamard .....	28
3.4 Estágios da FWHT .....	31
3.5 Entendendo o processo da FWHT .....	32
3.6 Transformada rápida inversa de Walsh-Hadamard .....	35
3.7 WHT-OFDM .....	36
3.8 Conclusão do capítulo .....	39
<b>4 Sistemas MIMO .....</b>	<b>41</b>
4.1 Introdução .....	41
4.2 Ganho de diversidade .....	41
4.3 Ganho de multiplexagem .....	43

4.4	Modelo de um canal MIMO .....	44
4.5	Técnica de Alamouti .....	45
4.6	Transmissão espácio-freqüencial .....	48
4.7	Esquema de transmissão STF-OFDM .....	50
4.8	Conclusão do capítulo .....	52
<b>5</b>	<b>Resultados .....</b>	<b>53</b>
5.1	Introdução .....	53
5.2	Modelo do canal .....	53
5.3	Canal Rayleigh .....	56
5.4	Algoritmo de simulação .....	58
5.5	Parâmetros e definições para a simulação .....	60
5.6	Resultados das simulações .....	61
5.7	Discussão dos resultados .....	67
5.8	Conclusão do capítulo .....	69
<b>6</b>	<b>Conclusão .....</b>	<b>71</b>
6.1	Trabalhos futuros .....	72
	<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>73</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 –	Ambiente com diferentes percursos entre o transmissor e o receptor em uma transmissão via rádio no ambiente urbano .....	1
Figura 1.2 –	Exemplo do mesmo sinal sendo transmitido várias vezes em um canal com multipercurso, mostrando sua variação no receptor ....	2
Figura 1.3 –	Exemplo de uma conexão com desvanecimento .....	3
Figura 1.4 –	Resposta em frequência típica de um canal com multipercurso (em banda-base) .....	4
Figura 2.1 –	Modelo do transmissor e do receptor OFDM analógico (em banda base) .....	9
Figura 2.2 –	Espectro de uma aplicação FDM dividido em $n$ sub-bandas .....	11
Figura 2.3 –	Modulação multiportadora .....	11
Figura 2.4 –	Espectro de frequência do sistema OFDM .....	12
Figura 2.5 –	Subportadoras OFDM no domínio do tempo .....	13
Figura 2.6 –	Comparação do aproveitamento espectral entre o sistema FDM e OFDM .....	14
Figura 2.7 –	Espectro do símbolo OFDM .....	16
Figura 2.8 –	Diagrama de blocos do sistema OFDM .....	17
Figura 2.9 –	Mapeamento dos bits usando a modulação 16-QAM .....	17
Figura 2.10 –	Ilustração de como é formado o prefixo cíclico (CP) .....	19
Figura 2.11 –	Transmissão de um símbolo OFDM apenas com tempo de guarda, sem símbolo estendido, em um canal com dois percursos .....	21
Figura 2.12 –	Transmissão de um símbolo OFDM com <b>prefixo cíclico</b> , em um canal com dois percursos, usando a modulação BPSK nas três sinusóides .....	21

Figura 2.13 –	Resposta em frequência de diferentes filtros .....	22
Figura 2.14 –	Espectro de um sinal OFDM com três canais antes (a) e depois (b) de passar pelo filtro Chebychev .....	23
Figura 2.15 –	Erro devido ao deslocamento em frequência. Quando há deslocamento em frequência, as outras subportadoras passam a interferir, como mostra os pontos indicados na figura .....	26
Figura 3.1 –	Processo da FWHT com três estágios .....	33
Figura 3.2 –	Exemplo de uma FWHT com seqüência de dados de oito pontos	34
Figura 3.3 –	Sistema WHT-OFDM .....	36
Figura 3.4 –	Sinal de informação antes (a) e depois (b) da WHT (em banda base) .....	37
Figura 3.5 –	Exemplo do efeito da utilização da WHT em um sistema OFDM, com uma subportadora sendo transmitida por um canal com desvanecimento profundo. As figuras ilustram como as subportadoras foram recebidas no receptor. (a) Subportadora $P$ do símbolo OFDM que não sofre desvanecimento profundo; (b) Subportadora $J$ do símbolo OFDM que sofre com desvanecimento profundo; (c) e (d) Subportadoras $P$ e $J$ com a introdução da WHT no sistema OFDM, respectivamente .....	38
Figura 4.1 –	Diagrama de blocos de um sistema MIMO .....	43
Figura 4.2 –	Princípio do ganho de multiplexagem .....	44
Figura 4.3 –	Sistema proposto por Alamouti .....	47
Figura 4.4 –	Diagrama de blocos do esquema SF-OFDM .....	48
Figura 4.5 –	Esquema de codificação STF-OFDM proposto em [28] .....	51
Figura 5.1 –	(a) Espectro Doppler do modelo de canal SUI; (b) espectro Doppler do modelo de Jakes .....	58
Figura 5.2 –	Algoritmo de simulação para os sistemas OFDM convencional, WHT-OFDM, SF-OFDM e SF-WHT-OFDM .....	59
Figura 5.3 –	Algoritmo usado para os sistemas que envolvem o esquema STF .....	60

Figura 5.4 –	Canal Rayleigh SUI-4 .....	62
Figura 5.5 –	Canal Rayleigh SUI-5 .....	62
Figura 5.6 –	Canal Rayleigh SUI-6 .....	63
Figura 5.7 –	Sistema OFDM .....	63
Figura 5.8 –	Sistema WHT-OFDM .....	64
Figura 5.9 –	Sistema Alamouti-OFDM .....	64
Figura 5.10 –	Sistema Alamouti-WHT-OFDM .....	65
Figura 5.11 –	Canal Rayleigh SUI-4 para os sistemas com STF .....	65
Figura 5.12 –	Canal Rayleigh SUI-5 para os sistemas com STF .....	66
Figura 5.13 –	Canal Rayleigh SUI-6 para os sistemas com STF .....	66

# CAPÍTULO 1

## 1. Introdução

Em sistemas de comunicação via rádio-transmissão, o sinal recebido é fruto da composição de ondas eletromagnéticas que percorreram vários caminhos entre o transmissor e o receptor. Esses múltiplos percursos são decorrentes da reflexão, da refração e do espalhamento do sinal. O fenômeno da reflexão dos sinais é o principal causador do multipercurso em um ambiente urbano, como ilustra a Figura 1.1.

Uma importante característica do canal com multipercurso é sua condição de aleatoriedade ao longo do tempo. Ou seja, se o mesmo sinal for transmitido em tempos diferentes, os dois sinais recebidos serão diferentes, como também, as suas diferenças serão aleatórias.

Os problemas enfrentados pelos sinais transmitidos em um ambiente com multipercurso são: a interferência dos sinais devido aos atrasos e ao desvanecimento, fazendo variar a qualidade da conexão.

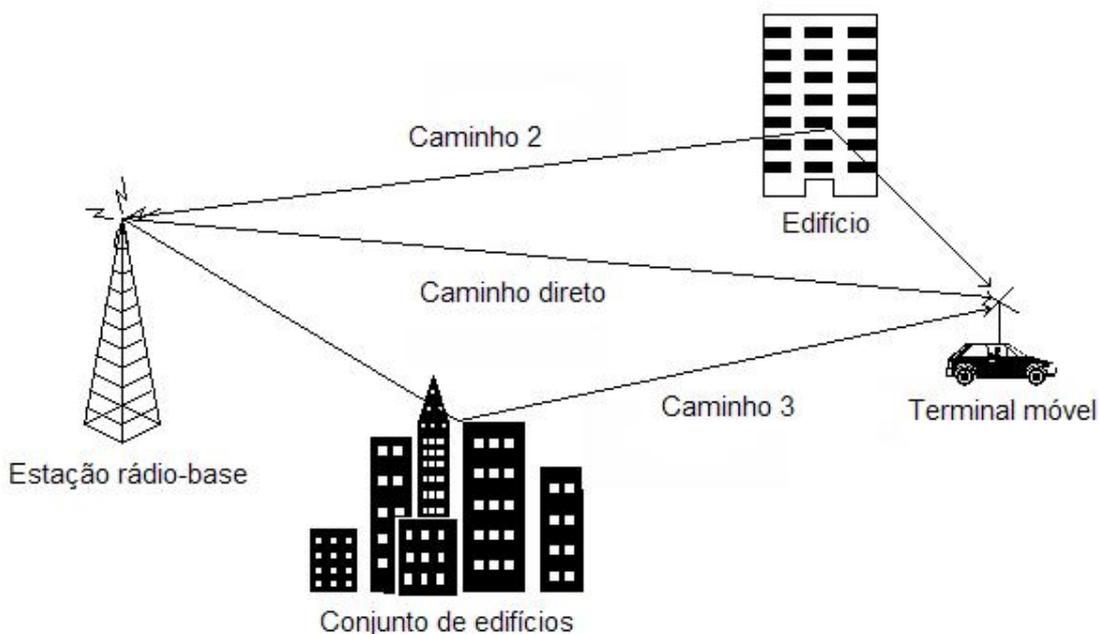


Figura 1.1: Ambiente com diferentes percursos entre o transmissor e o receptor em uma transmissão via rádio no ambiente urbano.

A Figura 1.2 exemplifica, de maneira gráfica, o que ocorre com um sinal ao ser transmitido em um ambiente com multipercursos. Considerando um pulso extremamente curto<sup>1</sup> transmitido em um canal com multipercursos, neste caso o sinal poderá ser recebido como um trem de pulsos. Se repetirmos este experimento várias vezes, serão observadas diferentes composições para o trem de pulsos recebido, podendo variar o número de pulsos, os atrasos, a amplitude e a fase destes.

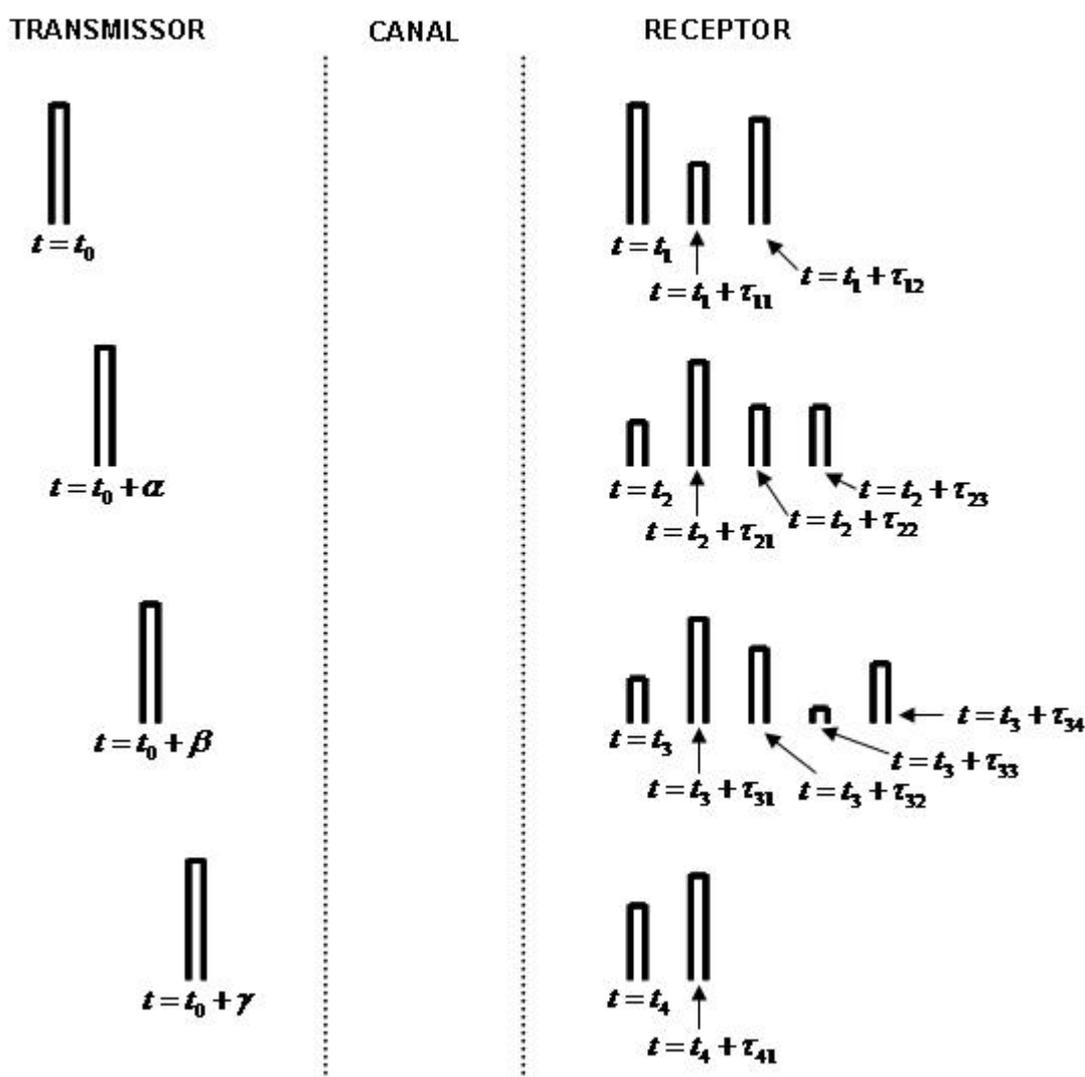


Figura 1.2: Exemplo do mesmo sinal sendo transmitido várias vezes em um canal com multipercursos, mostrando sua variação no receptor.

<sup>1</sup> Idealmente este pulso é um impulso, segundo a função Delta de Dirac [26].

Conforme o exemplo acima, o trem de pulsos recebido compõe o sinal que será estimado no receptor. Como os pulsos percorreram caminhos distintos, existe a possibilidade de algum destes não chegar a tempo de ser estimado no receptor. Este pulso atrasado irá interferir em outro sinal.

Além da interferência de outros sinais, outro problema enfrentado pelos sinais transmitidos sobre os canais com multipercurso é o desvanecimento do sinal. O desvanecimento em pequena escala, produz rápidas flutuações na amplitude do sinal. Em uma conexão onde o meio possui características variáveis no tempo, espera-se que a potência média do sinal também varie, mesmo que a potência do sinal transmitido se mantenha constante, como ilustra a Figura 1.3.

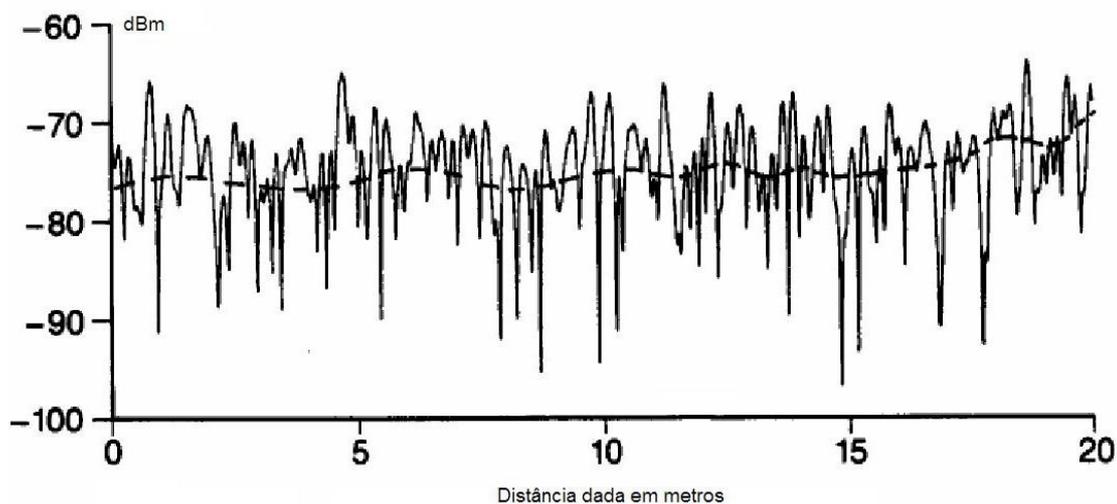


Figura 1.3: Exemplo de uma conexão com desvanecimento.

Quando a banda do sinal é maior do que a banda de coerência do canal, ocorre o desvanecimento seletivo em frequência, que é comum em canais com multipercurso, devido às constantes variações do canal. A banda de coerência é a faixa de frequência onde todas as componentes espectrais possuem aproximadamente o mesmo ganho e fase linear. A Figura 1.4 ilustra a resposta em frequência típica de um canal com multipercurso, onde é possível observar o desvanecimento seletivo em frequência.

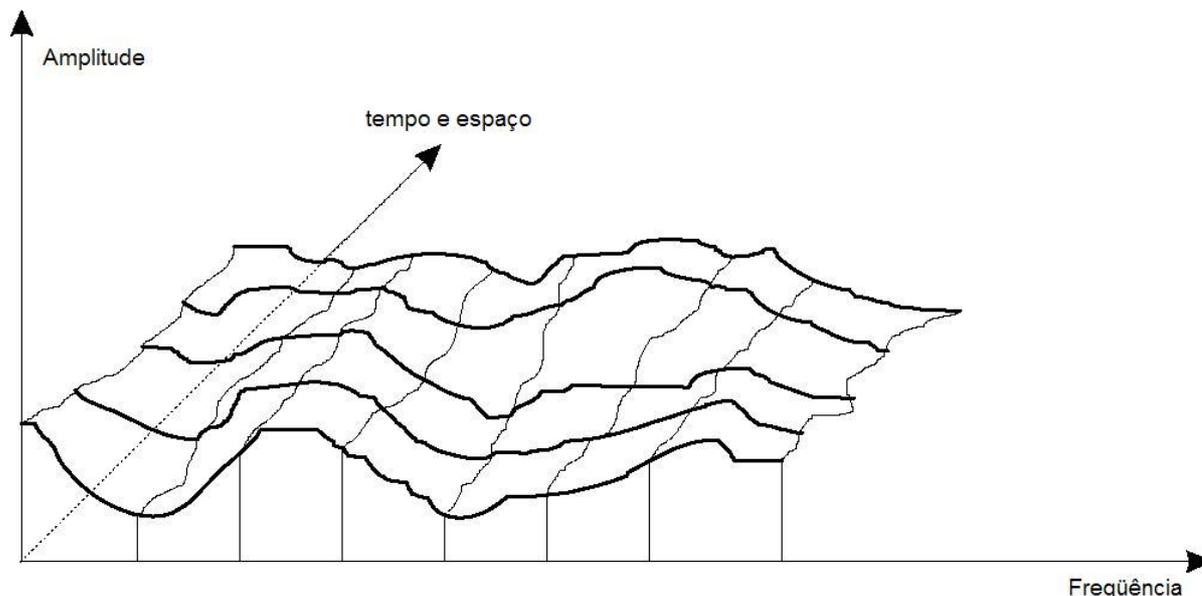


Figura 1.4: Resposta em freqüência típica de um canal com multipercurso (em banda-base).

A Multiplexagem por Divisão em Freqüências Ortogonais (OFDM<sup>2</sup>) é uma técnica de modulação em banda larga, caracterizada por dividir a banda do sinal em várias sub-bandas ortogonais entre si. Esta técnica tem se mostrado muito robusta em canais com multipercurso, e vem sendo adotada em vários sistemas de comunicação, como por exemplo: A DAB (difusão de áudio digital – *Digital Audio Broadcasting*), a DVB (difusão de vídeo digital – *Digital Video Broadcasting*) e as redes locais sem fio de alta velocidade, como o IEEE 802.11a, o HiperLan/2 e o IEEE 802.16.

O princípio da técnica OFDM foi desenvolvido na década de 60 [4, 5 e 6], porém, só veio a ser utilizado nos sistemas de comunicação 30 anos mais tarde. Isso se deve às limitações tecnológicas que tornavam a implementação da técnica OFDM muito cara.

A técnica OFDM utiliza a Transformada Rápida de Fourier (FFT) e a sua inversa (IFFT) para gerar o símbolo OFDM, sendo ainda composto por um intervalo de guarda. Este intervalo é adicionado no início de cada símbolo, contendo uma cópia da última parte do símbolo OFDM, sendo chamado de

---

<sup>2</sup> Em canais com fio a técnica OFDM é conhecida como Múltiplos Tons Discretos (DMT – *Discrete MultiTone*).

prefixo cíclico (CP). O CP exerce uma importante função no combate à interferência entre símbolos (ISI) e entre subportadoras (ICI) [10, 13, 17, 23, 27 e 33].

O desvanecimento seletivo em frequência também é combatido de forma eficaz pela técnica OFDM. Como cada uma das  $N$  sub-bandas de frequência do símbolo OFDM é estreita, pode-se caracterizar o desvanecimento nas sub-bandas como plano, melhorando a condição do sistema e diminuindo sua complexidade [13 e 27].

Apesar da técnica OFDM ser robusta em canais seletivos em frequência e ser capaz de combater a ISI e a ICI, em algumas situações ela não é suficiente, sendo necessário recorrer a outras soluções. Uma alternativa é o uso da Transformada de Walsh-Hadamard (WHT) em conjunto com a técnica OFDM.

Como será visto no Capítulo 3, a WHT e a sua inversa (IWHT) são inseridas no processo de formação do símbolo OFDM, permitindo que muitos autores chamem este tipo de sistema de WHT-OFDM [9 e 37].

A WHT é aplicada ao vetor de sinais antes da formação do símbolo OFDM. O sinal resultante após a aplicação da WHT é uma versão espectralmente espalhada do sinal original. Ao aplicar a IWHT no receptor, para estimar o sinal, obtém-se um vetor de sinais onde cada um dos seus elementos traz consigo a contribuição dos diferentes desvanecimentos provocados por cada um dos sub-canais (ou sub-bandas), e evidentemente, de uma maneira mediada.

Desta forma, as subportadoras que não sofreram um forte desvanecimento podem apresentar uma maior distorção quando comparadas ao caso sem a aplicação da WHT. Por outro lado, aquelas que sofreram um desvanecimento profundo podem apresentar uma distorção bem menor. Portanto, a aplicação da WHT tende, em média, a oferecer uma melhora no desempenho do sistema [9 e 35].

A técnica WHT-OFDM pode ser ainda melhorada com o uso da detecção iterativa apresentada em [20]. Desta forma, a informação transmitida pela sub-banda que está sofrendo mais com o canal é substituída pela sua estimativa. Isto evita que a má condição desta sub-banda prejudique as demais sub-bandas do sistema, proporcionando uma sensível melhora no seu desempenho.

Atualmente, muitos sistemas de comunicação estão adotando técnicas que utilizam múltiplas antenas transmissoras e receptoras, os chamados sistemas MIMO. Estes tipos de sistemas visam melhorar a eficiência espectral e a confiabilidade da conexão, através do uso de múltiplas antenas para transmitir e receber o mesmo sinal de informação.

Em 1998, S. Alamouti [1] introduziu um esquema de diversidade de transmissão simples utilizando duas antenas transmissoras e uma antena receptora que consegue o mesmo nível de diversidade da técnica MRRC (combinação de máxima razão no receptor – *maximum ratio receiver combining*) com duas antenas receptoras e uma transmissora. A técnica de Alamouti é, talvez, a mais conhecida técnica de diversidade de transmissão. Como forma de estudo, neste trabalho, foi selecionada esta técnica, que é apresentada no Capítulo 4. Diversos trabalhos têm sido publicados na literatura sobre a utilização conjunta de OFDM com o esquema de Alamouti [18, 19 e 27].

### **1.1- Ojetivo**

O objetivo desta dissertação é apresentar uma análise do desempenho da aplicação da WHT em sistemas que envolvem a multiplexagem OFDM. Para isso, foram realizadas diversas simulações a fim de comparar o sistema WHT-OFDM com o sistema OFDM. Quando foi aplicada a técnica de Alamouti, o sistema SF-WHT-OFDM foi comparado ao sistema SF-OFDM e a outros dois previamente estudados. Com isso, foram construídas diversas curvas de BER (taxa de erro de bit – *bit error rate*), cuja análise é apresentada como resultado deste trabalho.

### **1.2- Organização do trabalho**

Esta dissertação está organizada em seis capítulos. O próximo capítulo apresenta uma introdução à técnica OFDM, e é composto por uma contextualização histórica, o processo de formação do símbolo OFDM, a importância do CP, além de alguns inconvenientes da técnica.

Uma introdução sobre a WHT é realizada no Capítulo 3, no qual é apresentada a matriz de Hadamard, o princípio da transformada rápida de Walsh-Hadamard, o uso da WHT no processo de formação do símbolo OFDM e, ainda, um exemplo do efeito da WHT na transmissão de um símbolo OFDM.

O Capítulo 4 aborda os sistemas MIMO e a técnica de Alamouti. O objetivo do capítulo é apresentar a técnica de Alamouti [1] que será utilizada nesta dissertação. Para entender esta técnica, é necessário introduzir alguns conceitos característicos dos sistemas MIMO. Portanto, são apresentadas neste capítulo as definições do ganho de diversidade, do ganho de multiplexagem e do modelo do canal MIMO.

O Capítulo 5 traz as simulações realizadas e os seus resultados. Neste capítulo é realizada a discussão e a comparação dos resultados obtidos com os esperados.

O trabalho termina com uma conclusão geral do estudo realizado, sendo ressaltadas as suas principais contribuições e apontadas novas pesquisas que poderão ser realizadas a partir desta contribuição científica.

## CAPÍTULO 2

### 2. Técnica OFDM

#### 2.1 Introdução

O avanço tecnológico faz com que os diferentes sistemas de comunicação ofereçam, constantemente, novos serviços aos seus usuários, permitindo que as informações sejam trocadas com maior comodidade, agilidade e facilidade. No sistema de telefonia celular, por exemplo, já é possível transmitir pacotes multimídia em tempo real. Para que isso seja possível, é necessário que o sistema tenha altas taxas de transmissão, grande eficiência espectral e qualidade do serviço garantida.

Diante das necessidades apresentadas, a técnica OFDM é uma opção que vem sendo muito utilizada por vários sistemas de comunicação, tais como: HiperLan/2, IEEE 802.11a, IEEE 802.16, DAB, DVB, PLC, ADSL etc.

Ao longo deste capítulo serão apresentados os principais conceitos e as características da técnica de multiplexagem OFDM, necessários para o entendimento deste trabalho.

#### 2.2 Contextualização histórica

A primeira proposta que veio a originar a técnica OFDM surgiu em 1966, com o trabalho desenvolvido por Chang [6]. Neste trabalho foi proposto um sistema com múltiplas portadoras ortogonais entre si, de forma que, garantida a condição de ortogonalidade, as portadoras poderiam sobrepor umas às outras sem haver interferência entre elas, aumentando significativamente a eficiência espectral.

Weinstein e Ebert [34] deram uma importante contribuição ao trabalho iniciado por Chang, propondo o uso da Transformada Discreta de Fourier<sup>3</sup> (DFT – *Discrete Fourier Transform*) para gerar e receber o símbolo OFDM. A partir do uso da DFT e

---

<sup>3</sup> Assim como o uso da Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT – *Inverse Discrete Fourier Transform*).

do avanço computacional, os sistemas OFDM passaram a ser totalmente implementados por meio de métodos computacionais, aplicando as técnicas de processamento digital de sinais. Desta forma, a Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*)<sup>4</sup> passou a ser utilizada por executar a mesma operação que a DFT e ser mais eficiente computacionalmente. Logo, os bancos de osciladores analógicos no transmissor e os demoduladores coerentes no receptor foram substituídos pelas técnicas IFFT e FFT, respectivamente.

O modelo analógico do sistema OFDM, ilustrado na Figura 2.1, é considerado de alta complexidade e de difícil implementação, pois para cada oscilador presente no transmissor deve existir um demodulador coerente devidamente sincronizado no receptor para não haver perda de ortogonalidade.

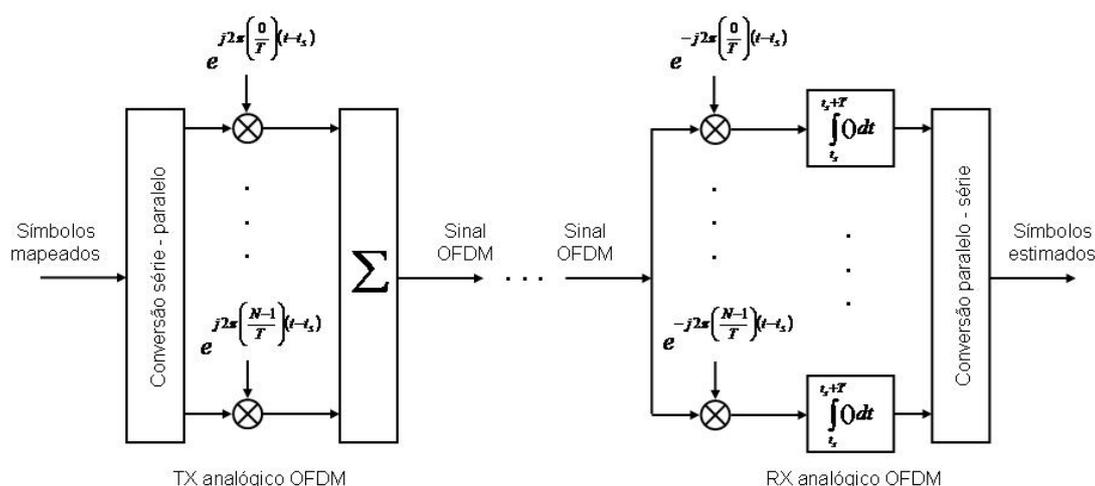


Figura 2.1: Modelo do transmissor e do receptor OFDM analógico (em banda base).

Outro grande passo da técnica OFDM foi dado por Peled e Ruiz [28] em 1980, introduzindo o prefixo cíclico (CP) ao símbolo OFDM. O CP é um tempo de guarda que carrega uma cópia da última parte do símbolo OFDM. Esta cópia tem a

<sup>4</sup> Assim como o uso da Transformada Rápida Inversa de Fourier (IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*).

finalidade de compensar a interferência inter-simbólica (ISI) provocada pelo canal de comunicação, desde que o seu comprimento seja maior do que a duração da resposta ao impulso do canal. A Seção 2.6 explica melhor o emprego do CP no símbolo OFDM.

A partir da década de 90, vários sistemas de comunicação passaram a adotar a técnica OFDM, devido aos avanços tecnológicos que reduziram o custo de implementação desta técnica. A partir daí, vários avanços foram conseguidos no sentido de aprimorar a técnica OFDM. Isso fez surgir novos sistemas, tais como: OFDM-CDMA [33], MIMO-OFDM [1] e WHT-OFDM [35].

### 2.3 Introdução à técnica OFDM

A Multiplexagem por Divisão em Freqüências Ortogonais (OFDM) usa o princípio da técnica FDM (Multiplexagem por Divisão em Freqüências) nos quais múltiplos sinais são transmitidos simultaneamente utilizando diferentes portadoras.

A Figura 2.2 mostra uma aplicação FDM na qual uma largura de banda total  $B$  é dividida em  $n$  sub-bandas. Observa-se que entre cada sub-banda existe uma banda sem sinal, que é denominada banda de guarda. A banda de guarda tem por finalidade evitar que o sinal de uma sub-banda interfira no sinal das adjacentes.

O transmissor de uma aplicação FDM é visualizado na Figura 2.3. Nesta aplicação os sinais de informações  $m_i(t)$ 's são modulados nas  $n$  subportadoras especificadas para esta aplicação. Os espectros dos sinais  $s_i(t)$ 's resultantes do processo de modulação podem ser vistos na Figura 2.2. Os sinais  $s_i(t)$ 's são somados e o resultado  $r(t)$  modula uma portadora com freqüência  $f_c$  adequada à transmissão pelo canal de comunicações.

Os sinais transmitidos não interferem uns nos outros, pois eles foram modulados utilizando  $n$  diferentes freqüências, e o uso de uma banda de guarda adequada garante que não haverá sobreposição das subportadoras adjacentes. A taxa de transmissão média de cada sinal é a taxa do conjunto de sinais transmitidos dividida pelo número de subportadoras. Portanto, cada sinal possui uma baixa taxa de transmissão. Quanto à eficiência espectral deste tipo de sistema, existe uma

perda devido à necessidade da banda de guarda entre cada subportadora. Essas faixas espectrais não levam nenhuma informação e são utilizadas apenas para evitar que haja interferência entre as subportadoras.

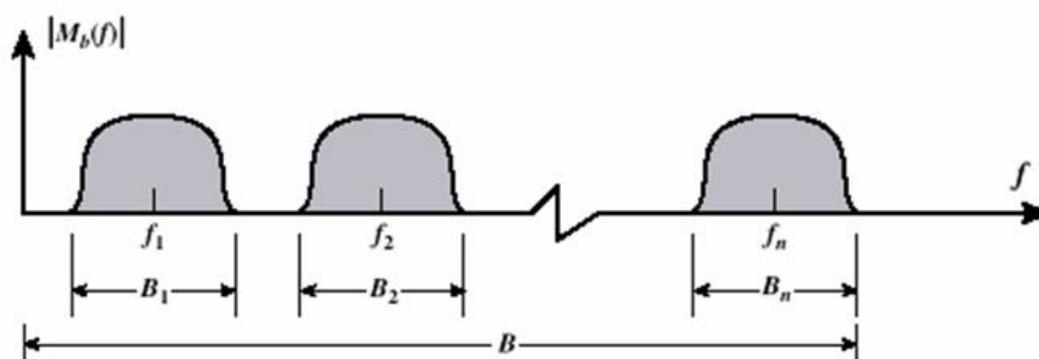


Figura 2.2: Espectro de uma aplicação FDM dividido em  $n$  sub-bandas.

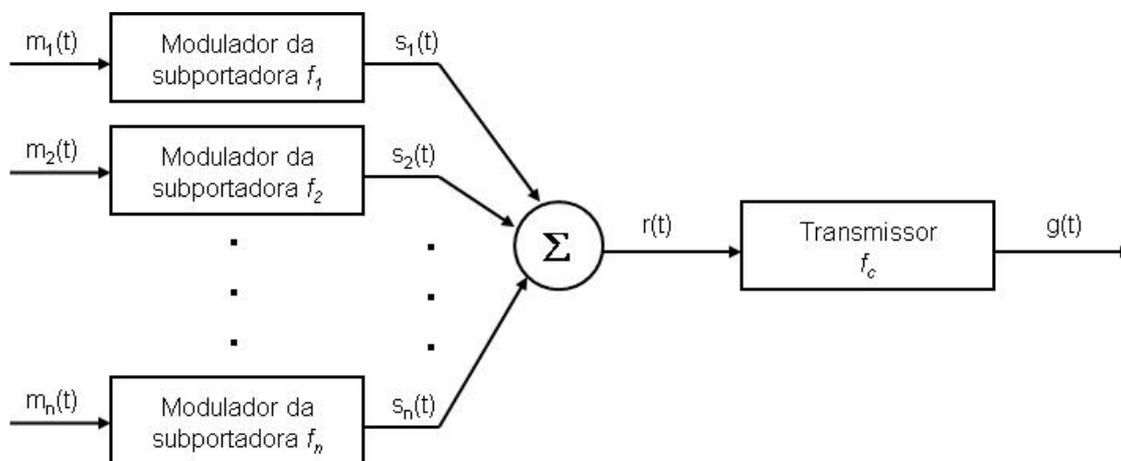


Figura 2.3: Modulação multiportadora.

OFDM é uma técnica de multiplexagem que se caracteriza pela sua eficiência e eficácia na transmissão de sinais sobre canais de rádio, mesmo em ambientes com multipercurso. Os dados são transmitidos usando um grande número de subportadoras com banda estreita, regularmente espaçadas, no domínio da frequência, como é mostrado na Figura 2.4. O espaçamento e o tempo de

sincronismo das subportadoras são devidamente selecionados para que estas sejam ortogonais.

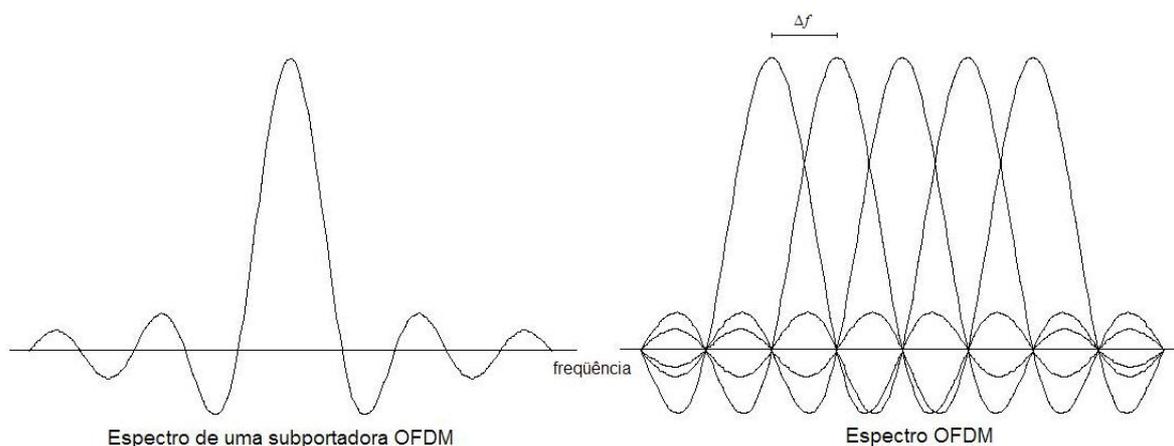


Figura 2.4: Espectro de frequência do sistema OFDM.

O nome OFDM deve-se ao fato de que os dados são transmitidos usando várias subportadoras, cada uma centrada em frequências diferentes (FDM), sendo estas ortogonais entre si. Vem daí o nome Multiplexagem por Divisão em Frequências Ortogonais.

## 2.4 Princípio da ortogonalidade

Todos os sinais mutuamente independentes são ortogonais. Para que dois sinais sejam ortogonais, eles devem satisfazer a condição:

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} R & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (2.1)$$

Isto é, se o produto interno entre dois sinais,  $s(t)$ , satisfizerem esta equação, então eles serão ortogonais dentro do intervalo de tempo ( $0 \leq t < T$ ), correspondentemente.

Ao atender o princípio da ortogonalidade, múltiplos sinais podem ser transmitidos simultaneamente, sobrepondo-se uns aos outros, e serem detectados sem que um interfira no outro.

As subportadoras do sinal OFDM, no domínio do tempo, são formadas através de inúmeras ondas sinusoidais ortogonais, ilustradas na Figura 2.5. A equação,

$$\begin{cases} \text{sen}(2\pi k f_0 t) & 0 \leq t < T \\ 0 & t \geq T \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (2.2)$$

apresenta a representação destas sinusóides para um sinal OFDM não modulado e em banda base. Onde  $f_0$  é o espaçamento entre as subportadoras,  $N$  é o número de subportadoras e  $T = 1/f_0$  é o período de símbolo. A largura de banda usada para transmitir o sinal OFDM corresponde ao valor da componente de frequência mais alta,  $Nf_0$ .

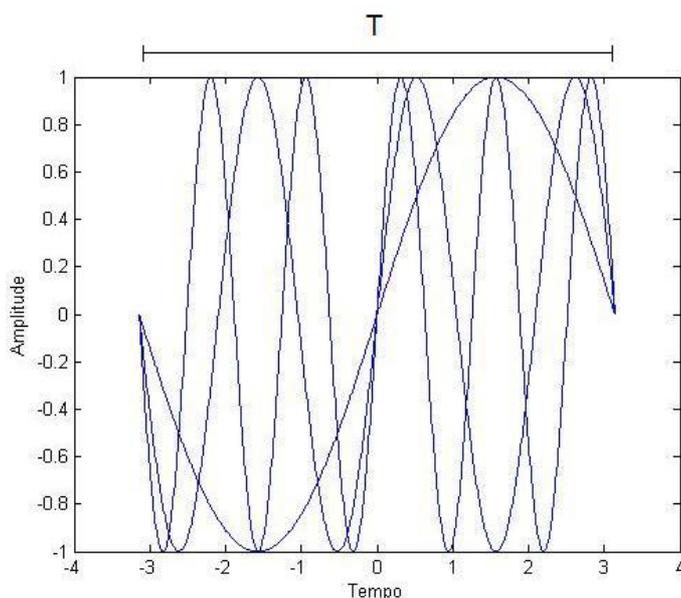


Figura 2.5: Subportadoras OFDM no domínio do tempo.

A Figura 2.6 ilustra uma comparação entre o aproveitamento espectral do sistema FDM com o sistema OFDM, ambos com um mesmo número de subportadoras. A figura mostra que a eficiência espectral do sistema OFDM chega a ser aproximadamente 50% melhor que a do sistema FDM. Porém, essa relação pode variar dependendo da largura da banda de guarda do sistema FDM e do número de subportadoras.

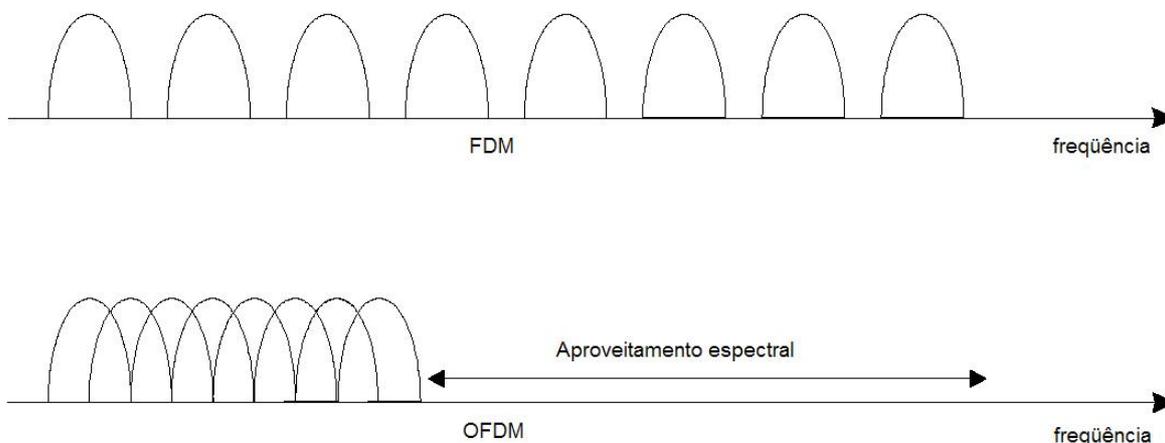


Figura 2.6: Comparação do aproveitamento espectral entre o sistema FDM e OFDM.

## 2.5 Símbolo OFDM

A estrutura mostrada na Figura 2.1 ilustra a formação do símbolo OFDM de forma analógica. No transmissor,  $N$  símbolos são modulados em  $N$  subportadoras ortogonais, os quais são somados para, então, serem transmitidos. O intervalo de frequência ( $\Delta f$ ) que separa as subportadoras adjacentes, visualizado na Figura 2.4, é igual ao inverso da duração  $T$  do símbolo OFDM, que corresponde ao mínimo intervalo necessário para manter a ortogonalidade entre as subportadoras (i.e.,  $f_0 = \Delta f = 1/T$ ). Assim, a expressão matemática correspondente a um símbolo OFDM analógico é dada por [17]:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j \frac{2\pi n t}{T}} \quad 0 \leq t < T \quad (2.3)$$

onde  $X_n$  é o símbolo transmitido na subportadora  $n$ . Na operação inversa, o símbolo recebido é estimado segundo<sup>5</sup>:

---

<sup>5</sup> O modelo apresentado na Figura 2.1, assim como as Equações 2.3 e 2.4, estão em banda base.

$$X_n = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T x(t) e^{-j\frac{2\pi t}{T}} dt \quad (2.4)$$

A Transformada de Fourier do símbolo OFDM é dada por:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \sqrt{T} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \text{sinc}[(f - n/T)T] e^{-j\pi(f - n/T)T} \quad (2.5)$$

onde:

$$\text{sinc}(x) = \frac{\text{sen}(\pi x)}{\pi x} \quad (2.6)$$

Desta forma, a representação matemática no domínio da frequência do símbolo OFDM é dada por uma somatória de funções *sinc*(·), mostrada na Figura 2.4 e repetida na Figura 2.7. Através do princípio da ortogonalidade aplicado ao símbolo OFDM, garante-se que na frequência em que uma subportadora estiver em seu valor máximo, todas as demais se encontrarão em zero.

Weinstein e Ebert [34] mostraram uma nova forma de gerar o símbolo OFDM, através dos conceitos da Transformada Discreta de Fourier (DFT). Portanto, o símbolo OFDM pode ser gerado realizando a IDFT ao sinal a ser transmitido:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{IDFT}) \quad (2.7)$$

Da mesma forma, o símbolo OFDM é estimado realizando a DFT do sinal recebido:

$$X_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{DFT}) \quad (2.8)$$

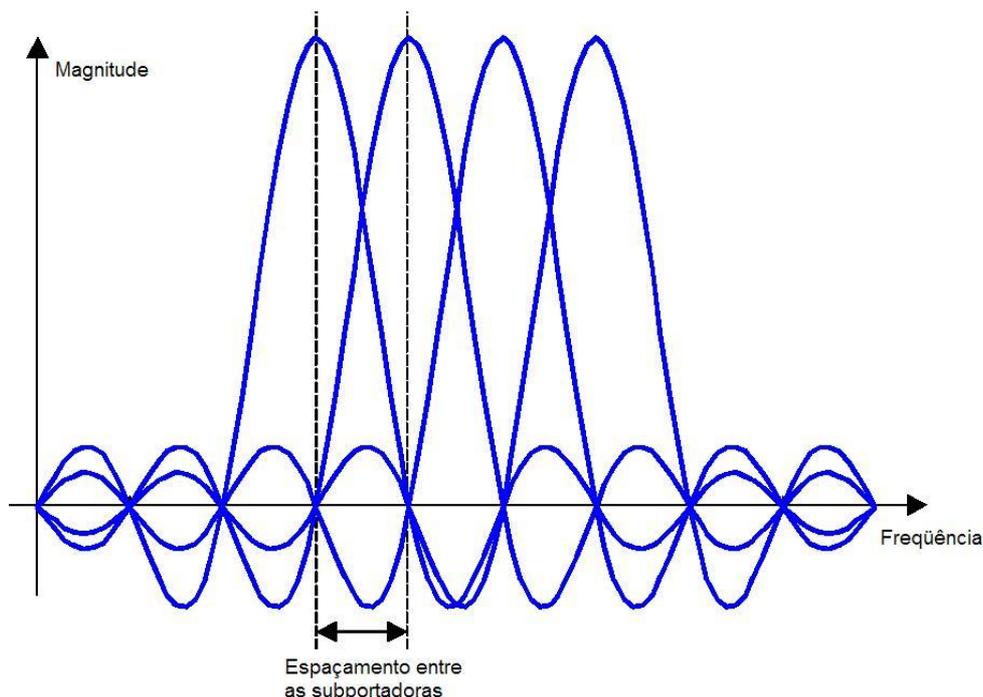


Figura 2.7: Espectro do símbolo OFDM.

Outra forma de gerar o símbolo OFDM é através da Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT), que realiza a mesma operação que a IDFT, salvo o fato de ser computacionalmente mais eficiente, portanto, sendo utilizada na prática. O receptor realiza a operação inversa à do transmissor, usando a FFT para então analisar o sinal no domínio da frequência.

A Figura 2.8 apresenta o diagrama de blocos típico de um sistema OFDM.

Inicialmente é necessário realizar uma conversão série para paralelo do sinal de informação, onde os bits alocados para cada símbolo dependem do esquema de modulação adotado e do número de subportadoras.

Uma vez alocados os bits em cada subportadora, eles são mapeados usando o tipo de modulação selecionado, onde cada subportadora assume valores em amplitude e em fase de acordo com o dado que está carregando. A Figura 2.9 mostra um exemplo do mapeamento de uma subportadora usando o esquema de modulação 16-QAM, onde cada subportadora carrega quatro bits. Ou seja, na modulação 16-QAM cada subportadora irá carregar quatro bits de informação, e caso

o símbolo OFDM tenha 250 subportadoras, então 1000 bits de informação formarão um símbolo OFDM.

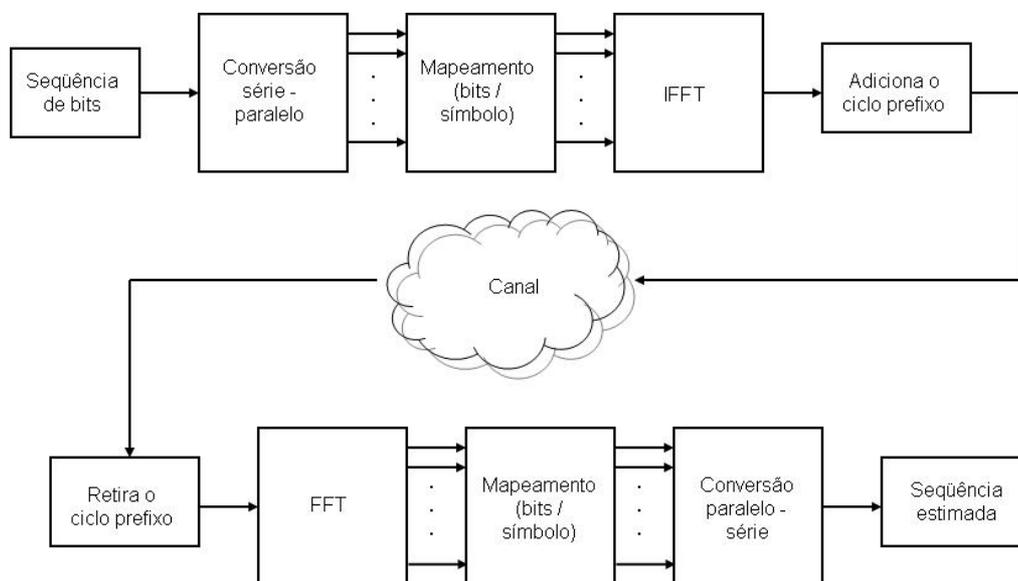


Figura 2.8: Diagrama de blocos do sistema OFDM.

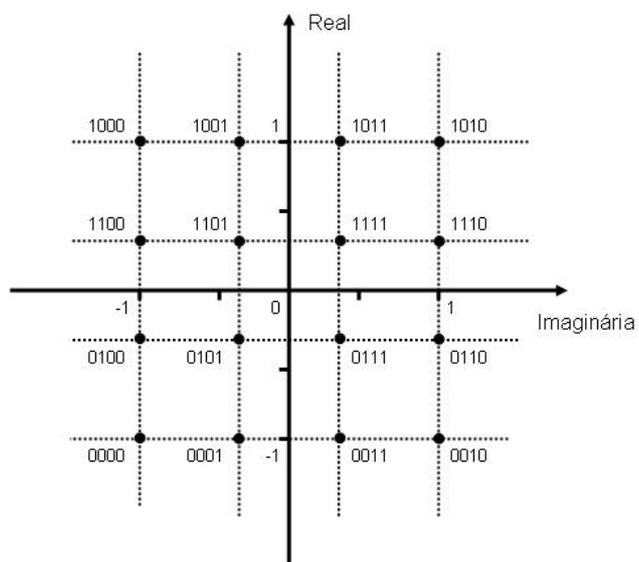


Figura 2.9: Mapeamento dos bits usando a modulação 16-QAM.

A próxima etapa no processo de geração do símbolo OFDM no transmissor é a conversão para o domínio do tempo, realizado através da IFFT. O símbolo OFDM estará pronto para ser transmitido após a inserção do prefixo cíclico (CP).

No receptor são realizadas as operações inversas às do transmissor, para estimar o símbolo recebido. É comum encontrar nos sistemas de comunicação técnicas de equalização ou emprego de códigos corretores de erro no receptor, a fim de diminuir a taxa de erro de bit.

## 2.6 Tempo de guarda

Para um sistema convencional, com uma única portadora, a taxa de símbolos  $R_S$  é dada por:

$$R_s = \frac{R_B}{m} \quad (2.9)$$

A taxa de símbolos depende do tipo de modulação utilizada, que determina a quantidade de bits  $m$  por símbolo, como por exemplo, para uma 16-QAM,  $m$  vale 4.  $R_B$  é a taxa de transmissão por bit.

Em um sistema OFDM com  $N$  subportadoras, a taxa de símbolos por subportadora ( $R_{s,SP}$ ) é inferior  $N$  vezes à de um sistema convencional. Assim, a taxa de símbolos deste sistema OFDM é dada por:

$$R_{s,SP} = \frac{R_B}{m \times N} \quad (2.10)$$

Como foi visto anteriormente e ilustrado na Figura 2.6, o sistema OFDM, para uma dada largura de banda, pode utilizar um número maior de subportadoras para transmitir o sinal de informação do que o sistema FDM. Portanto, pela Equação (2.10), a taxa de símbolos de um sinal OFDM<sup>6</sup> será inferior à taxa de símbolos do sistema FDM.

---

<sup>6</sup> Taxa de símbolos por subportadora.

A taxa de símbolos lenta faz com que o sistema seja mais robusto em relação à interferência intersimbólica (ISI – *intersymbol interference*) causada por multipercurso.

Para evitar esse problema da ISI no sinal OFDM foi introduzido o uso do prefixo cíclico (CP), que constitui o tempo de guarda entre cada símbolo OFDM transmitido. Esse tempo de guarda usa o mesmo princípio da banda de guarda do sistema FDM multiportadora (Figura 2.2). A diferença está no fato do CP ser preenchido pela última parte do símbolo após ser realizada a IFFT, como mostra a Figura 2.10. Isso faz com que o símbolo OFDM mantenha um número inteiro de ciclos, resultando em um sinal sem discontinuidades.

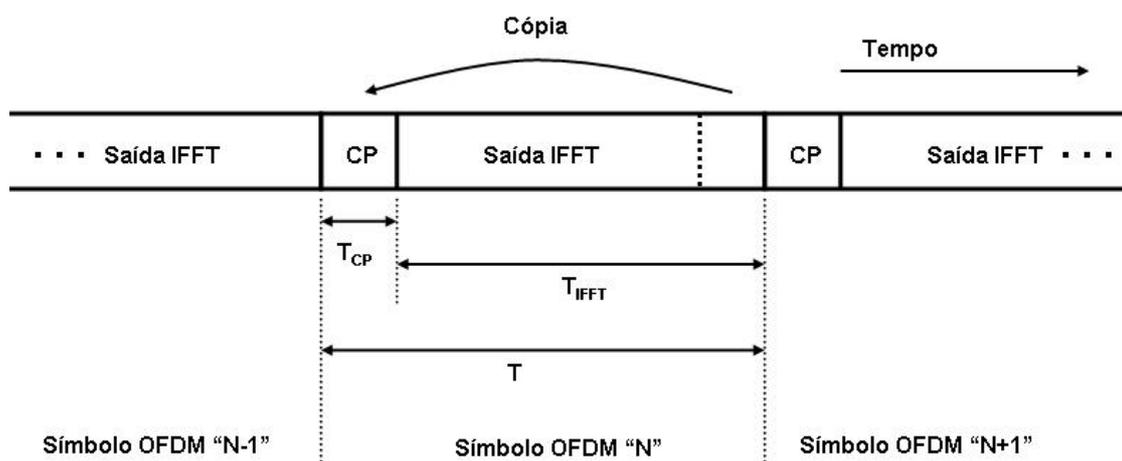


Figura 2.10: Ilustração de como é formado o prefixo cíclico (CP).

O CP é retirado no receptor, eliminando qualquer interferência que outros símbolos possam exercer devido aos atrasos dos múltiplos percursos. Ou seja, os problemas com a ISI e ICI são drasticamente reduzidos ou eliminados.

O fato do CP ser uma extensão da última parte do sinal OFDM faz com que os valores de amplitude e de fase das subportadoras sejam mantidos constantes durante o período de símbolo  $T$ . Qualquer alteração desses valores altera a posição dos nulos espectrais, mostrados nas Figuras 2.4 e 2.7, levando à interferência entre subportadoras (ICI – *inter carrier interference*).

A Figura 2.11 ilustra um exemplo de sinal OFDM sendo transmitido em um canal com multipercurso com dois caminhos. Como comparação, a Figura 2.12, mostra o mesmo sistema, porém com a inserção do prefixo cíclico. Observa-se a continuidade do sinal quando o tempo de guarda é uma extensão do símbolo OFDM.

O tempo do símbolo que será transmitido pelo canal é aumentado devido à inserção do tempo de guarda, conforme:

$$T = T_{FFT} + T_{CP} \quad (2.11)$$

onde  $T$  é o tempo do símbolo OFDM;  $T_{FFT}$  é o tempo do símbolo durante a IFFT e a FFT; e o  $T_{CP}$  é o tempo do CP.

Em um sistema OFDM, que usa a mesma taxa de amostragem no transmissor e no receptor, é necessário que a Transformada Rápida de Fourier e sua inversa tenham o mesmo tamanho para manter a ortogonalidade. Ou seja, o número de subportadoras nessas etapas deve ser o mesmo.

O tempo de guarda exerce uma proteção aos efeitos transitórios entre símbolos OFDM, devido aos canais com multipercurso. Removendo esse tempo de guarda no receptor, eliminam-se esses efeitos transitórios quando o tempo de guarda é maior que o espalhamento de atraso rms do canal.

## 2.7 Janelamento [36]

O sinal OFDM é composto de uma série de IFFTs que são concatenadas umas às outras. Em cada limiar do símbolo há uma descontinuidade do sinal devido à diferença entre o final de um símbolo e o início do outro. Estas rápidas transições nos limiares dos símbolos resultam em um aumento da potência dos lóbulos freqüenciais secundários. A fim de amenizar a transição entre os diferentes símbolos OFDM transmitidos, janelas do tipo: Hammning, Hanning, Blackman, Co-seno levantado etc, são usadas em cada símbolo.

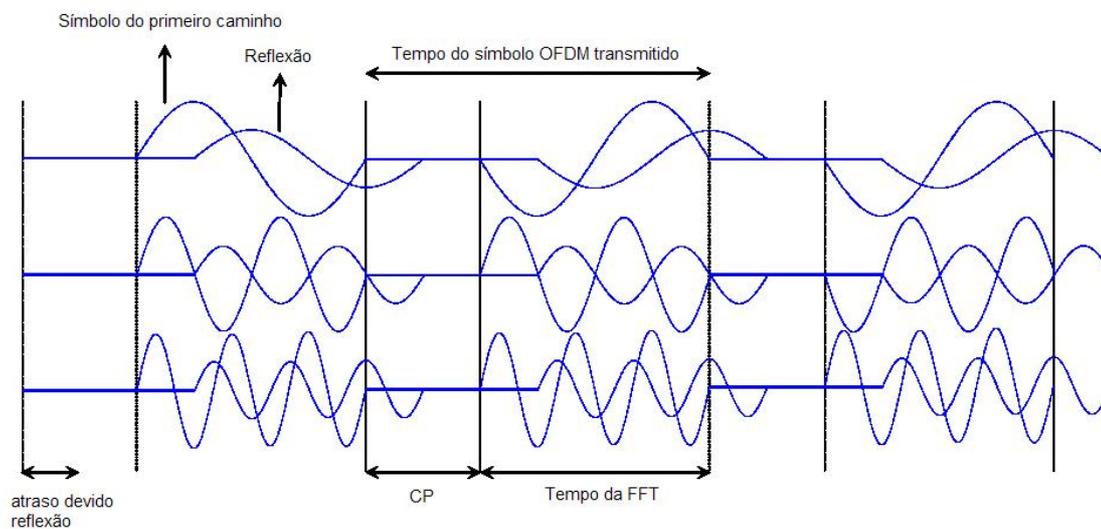


Figura 2.11: Transmissão de um símbolo OFDM apenas com tempo de guarda, sem símbolo estendido, em um canal com dois percursos<sup>7</sup> [17].

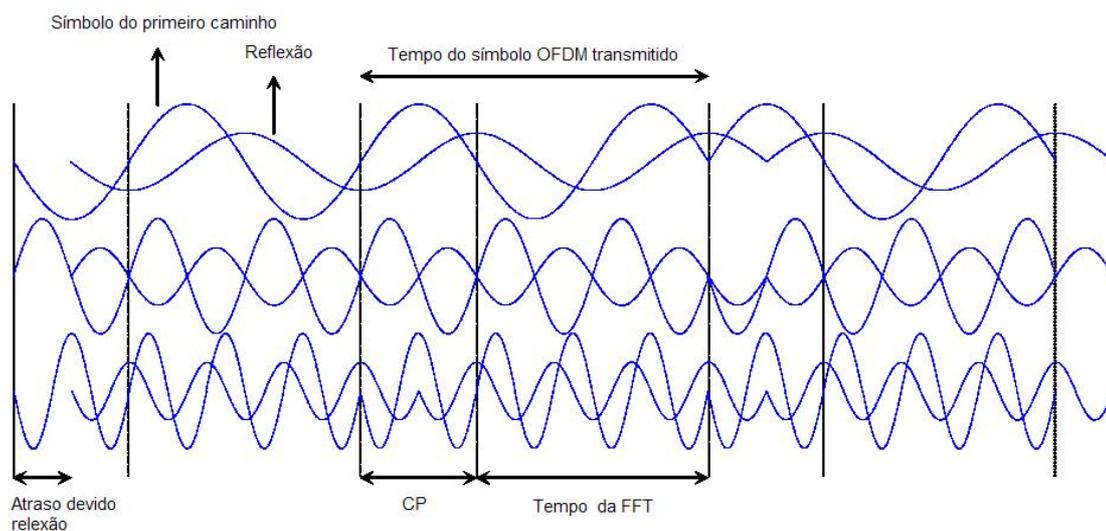


Figura 2.12: Transmissão de um símbolo OFDM com prefixo cíclico, em um canal com dois percursos, usando a modulação BPSK nas três sinusóides [17].

<sup>7</sup> Por simplicidade, foram mostradas três sinusóides com modulação BPSK.

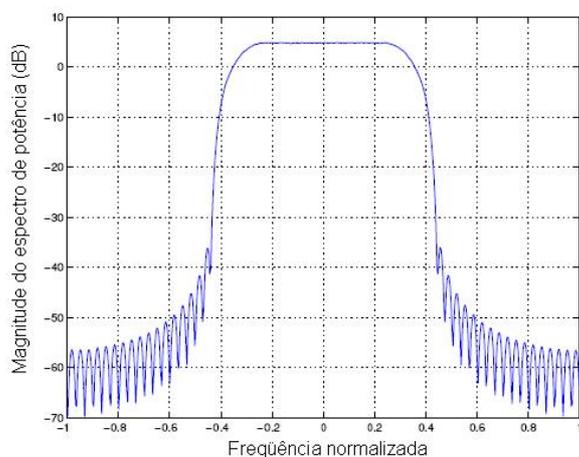
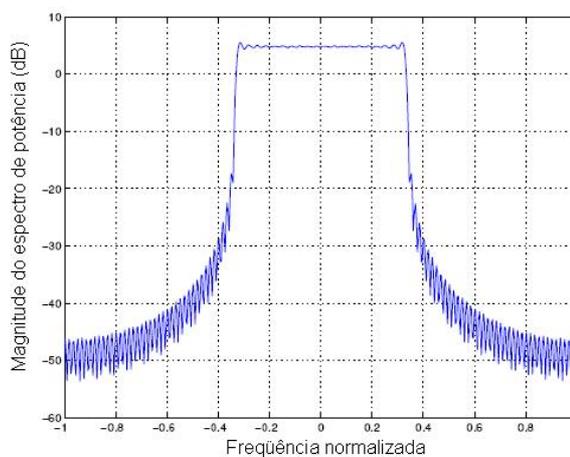
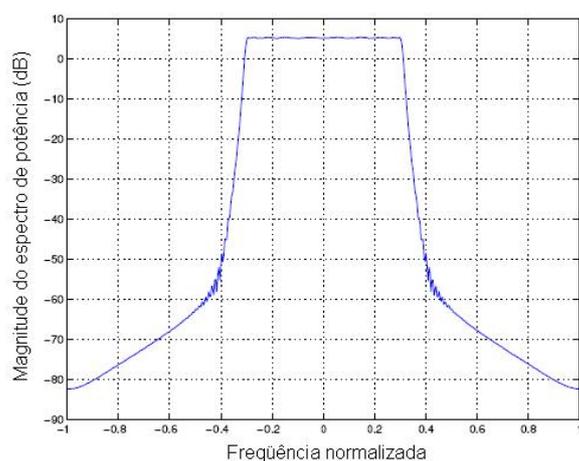
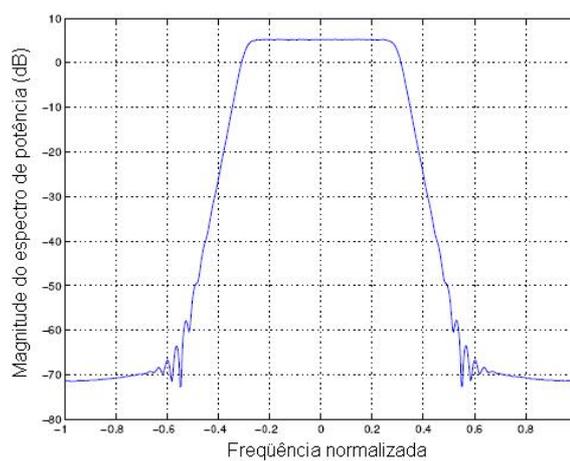
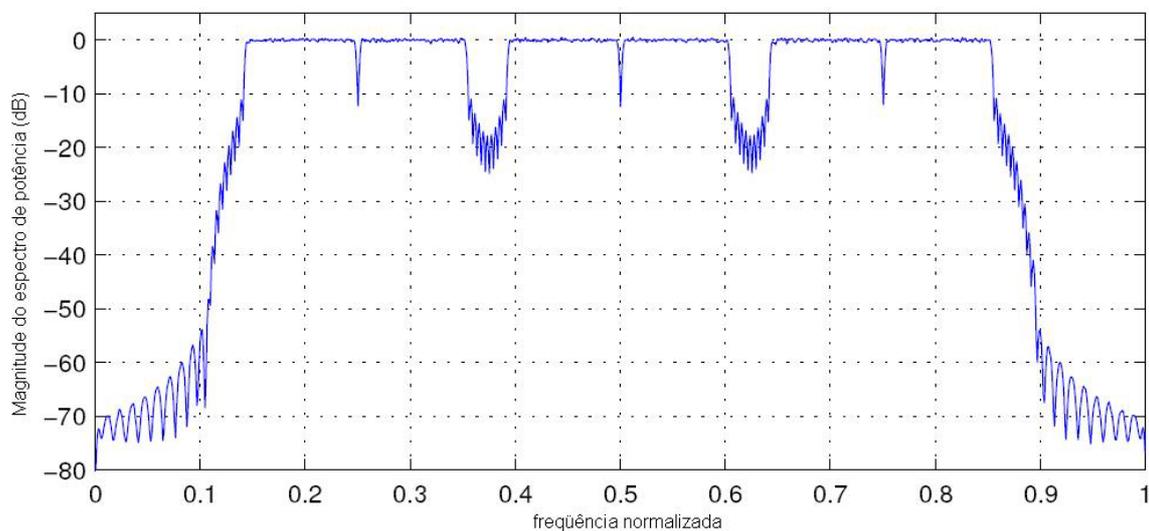
(a) **Filtro co-seno levantado**(b) **Filtro retangular**(c) **Filtro Chebyshev**(d) **Filtro Butterworth**

Figura 2.13: Resposta em frequência de diferentes filtros [36].

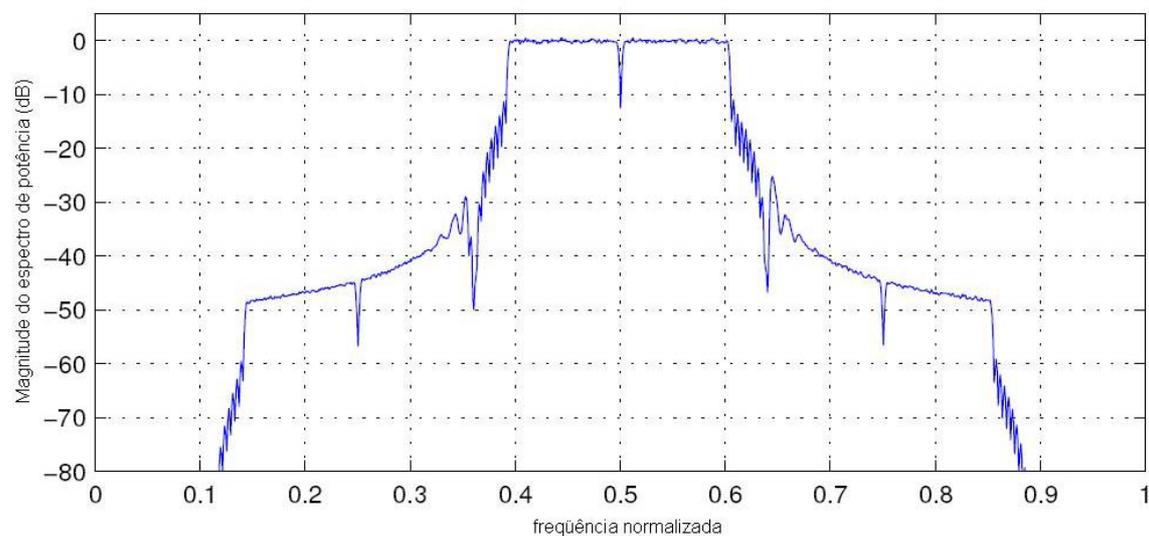
## 2.8 Filtragem [36]

Os filtros são usados tanto no receptor como no transmissor. No transmissor, é usado para reduzir o efeito dos lóbulos secundários da função *sinc* do símbolo OFDM. Este filtro passa-faixa elimina vários dos lóbulos secundários. A quantidade dos lóbulos removidos depende do tipo de filtro usado. Em geral, os filtros digitais oferecem uma maior flexibilidade, exatidão e taxa de corte do que os filtros

analógicos, fazendo com que eles sejam mais usados para limitar a banda do sinal OFDM.



(a) Espectro antes da filtragem



(b) Espectro após a filtragem

Figura 2.14: Espectro de um sinal OFDM com três canais antes (a) e depois (b) de passar pelo filtro Chebychev [36].

Alguns dos filtros comumente usados são: o pulso retangular (filtro *sinc*), o cosseno levantado, o Chebyshev, e o Butterworth. A resposta em frequência destes filtros é mostrada na Figura 2.13.

No receptor é usado um filtro-casado para rejeitar o ruído e as interferências dos canais adjacentes. O espectro de potência de um sinal OFDM com canal adjacente antes e depois de passar pelo filtro Chebychev é mostrado na Figura 2.14. Fica claro nesta ilustração que o filtro ajuda a remover canais adjacentes e a manter o canal desejado com a informação de interesse.

## 2.9 Limitações da técnica OFDM

As maiores vantagens da técnica OFDM são: robustez aos efeitos da dispersão do sinal no tempo devido ao multipercurso e melhor aproveitamento da banda de transmissão.

Por outro lado, há desvantagens na técnica OFDM, e as mais expressivas são a sua vulnerabilidade a erros de sincronismo, efeito Doppler e as distorções não-lineares. Esta seção aborda erros de sincronismo.

Os dois principais problemas de sincronismo de um sistema OFDM devem-se aos deslocamentos do tempo de símbolo e da frequência da portadora. O deslocamento do tempo de símbolo ocorre devido a uma incerteza na definição dos limites do símbolo OFDM. Já o deslocamento da frequência da portadora surge na diferença da frequência do oscilador entre o transmissor e o receptor.

A técnica OFDM é mais robusta a deslocamentos no tempo<sup>8</sup> do que ao deslocamento de frequência, porque o deslocamento de símbolo no tempo varia sobre o intervalo do tempo de guarda, sem causar ISI ou ICI. Porém, quando o desalinhamento no tempo se espalha sobre os limites do símbolo OFDM, essas interferências aparecem.

Quando o desalinhamento no tempo fica dentro do intervalo de tempo do CP –  $T_{CP}$ , cada subportadora sofre apenas um deslocamento de fase. A relação entre o

---

<sup>8</sup> Ou desalinhamento na janela da FFT no tempo.

deslocamento de fase  $\Delta\varphi_n$  da *enésima* subportadora complexa e o deslocamento no tempo  $\tau$  é dada por:

$$\Delta\varphi_n = 2\pi f_n \tau \quad (2.13)$$

onde  $f_n$  é a frequência da *n-ésima* subportadora complexa.

Para um sistema OFDM com  $N$  subportadoras e com um espaçamento de frequência entre as subportadoras  $\Delta f = 1/(T - T_{CP}) = 1/T_{FFT}$ , o tempo de atraso de um intervalo de amostra  $T_D = T - T_{CP}/N$ , causa um significativo deslocamento de fase  $\Delta\varphi = 2\pi(1 - 1/N)$ , entre a primeira e a última subportadora. Este deslocamento de fase é adicionado aos demais já existentes no sistema, como por exemplo, o deslocamento em fase devido à dispersão linear do canal no tempo.

O deslocamento em frequência impõe um deslocamento no espectro do sinal OFDM recebido. Se o deslocamento em frequência for um número inteiro múltiplo do espaçamento entre as subportadoras  $\Delta f$ , então o sistema mantém a ortogonalidade, mas o *n-ésimo* símbolo recebido não corresponderá ao *enésimo* símbolo transmitido, o que leva a uma alta taxa de erro de bit (BER). No caso desse deslocamento não ser um número múltiplo inteiro de  $\Delta f$ , então ocorre uma redução da potência do símbolo esperado, além da interferência em outras subportadoras. Conseqüentemente, esse deslocamento em frequência destrói a ortogonalidade entre as subportadoras, não mais havendo um número inteiro de ciclos para realizar a FFT, e levando a uma degradação da BER. A Figura 2.15 mostra o efeito do erro devido ao deslocamento em frequência  $\Delta f$ .

A interferência entre as subportadoras causada pelo deslocamento em frequência é mais intensa no meio da banda de frequência, cerca de duas vezes o valor dos limiares. Isso se deve ao fato de que nessa faixa de frequência existem mais agentes interferentes dos que nas extremidades.

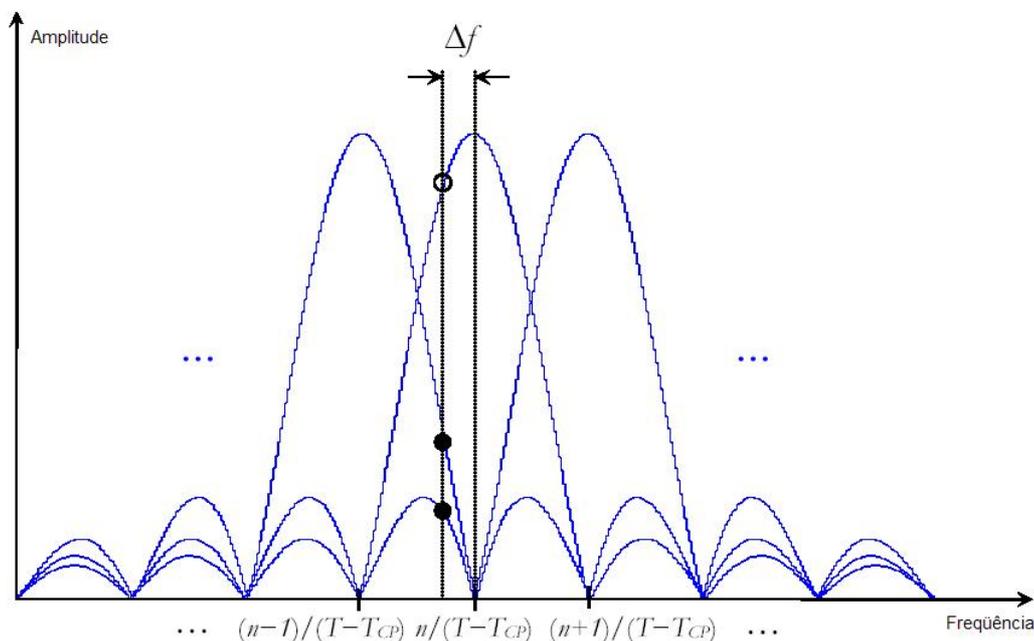


Figura 2.15: Erro devido ao deslocamento em frequência. Quando há deslocamento em frequência, as outras subportadoras passam a interferir, como mostra os pontos indicados na figura.

## 2.10 Conclusão do capítulo

Neste capítulo foi apresentada a técnica OFDM. As principais características, vantagens e desvantagens foram introduzidas a fim de dar o embasamento necessário para entender este trabalho.

OFDM é um sistema multiportadora onde estas são ortogonais entre si. Essa característica oferece ao sistema um grande aproveitamento espectral. Foi visto também que a taxa de transmissão em cada subportadora do sinal OFDM é lenta, dando ao sinal uma maior robustez aos canais com multipercurso. Por fim, foi apresentado que o símbolo OFDM caracteriza-se por combater a ISI e a ICI.

O próximo capítulo apresenta a Transformada de Walsh-Hadamard, aplicada sobre o sinal de informação que originará o símbolo OFDM, a fim de aumentar a robustez deste em relação ao desvanecimento, principalmente em relação ao desvanecimento profundo.

## CAPÍTULO 3

### 3. Transformada de Walsh-Hadamard

#### 3.1 Introdução

A técnica OFDM é muito utilizada em sistemas de comunicação que se caracterizam por uma alta taxa de transmissão em canais com desvanecimento seletivo. Como já visto no capítulo anterior, esta técnica consiste em dividir um canal seletivo em frequência em múltiplos sub-canais com desvanecimento plano.

A transmissão por um canal fortemente seletivo em frequência pode levar a uma situação onde um ou mais de um dos múltiplos sub-canais estejam em uma condição de desvanecimento profundo. Neste caso, os símbolos transmitidos pelas subportadoras que estão com essa condição terão uma alta taxa de erro de bit (BER). O uso da WHT em conjunto com a técnica OFDM, chamada de WHT-OFDM, aumenta a robustez contra a condição de desvanecimento profundo, fazendo com que a BER para essas subportadoras não seja tão alta. O uso da WHT-OFDM é um dos temas de estudo desse trabalho, sendo os principais conceitos e características da WHT introduzidos neste capítulo.

#### 3.2 Transformada de Walsh-Hadamard

A transformada de Walsh-Hadamard (WHT) é muito utilizada em processamento digital de sinais devido à sua simplicidade de implementação. A WHT é uma matriz de zeros e uns, caso seja usada a matriz de Walsh, e  $\pm 1$  no caso da matriz de Hadamard. Estas matrizes possuem dimensão  $M \times M$ , sendo que o valor de  $M$  deve ser potência de dois. Nesta dissertação, será utilizada a matriz de Hadamard, cuja definição é apresentada abaixo:

$$H_{2^k} = \frac{1}{\sqrt{2^k}} \begin{bmatrix} H_{2^{k-1}} & H_{2^{k-1}} \\ H_{2^{k-1}} & -H_{2^{k-1}} \end{bmatrix}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad H_{2^0} = 1 \quad (3.1)$$

A matriz de Hadamard é formada através do produto tensor ou de Kronecker, entre duas matrizes de Hadamard com ordem  $M-1$ . O produto tensor entre a matriz  $A = [a_{ij}]_{m \times n}$  e a matriz  $B = [b_{ij}]_{k \times l}$  é definido por:

$$A \otimes B = \begin{bmatrix} a_{11}B & \cdots & a_{1n}B \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1} & \cdots & a_{mn}B \end{bmatrix}_{mk \times nl} \quad (3.2)$$

O exemplo de uma matriz de Hadamard com dimensão dois é:

$$H_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

que é utilizada para exemplificar como se forma uma matriz de ordem 4:

$$H_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

A partir da Equação (3.4) verifica-se que todas as colunas (ou linhas) da matriz de Hadamard são mutuamente ortogonais, onde o somatório da multiplicação dos elementos de uma coluna (ou linha) por qualquer outra será sempre zero, seguindo a regra abaixo:

$$\sum_{i=0}^{M-1} H_{ia} \times H_{ib} = 0, \forall a \neq b \quad (3.5)$$

### 3.3 A transformada rápida de Walsh-Hadamard

A transformada de Walsh-Hadamard (WHT) tem uma maior eficiência computacional quando forem usados os algoritmos da transformada rápida de Walsh-Hadamard (FWHT). Estes algoritmos são mais eficientes por utilizarem um número reduzido de operações aritméticas, comparado com a WHT. O grau de

complexidade computacional da FWHT é da ordem de  $M \times \log_2(M)$ , enquanto a WHT possui uma complexidade de  $M^2$ .

A FWHT e a sua inversa (IFWHT) podem ser calculadas através das equações de análise e síntese, a partir da matriz de Hadamard:

$$\begin{cases} \bar{X} = H \bar{x} & \text{FWHT} \\ \bar{x} = H \bar{X} & \text{IFWHT} \end{cases} \quad (3.6)$$

na qual:

$$\begin{cases} \bar{X} = [X(0), X(1), \dots, X(M-1)]^T \\ \bar{x} = [x(0), x(1), \dots, x(M-1)]^T \end{cases} \quad (3.7)$$

são os vetores de espectro e sinal, respectivamente, onde o  $k^{\text{th}}$  elemento da transformada pode ser escrito como:

$$X(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h(k, m)x(m) = \sum_{m=0}^{M-1} x(m) \prod_{i=0}^{n-1} (-1)^{mk} \quad (3.8)$$

Para mostrar o processo da WHT, os equacionamentos a seguir serão realizados considerando um valor de  $n = 3$ , portanto,  $M = 2^n = 8$ . Assim, a WHT do sinal  $x(m)$  é definida como:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(6) \\ X(7) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_4 & H_4 \\ H_4 & -H_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(6) \\ x(7) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Para uma melhor manipulação, a Equação (3.9) será separada em duas partes. Assim, a primeira parte do vetor  $X(k)$  pode ser obtida como:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ X(3) \end{bmatrix} = H_4 \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix} + H_4 \begin{bmatrix} x(4) \\ x(5) \\ x(6) \\ x(7) \end{bmatrix} = H_4 \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \\ x_1(2) \\ x_1(3) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

na qual:

$$x_1(i) = x(i) + x(i+4), \quad i = 0, \dots, 3 \quad (3.11)$$

A segunda parte do vetor  $X(k)$  pode ser obtida como:

$$\begin{bmatrix} X(4) \\ X(5) \\ X(6) \\ X(7) \end{bmatrix} = H_4 \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix} - H_4 \begin{bmatrix} x(4) \\ x(5) \\ x(6) \\ x(7) \end{bmatrix} = H_4 \begin{bmatrix} x_1(4) \\ x_1(5) \\ x_1(6) \\ x_1(7) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

na qual:

$$x_1(i+4) = x(i) - x(i+4), \quad i = 0, \dots, 3 \quad (3.13)$$

Desta forma, a WHT de tamanho  $M = 8$  foi dividida em duas WHT's com tamanho  $M/2 = 4$ . Continuando o processo recursivamente, a Equação (3.10) pode ser reescrita como<sup>9</sup>:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ X(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \\ x_1(2) \\ x_1(3) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

A Equação (3.14) também pode ser separada em duas. Assim, a primeira parte é:

---

<sup>9</sup> O processo similar é realizado para a Equação (3.12).

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \end{bmatrix} = H_2 \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \end{bmatrix} + H_2 \begin{bmatrix} x_1(2) \\ x_1(3) \end{bmatrix} = H_2 \begin{bmatrix} x_2(0) \\ x_2(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_2(0) \\ x_2(1) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

na qual:

$$x_2(i) = x_1(i) + x_1(i+2), \quad i = 0,1 \quad (3.16)$$

E a segunda parte da Equação (3.14) é:

$$\begin{bmatrix} X(2) \\ X(3) \end{bmatrix} = H_2 \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \end{bmatrix} - H_2 \begin{bmatrix} x_1(2) \\ x_1(3) \end{bmatrix} = H_2 \begin{bmatrix} x_2(2) \\ x_2(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_2(2) \\ x_2(3) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

na qual:

$$x_2(i+2) = x_1(i) - x_1(i+2), \quad i = 0,1 \quad (3.18)$$

Finalmente, através das Equações (3.16) e (3.18) são obtidas as respectivas expressões correspondentes ao resultado da WHT.

$$\begin{cases} X(0) = x_2(0) + x_2(1) \\ X(1) = x_2(0) - x_2(1) \end{cases} \quad (3.19)$$

Note que o resultado obtido na Equação (3.19) foi para os dois primeiros valores da seqüência de dados de entrada, devido a cada estágio o processo ter sido dividido em duas partes. O mesmo procedimento deve ser realizado para obter o resultado da seqüência completa.

### 3.4 Estágios da FWTH

A Figura 3.1 ilustra o cálculo envolvido nas fórmulas apresentadas nas equações (3.11) e (3.13) para uma seqüência de dados de oito pontos,  $M = 8$ . Na parte esquerda da figura foi utilizada a notação gráfica de fluxo de sinais. Esta consiste na interconexão de nós e ramificações. O sentido do sinal transmitido através de uma ramificação é definido por uma seta. Uma ramificação multiplica a

variável no nó que está conectado pela ramificação transmitida. Um nó soma todas as ramificações que chegam a ele.

Assim, na Figura 3.1(a), o cálculo de uma WHT de oito pontos é reduzido para dois cálculos de duas WHT de quatro pontos. O mesmo procedimento é utilizado para transformar o cálculo de uma WHT de quatro pontos em duas de dois pontos, como ilustrado na Figura 3.1(b). E a Figura 3.1(c) mostra os cálculos simplificados para a WHT de dois pontos.

Através da combinação das idéias descritas na Figura 3.1, é obtido um fluxo completo dos sinais ilustrado na Figura 3.2, para o cálculo de uma seqüência de dados com  $M = 8$ .

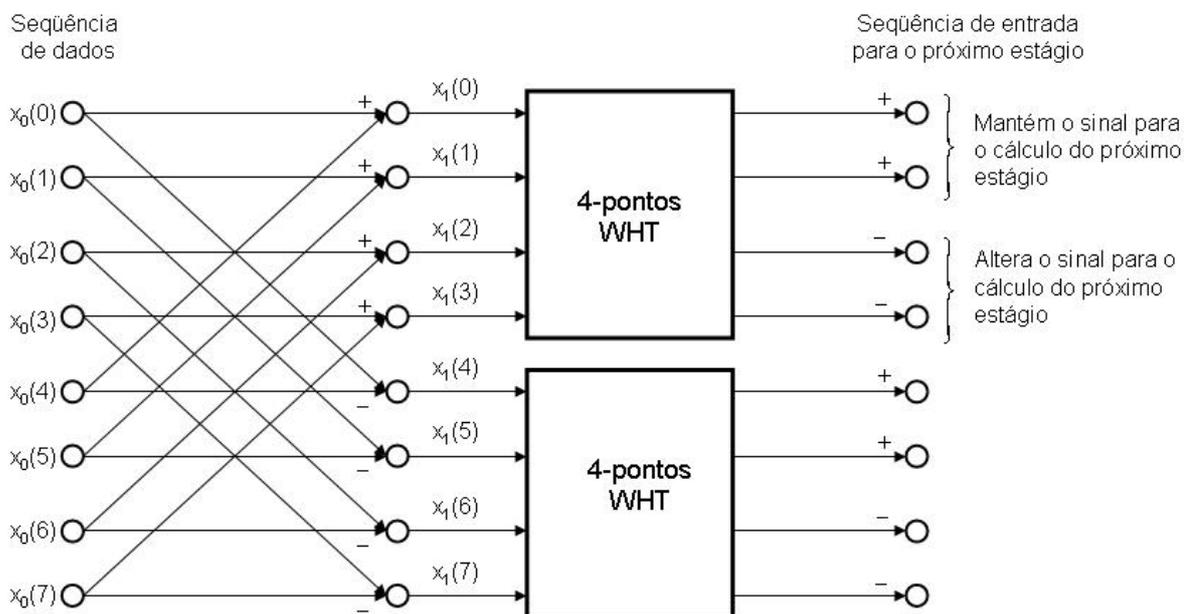
Uma estrutura repetitiva, chamada de *butterfly*, pode ser usada como o método de cálculo no algoritmo da FWHT. A estrutura *butterfly* possui duas entradas e duas saídas, e cada estrutura envolve uma adição e uma multiplicação. A Figura 3.1(c) ilustra uma estrutura *butterfly*.

De maneira geral, o algoritmo da FWHT necessita de  $L = M \log_2 M$  estágios computacionais. Para cada estágio são necessárias  $M/2$  *butterflies*. Cada *butterfly* envolve uma multiplicação e duas adições.

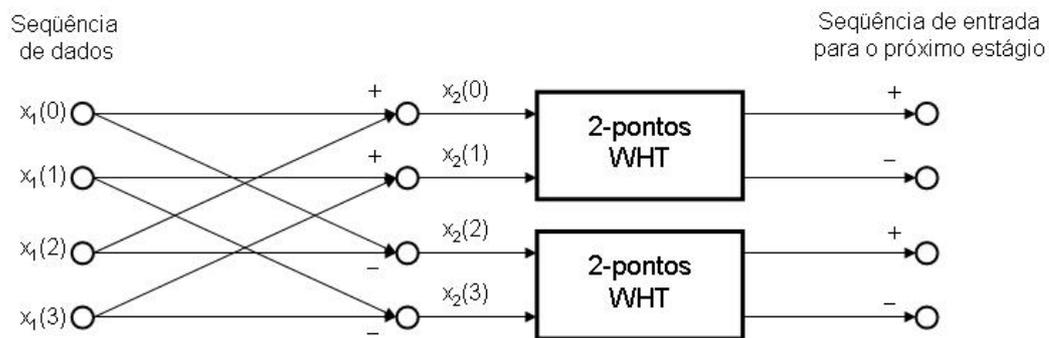
### 3.5 Entendendo o processo da FWHT

Para entender como são aplicadas as equações apresentadas na Seção 3.3 nos estágios descritos na seção anterior, será mostrado nesta seção a união dos três estágios necessários para realizar a FWHT com uma seqüência de dados de oito pontos, ilustrado passo-a-passo na Tabela 3.1.

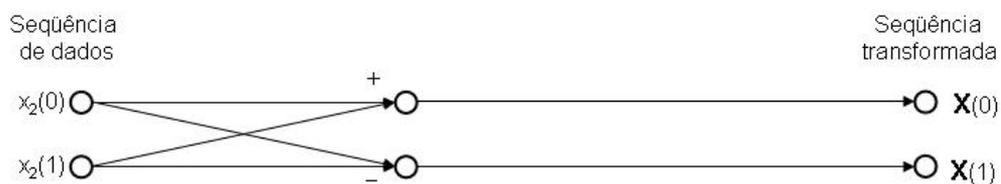
A Figura 3.2 mostra a união dos três estágios ilustrados separadamente na Figura 3.1. Desta maneira é possível visualizar como é processado cada dado transmitido, de acordo com as equações previamente apresentadas.



Primeiro estágio  
(a)



Segundo estágio  
(b)



Terceiro estágio  
(c)

Figura 3.1: Processo da FWHT com três estágios.

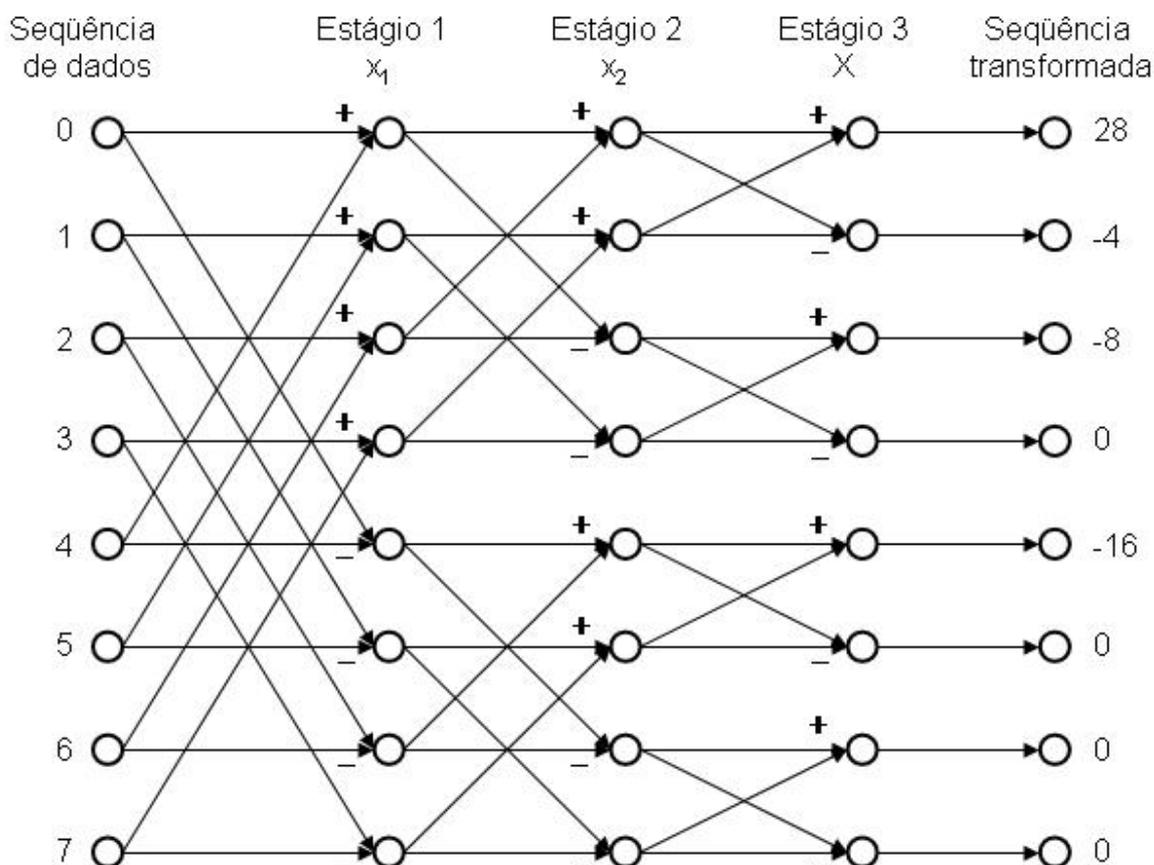


Figura 3.2: Exemplo de uma FWHT com seqüência de dados de oito pontos.

As Equações (3.11) e (3.13) são utilizadas para calcular a transformada do primeiro estágio. A seqüência convertida no final deste estágio será a seqüência de dados na entrada do segundo estágio, que utiliza as Equações (3.16) e (3.18). O resultado desta transformação será a entrada de dados do terceiro e último estágio, que utiliza a Equação (3.19) para calcular a seqüência resultante da transformada rápida de Walsh-Hadamard.

A Tabela 3.1 apresenta os cálculos realizados nos três estágios da FWHT em questão. Visualiza-se mais facilmente, nesta tabela, os sinais das seqüências de entrada de cada estágio, onde nas  $M/2$  primeiras seqüências de cada estágio o sinal da seqüência não se altera, e na segunda metade o sinal é alterado.

Seqüência de dados	Estágio 1 $x_1$	Estágio 2 $x_2$	Estágio 3 $X$	Seqüência transformada
0	$0 + 4 = 4$	$4 + 8 = 12$	$12 + 16 = 28$	28
1	$1 + 5 = 6$	$6 + 10 = 16$	$-16 + 12 = -4$	-4
2	$2 + 6 = 8$	$-8 + 4 = -4$	$-4 + (-4) = -8$	-8
3	$3 + 7 = 10$	$-10 + 6 = -4$	$4 + (-4) = 0$	0
4	$-4 + 0 = -4$	$-4 + (-4) = -8$	$-8 + (-8) = -16$	-16
5	$-5 + 1 = -4$	$-4 + (-4) = -8$	$8 + (-8) = 0$	0
6	$-6 + 2 = -4$	$4 + (-4) = 0$	$0 + 0 = 0$	0
7	$-7 + 3 = -4$	$4 + (-4) = 0$	$0 + 0 = 0$	0

Tabela 3.1 - Aplicação das equações para processar a FWHT.

Note que a seqüência transformada, neste exemplo, possui uma potência bem superior à seqüência de entrada. Para igualar a potência do sinal de entrada e saída é realizada uma ponderação dividindo a transformada e a anti-transformada pela raiz quadrada da ordem da matriz de Hadamard, ou pelo tamanho da seqüência de entrada, como foi mostrado na Equação (3.1).

### 3.6 Transformada rápida inversa de Walsh-Hadamard

A Transformada rápida inversa de Walsh-Hadamard (IFWHT) é calculada através das operações inversas das realizadas para obter a transformada rápida de Walsh-Hadamard. Resumidamente, basta multiplicar a matriz inversa de Walsh-Hadamard, que é a própria matriz de Walsh-Hadamard, pela seqüência transformada, como foi apresentado na Equação 3.6. Não é difícil demonstrar que  $H = H^T = H^{-1}$ .

### 3.7 WHT-OFDM

A Figura 3.3 ilustra, através de diagramas de blocos, o uso da WHT em um sistema OFDM. A WHT<sup>10</sup> espalha o sinal de informação no domínio da frequência, para depois realizar a IFFT e formar o símbolo OFDM.

No sistema OFDM, a banda do sinal é dividida em várias sub-bandas ortogonais, cada uma com a sua subportadora. Através desta divisão é possível caracterizar os sub-canais de cada uma das sub-bandas como plano. Este é um dos motivos que torna o sistema OFDM robusto a canais com multipercurso. Porém, estes sub-canais podem sofrer com o desvanecimento seletivo em frequência.

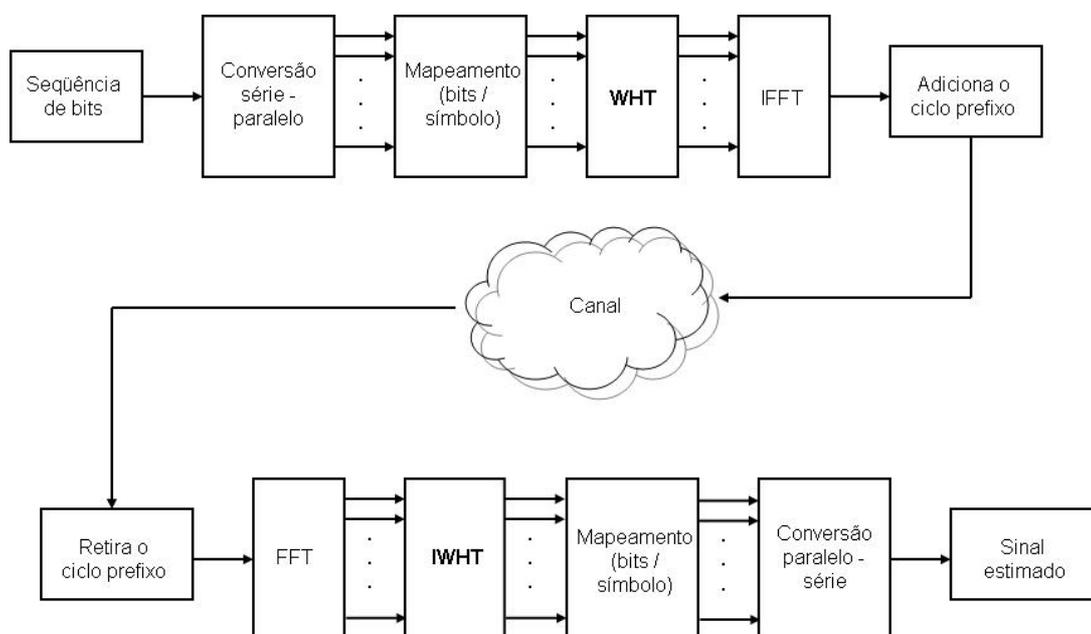


Figura 3.3: Sistema WHT-OFDM.

A introdução da WHT no sistema OFDM tende a aumentar a sua imunidade ao desvanecimento seletivo em frequência, devido à característica da WHT de espalhar o sinal de informação, no plano complexo em banda base, sem alterar sua

<sup>10</sup> A operação inversa é realizada no receptor – IWHT (Transformada Inversa de Walsh-Hadamard – *Inverse Walsh-Hadamard Transform*).

banda. Este espalhamento pode ser visto na Figura 3.4, que ilustra o sinal de informação com mapeamento 4-QAM antes e depois de realizada a WHT.

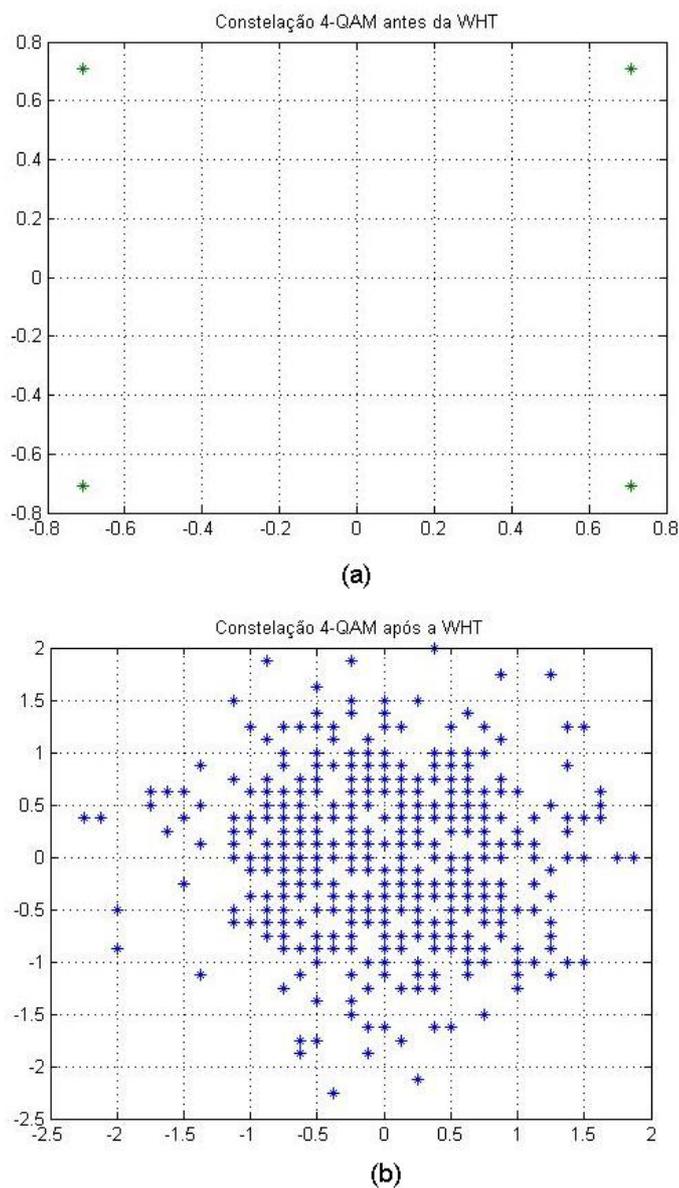


Figura 3.4: Sinal de informação antes (a) e depois (b) da WHT (em banda base).

Como pode ser visto na Figura 3.4, a WHT faz um rearranjo espectral do sinal, alterando a condição dos sub-canais, onde o desvanecimento em cada sub-canal será uma média de todos os demais. Desta forma, a subportadora que estava

sofrendo com o desvanecimento profundo tem sua condição melhorada, ao contrário da que quase não sofreu com o desvanecimento.

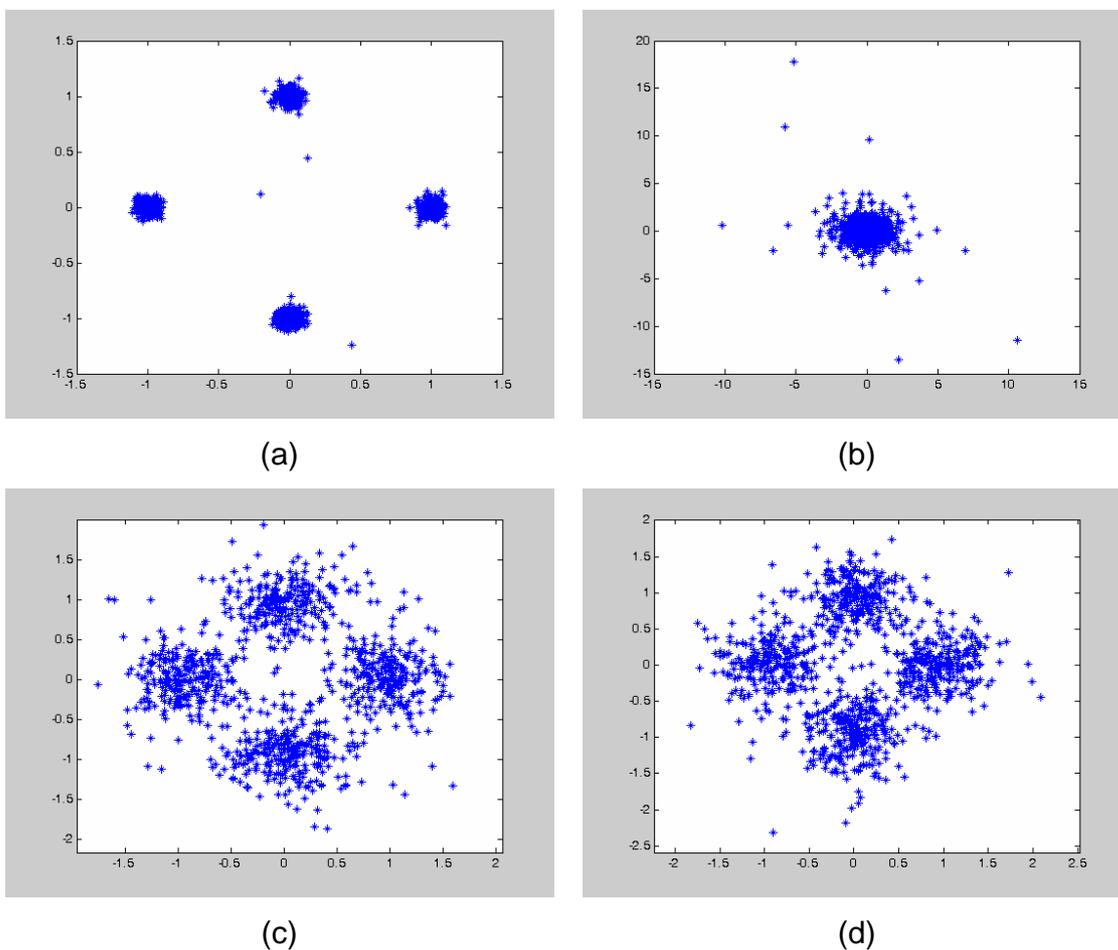


Figura 3.5: Exemplo do efeito da utilização da WHT em um sistema OFDM, com uma subportadora sendo transmitida por um canal com desvanecimento profundo. As figuras ilustram como as subportadoras foram recebidas no receptor. (a) Subportadora  $P$  do símbolo OFDM que não sofre desvanecimento profundo; (b) Subportadora  $J$  do símbolo OFDM que sofre com desvanecimento profundo; (c) e (d) Subportadoras  $P$  e  $J$  com a introdução da WHT no sistema OFDM, respectivamente.

A Figura 3.5 ilustra duas subportadoras de um símbolo OFDM em condições adversas, a fim de mostrar o resultado que a WHT vai exercer sobre as

subportadoras em questão. Para esse exemplo foi utilizada a modulação QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*).

A subportadora  $P$ , ilustrada na Figura 3.5(a), do sistema OFDM, quase não sofreu com o desvanecimento. Ao contrário, a subportadora  $J$ , ilustrada na Figura 3.5(b), sofreu bastante com o desvanecimento, não sendo possível estimar o sinal de informação transmitido.

Quando foi alterada para o sistema WHT-OFDM, a transformada de Walsh-Hadamard espalhou o sinal de informação, fazendo com que a condição ruim da subportadora  $J$  influencie as demais subportadoras do sistema, resultando em uma condição de desvanecimento do canal média para todas as subportadoras. Isto vai resultar em uma degradação nas subportadoras que sofreram pouco com o desvanecimento, o caso da subportadora  $P$ , mostrada na Figura 3.4(c). Porém, é provável que haja um melhor comportamento das subportadoras com desvanecimento profundo, como é o caso da subportadora  $J$ , mostrada na Figura 3.4(d).

Este exemplo simples mostrou como o uso da WHT influencia na transmissão de dados em um sistema OFDM. Apesar de ter degradado o sinal de algumas subportadoras, melhorou a de outras, sendo que, de maneira geral, o efeito de desvanecimentos profundos é compartilhado (espalhado) entre todas as subportadoras. E isso tende a melhorar o desempenho do sistema.

### **3.8 Conclusão do capítulo**

Este capítulo apresentou a transformada de Walsh-Hadamard e o processo computacional da realização desta, conhecida como transformada rápida de Walsh-Hadamard. Nos demais capítulos desta dissertação, quando a mesma se referir a WHT, considera-se que o procedimento realizado é o da FWTH.

Os sistemas de comunicação que envolvem a multiplexagem OFDM quando o meio é um canal seletivo em frequência podem conseguir um aumento da sua robustez através da WHT. Esta espalha o sinal de informação no plano complexo, modificando a condição do canal de cada subportadora OFDM. Desta forma, uma

condição de desvanecimento profundo de uma subportadora pode ser contornada e o sinal ser inteiramente detectado no receptor. A desvantagem está que a condição ruim de uma subportadora é espalhada para todas as demais, tornando-as piores. Em compensação, há uma melhora na subportadora que estava com uma condição de grande desvanecimento, como foi ilustrado na Figura 3.4. Desta forma, o sistema de comunicação tende a ter uma menor taxa de bits errados no receptor, tornando, conseqüentemente, o sistema mais robusto.

A WHT pode melhorar ainda mais o sistema de comunicação caso este utilize múltiplas antenas transmissoras e/ou receptoras. Para verificar se este ganho existe, primeiramente, deve-se estudar os conceitos dos sistemas com múltiplas antenas transmissoras e receptoras, os chamados sistemas MIMO (*Multiple input multiple output*).

Portanto, no próximo capítulo serão apresentados os principais conceitos dos sistemas MIMO, sendo enfatizada a técnica de Alamouti [1], que foi selecionada para ilustrar este tipo de sistema nas simulações realizadas.

## CAPÍTULO 4

### 4. Sistemas MIMO

#### 4.1 Introdução

O grande desafio dos sistemas de comunicação sem fio tem sido proporcionar uma alta taxa de transmissão e oferecer um serviço com qualidade garantida. Combinado ao fato de que o espectro é um recurso escasso e que as condições de propagação são hostis, devido ao desvanecimento e à interferência de outros usuários, o emprego de soluções que ofereçam uma grande eficiência espectral e uma alta confiabilidade na conexão torna-se essencial. A tecnologia MIMO (múltiplas entradas e múltiplas saídas – *multiple input multiple output*) vem atender a essa demanda oferecendo um aprimoramento na eficiência espectral, através do ganho de multiplexagem espacial, e na confiabilidade da conexão, através do ganho de diversidade.

Uma introdução à tecnologia MIMO será apresentada neste capítulo. Também será abordada a técnica desenvolvida por Alamouti [1] que foi utilizada como exemplo de sistema MIMO nesta dissertação.

#### 4.2 Ganho de diversidade

A diversidade é usada para combater o desvanecimento devido aos efeitos do multipercurso. O princípio básico da diversidade é que várias réplicas do sinal de informação são recebidas através de conexões com desvanecimentos independentes, ou seja, cada cópia do sinal vai ser transmitida por um canal descorrelacionado dos canais das demais conexões. Isto aumenta a probabilidade de uma ou mais conexões não sofrer com desvanecimento em um dado instante. Portanto, esta probabilidade deve crescer se o número de conexões aumentar. As três formas principais de diversidade exploradas pelos sistemas de comunicação sem fio são:

- *Diversidade Temporal*: é aplicável em um canal com desvanecimento seletivo no tempo. Ela é obtida através da transmissão do mesmo sinal em instantes de tempo diferentes. O intervalo de tempo entre duas transmissões deve ser maior do que o tempo de coerência do canal. O tempo de coerência é o intervalo de tempo mínimo necessário para manter o descorrelacionamento dos canais (o inverso do espalhamento Doppler do canal). Não requer aumento na potência transmitida, mas diminui a taxa de dados, visto que os mesmos dados são repetidos nos “*slots*” de diversidade temporal. Este tipo de diversidade também pode ser obtido através de codificação e *interleaving*.
- *Diversidade em Freqüência*: é eficaz na presença de desvanecimento seletivo em freqüência. Esta diversidade pode ser obtida transmitindo o mesmo sinal de banda estreita em diferentes freqüências portadoras, onde tais portadoras são separadas pela largura de banda de coerência do canal. A banda de coerência é a freqüência de separação mínima entre dois desvanecimentos independentes do canal. Uma característica da banda de coerência é ser inversamente dependente do espalhamento de atraso rms<sup>11</sup> do canal. Essa técnica requer potência de transmissão adicional para enviar o sinal sobre as múltiplas bandas de freqüência.
- *Diversidade espacial*: quando os sinais de informação são transmitidos ou recebidos por antenas espaçadas por uma distância maior que a distância de coerência, garante-se que os sinais recebidos tenham desvanecimentos independentes. A distância de coerência é a distância espacial sobre a qual o canal com desvanecimento permanece estático. O valor clássico da distância de coerência em um canal Rayleigh omnidirecional é dado por  $D_c \approx 9\lambda/16\pi$ , onde  $\lambda$  é o comprimento de onda.

---

<sup>11</sup> O espalhamento rms é uma medida de quão rápido o transmissor pode enviar outro pulso de forma que este não sofra interferência dos atrasos provenientes de emissões anteriores.

Em um sistema MIMO com  $T$  antenas transmissoras e  $R$  receptoras, ilustradas na Figura 4.1, consegue-se um número de  $TxR$  conexões entre o transmissor e o receptor. Se todas as conexões forem independentes entre si, a ordem de diversidade será de  $TxR$ .

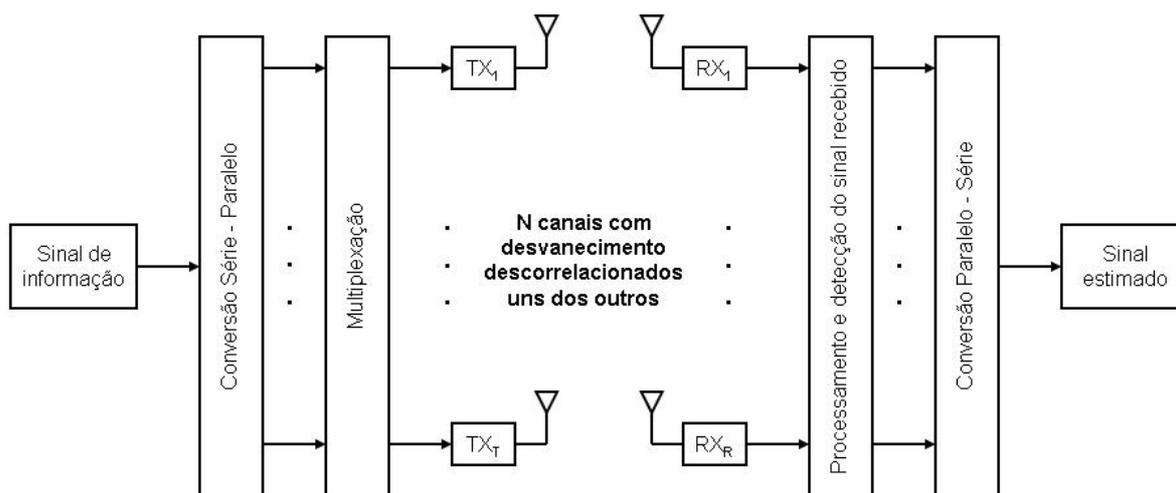


Figura 4.1: Diagrama de blocos de um sistema MIMO.

### 4.3 Ganho de multiplexagem

Enquanto o ganho de diversidade espacial pode ser obtido quando múltiplas antenas estão presentes no transmissor ou no receptor, a multiplexagem espacial exige a presença de múltiplas antenas nos dois lados do link.

A Figura 4.2 mostra o princípio básico do ganho de multiplexagem. A seqüência de símbolos a serem transmitidos é dividida em várias seqüências paralelas para serem transmitidas simultaneamente, e com a mesma banda de freqüência, pelas  $T$  antenas transmissoras. Devido à propagação através de múltiplos percursos, cada um dos  $TxR$  canais induz uma característica diferente ao sinal que será recebido pelas  $R$  antenas. Isso é usado pelo receptor para separar cada sinal transmitido.

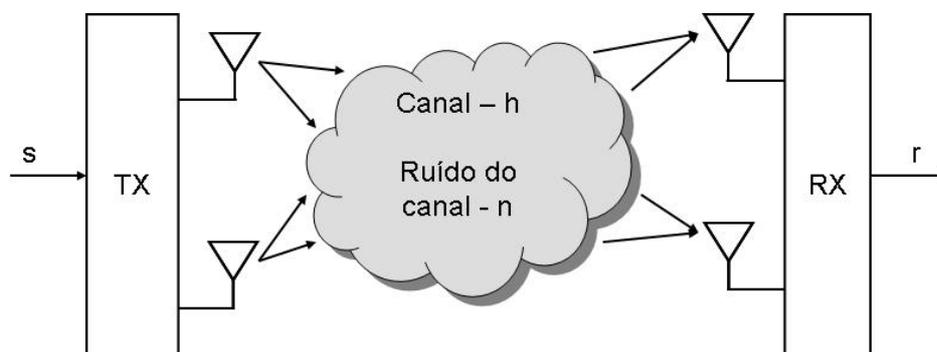


Figura 4.2: Princípio do ganho de multiplexagem.

#### 4.4 Modelo de um canal MIMO

O canal MIMO sofre dos mesmos problemas que qualquer outro canal sem fio, tais como: desvanecimento, multipercurso e espalhamento devido a atrasos.

Para formular o modelo do canal MIMO, algumas considerações devem ser realizadas:

- O sistema contém  $T$  antenas transmissoras e  $R$  antenas receptoras, onde cada canal presente entre as antenas transmissoras e receptoras é decorrelacionado dos demais;
- Considera-se que os canais sejam planos e sem variações dentro do período de símbolo;
- Assume-se que o canal é conhecido no receptor, para isso, uma seqüência de dados de treinamento pode ser enviada para estimar o canal.

Assim, a relação de entrada-saída do sistema MIMO com  $T$  antenas transmissoras e  $R$  antenas receptoras pode ser escrita como:

$$r = hs + n \quad (4.1)$$

onde:

- $r$ :  $r = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{R-1}]^T$ , é o vetor com o sinal recebido.  $R$  é a quantidade de antenas receptoras.

- $s$ :  $s = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_T]^T$ , é o vetor com o sinal transmitido.  $T$  é a quantidade de antenas transmissoras.  $[\cdot]^T$  significa transposição.
- $n$ : é o ruído gaussiano branco.
- $h$ : representa a matriz do canal MIMO, que é dada por:

$$h = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{R1} & h_{R2} & \dots & h_{RT} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

O canal segue a distribuição Rayleigh, usada para caracterizar um canal sem linha de visada.

#### 4.5 Técnica de Alamouti [1]

No final da década de 90, Siavash M. Alamouti [1] propôs um sistema simples onde, com apenas duas antenas transmissoras e  $R$  antenas receptoras, é possível conseguir um ganho de diversidade  $2R$ . Este sistema com duas antenas transmissoras e uma receptora oferece o mesmo ganho de diversidade que o tradicional sistema com uma antena transmissora e duas receptoras, usando a combinação de máxima razão no receptor (MRRC).

Através desta técnica, Alamouti conseguiu melhorar o desempenho dos sistemas de comunicação quanto à taxa de erro, à taxa de transmissão e a capacidade de um sistema sem fio. Como esta técnica é menos sensível ao desvanecimento, pode-se usar modulações com um maior número de símbolos, para aumentar a taxa de transmissão de dados.

Este sistema, visualizado na Figura 4.3, irá transmitir no instante  $t$  o símbolo  $s_0$  na *antena 0* e o símbolo  $s_1$  na *antena 1*. No próximo período de símbolo,  $t+T$  é enviado o símbolo  $-s_1^*$  pela *antena 0* e  $s_0^*$  pela *antena 1*. As antenas 0 e 1 são descorrelacionadas entre si. Desta forma, o sinal recebido na antena receptora será a combinação dos dois sinais enviados pelas antenas transmissoras nos dois instantes de tempo. A Tabela 4.1 mostra a seqüência dos símbolos transmitidos,

considerando a codificação espacio-temporal, mas esta também pode ser facilmente realizada considerando a codificação espacio-freqüencial (SF).

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

Tabela 4.1: Seqüência de símbolos transmitidos. [1]

O canal entre a antena transmissora 0 e a antena receptora é  $h_0$ , e é considerado que este não varia entre os instantes  $t$  e  $t+T$ , onde  $T$  é período de símbolo. Da mesma forma é considerado para o canal  $h_1$ , entre a antena transmissora 1 e a antena receptora, como mostra a equação abaixo:

$$\begin{aligned} h_0(t) = h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (4.3)$$

onde:

$$\begin{aligned} \alpha_0^2 &= h_0^* h_0 \\ \alpha_1^2 &= h_1^* h_1 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Assim, o sinal recebido pode ser expresso da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} r_0 = r(t) &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 = r(t+T) &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (4.5)$$

onde,  $r_0$  e  $r_1$  são os sinais recebidos nos instantes de tempo  $t$  e  $t+T$ , e  $n_0$  e  $n_1$  representam o ruído e a interferência.

A combinação dos sinais recebidos nos instantes  $t$  e  $t+T$ , mostrado na Figura 4.3, estima os dois sinais transmitidos com a máxima probabilidade de detecção, seguindo as equações abaixo:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^*\end{aligned}\quad (4.6)$$

Substituindo as Equações 4.3 e 4.5 na 4.6, resulta nos sinais estimados e combinados no receptor:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 + h_0 n_1^* + h_1^* n_0\end{aligned}\quad (4.7)$$

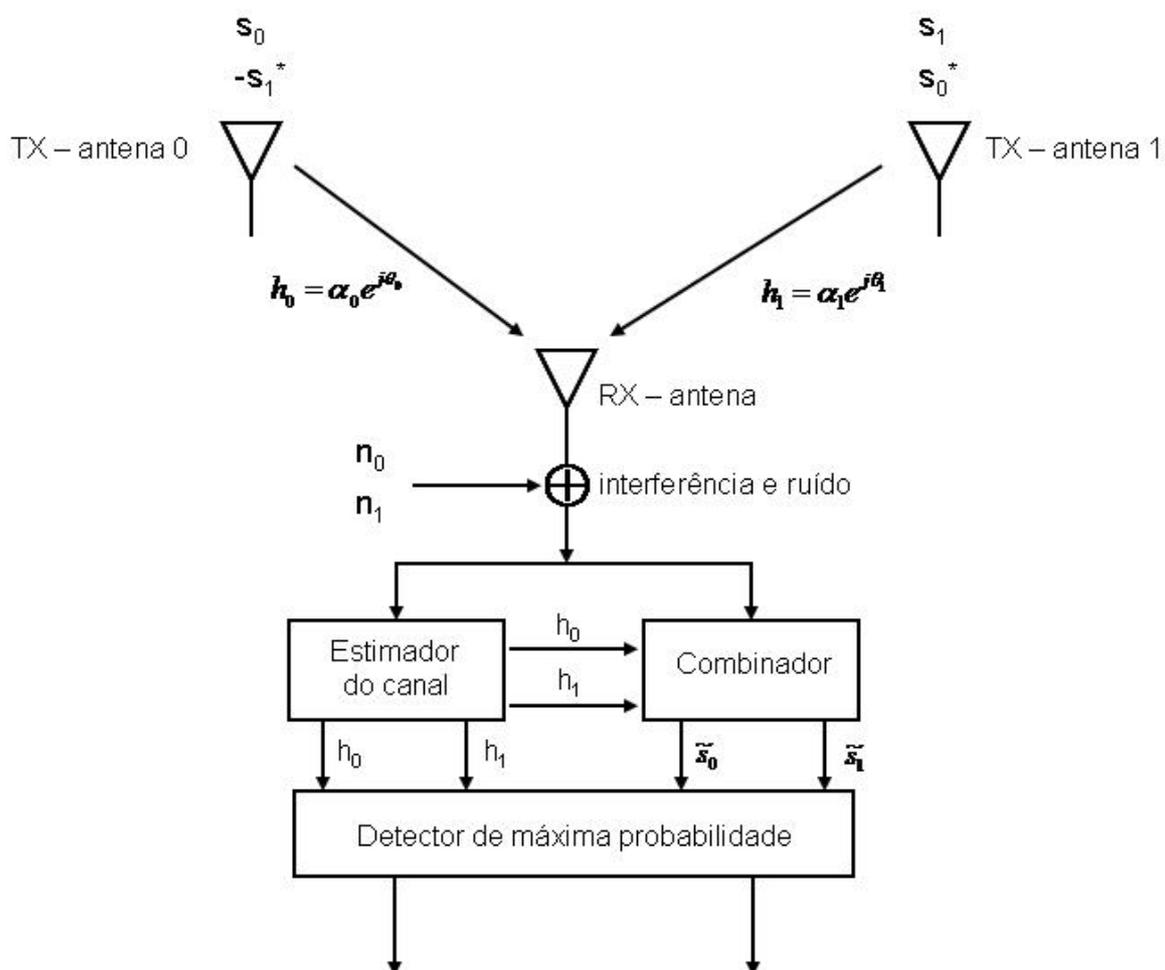


Figura 4.3: Sistema proposto por Alamouti. [1]

A técnica proposta por Alamouti torna-se economicamente mais viável para um sistema de comunicação celular que deseja obter um ganho de diversidade 2, pois é mais barato ter duas antenas nas ERBs do que nos terminais móveis, pelo fato destes serem produzidos em larga escala, ao contrário das ERBs.

#### 4.6 Transmissão espácio-freqüencial [18]

O esquema de transmissão espácio-freqüencial (SF) do símbolo OFDM (SF-OFDM) através de duas antenas transmissoras foi proposto pela primeira vez por Alamouti [18]. O diagrama de blocos deste esquema de transmissão é mostrado na Figura 4.4.

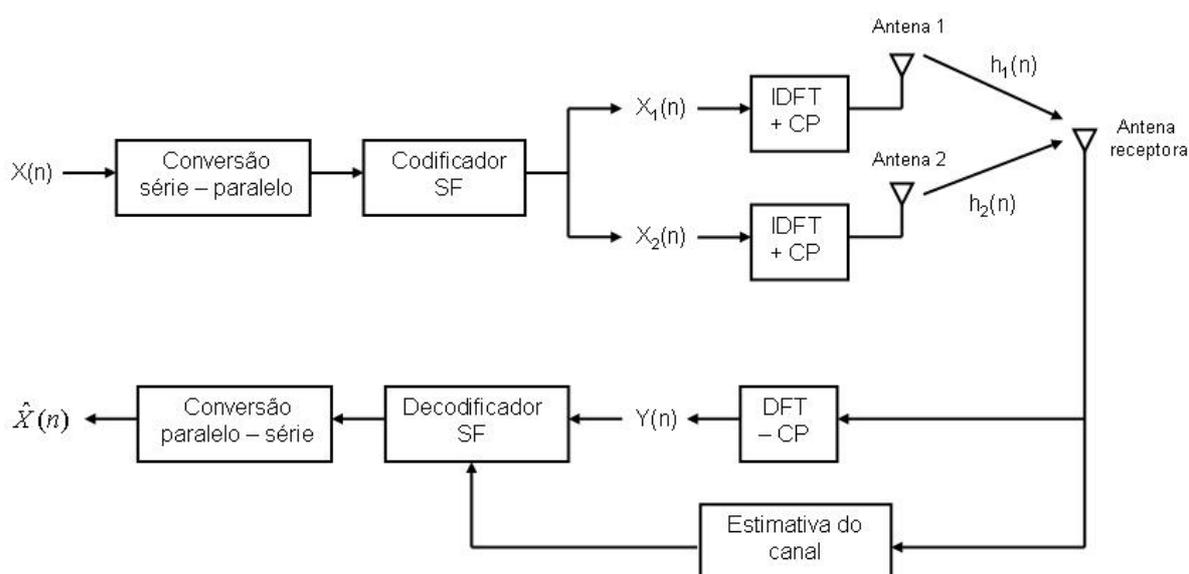


Figura 4.4: Diagrama de blocos do esquema SF-OFDM [18].

O vetor de informação  $X(n)$  é codificado em dois vetores  $X_1(n)$  e  $X_2(n)$  através do bloco codificador SF, segundo a equação abaixo:

$$\begin{aligned} X_1(n) &= [X_0(n) \quad -X_1^*(n) \quad \cdots \quad X_{N-2}(n) \quad -X_{N-1}^*(n)]^T \\ X_2(n) &= [X_1(n) \quad X_0^*(n) \quad \cdots \quad X_{N-1}(n) \quad X_{N-2}^*(n)]^T \end{aligned} \quad (4.8)$$

onde,  $N$  é a ordem do símbolo OFDM.

Durante um período de símbolo,  $X_1(n)$  é transmitido pela antena 1 e  $X_2(n)$  pela antena 2, simultaneamente.

As operações do codificador e decodificados SF são melhores descritas em termos dos componentes pares e ímpares do vetor de informação  $X(n)$ , formando então, dois vetores com ordem  $N/2$ ,  $X_e(n)$  e  $X_o(n)$ , respectivamente.

$$\begin{aligned} X_e(n) &= [X_0(n) \quad X_2(n) \quad \cdots \quad X_{N-4}(n) \quad X_{N-2}(n)]^T \\ X_o(n) &= [X_1(n) \quad X_3(n) \quad \cdots \quad X_{N-3}(n) \quad X_{N-1}(n)]^T \end{aligned} \quad (4.9)$$

De maneira análoga, os vetores  $X_{1,e}(n)$ ,  $X_{1,o}(n)$ ,  $X_{2,e}(n)$  e  $X_{2,o}(n)$ , correspondem as componentes pares e ímpares dos vetores  $X_1(n)$  e  $X_2(n)$ , respectivamente. Desta forma, a Equação (4.8) pode ser expressa em termos das componentes pares e ímpares:

$$\begin{aligned} X_{1,e}(n) &= X_e(n) \quad , \quad X_{1,o}(n) = -X_o^*(n) \\ X_{2,e}(n) &= X_o(n) \quad , \quad X_{2,o}(n) = X_e^*(n) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Considere que  $\Lambda_1(n)$  e  $\Lambda_2(n)$  são matrizes diagonais nas quais os elementos correspondem a DFT da resposta ao impulso dos respectivos canais,  $h_1(n)$  e  $h_2(n)$ . Logo, o sinal demodulado no receptor é dado por:

$$Y(n) = \Lambda_1(n)X_1(n) + \Lambda_2(n)X_2(n) + Z(n) \quad (4.11)$$

onde  $Z(n)$  representa o ruído. De maneira equivalente, o sinal recebido pode ser representado através das componentes pares e ímpares:

$$\begin{aligned} Y_e(n) &= \Lambda_{1,e}(n)X_{1,e}(n) + \Lambda_{2,e}(n)X_{2,e}(n) + Z_e(n) \\ Y_o(n) &= \Lambda_{1,o}(n)X_{1,o}(n) + \Lambda_{2,o}(n)X_{2,o}(n) + Z_o(n) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Assumindo que as respostas dos canais são conhecidas no receptor e os ganhos entre as subportadoras adjacentes são constantes, o bloco decodificador SF estima o sinal transmitido  $\hat{X}(n)$ , descrito abaixo através das componentes pares e ímpares [27]:

$$\begin{aligned}\hat{X}_e(n) &= \Gamma^{-1}[\Lambda_{1,e}^*(n)Y_e(n) + \Lambda_{2,o}(n)Y_o^*(n)] \\ \hat{X}_o(n) &= \Gamma^{-1}[\Lambda_{2,e}^*(n)Y_e(n) - \Lambda_{1,o}(n)Y_o^*(n)]\end{aligned}\quad (4.13)$$

onde,  $\Gamma = |\Lambda_{1,e}|^2 + |\Lambda_{2,e}|^2 \approx |\Lambda_{1,o}|^2 + |\Lambda_{2,o}|^2$ .

#### 4.7 Esquema de transmissão STF-OFDM

O esquema de transmissão espaço-temporal-freqüencial OFDM (STF-OFDM – *space-time-frequency OFDM*) apresentado em [27] é um método simples para melhorar o desempenho do sistema espácio-freqüencial OFDM (SF-OFDM – *space-frequency OFDM*), aplicando a transformada de Walsh-Hadamard no domínio do tempo. Este método é realizado em dois estágios, mostrados na Figura 4.5: o primeiro estágio aplica-se a WHT no domínio do tempo, e o segundo codifica as componentes espácio-freqüencial (SF).

A Figura 4.5 ilustra a matriz de informação que será transmitida. Esta matriz possui ordem  $N$  por  $M$ , onde  $N$  é o tamanho de cada vetor de informação a ser transmitido, e  $M$  indica a quantidade de vetores de informação da matriz (i.e., a ordem temporal).

Neste caso o sistema irá armazenar  $M$  vetores de informação antes de realizar a WHT e formar o símbolo OFDM, compondo desta maneira, uma matriz de informação. Então é realizada a WHT, porém no domínio do tempo, ou seja, os sinais serão espalhados não mais no próprio vetor de informação, mas entre vetores de informação. Logo após é formado o símbolo OFDM e transmitido símbolo a símbolo.

A WHT é realizada com uma matriz de Hadamard de ordem  $M$ , ou seja, a ordem da matriz de Hadamard está definida no domínio do tempo, e a quantidade de vetores de informação deve ser potência de 2. Por isso, diz-se que a WHT é realizada no domínio do tempo.

Uma vez realizada a WHT na matriz de informação, a codificação de bloco espácio-temporal (STBC – *space time block coded*) é realizada a cada coluna, que define o vetor de informação no domínio da freqüência. Então é formado o símbolo OFDM, que é transmitido usando a técnica de Alamouti.

Como apresentado em [27], o esquema de transmissão STF-OFDM proposto apresenta uma sensível melhora ao sistema SF-OFDM<sup>12</sup>, apenas com o uso de alguns artifícios computacionais.

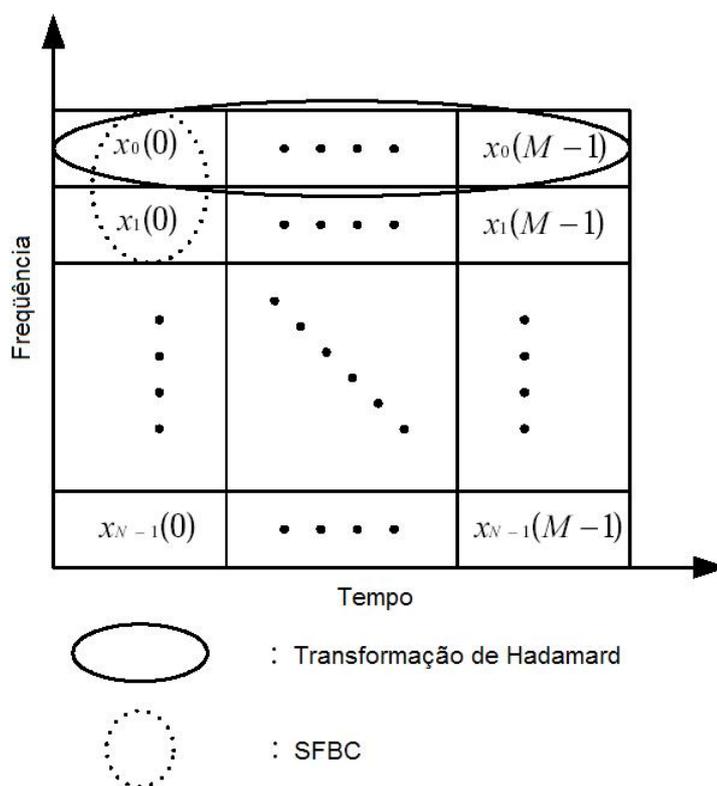


Figura 4.5: Esquema de codificação STF-OFDM proposto em [27].

Ressalta-se, entretanto, que um problema deste tipo de sistema é a necessidade de memória para guardar a informação transmitida, para só depois fazer a decisão. Em função desta necessidade de memória, este esquema tem seu uso restrito em sistemas de tempo real, devido à necessidade de se aguardar todos os vetores de informação chegarem ao receptor para poder detectar a matriz transmitida. Isso se deve ao fato da WHT ter sido realizada na matriz transmitida, e esta, por sua vez, deve ser montada no receptor para realizar a anti-transformada.

<sup>12</sup> O canal estudado em [27] é o modelo COST-207.

#### 4.8 Conclusão do capítulo

O uso de múltiplas antenas nos sistemas de comunicação oferece uma maior robustez ao sistema, além de ganhos significativos de eficiência espectral. Isso ocorre devido ao ganho de diversidade, onde o mesmo sinal é transmitido e/ou recebido por múltiplas antenas, percorrendo caminhos diferentes, portanto, estando sujeito a diferentes formas de desvanecimentos. Assim, um dos percursos pode danificar o sinal, ou parte dele, mas o outro não. Consequentemente, a combinação dos sinais no receptor tende a diminuir a probabilidade de erro.

A técnica de Alamouti usa duas antenas transmissoras e  $R$  antenas receptoras, sendo a configuração mais simples composta por uma antena receptora, que foi usada nas simulações apresentadas no próximo capítulo. O fato de usar duas antenas para transmitir o sinal de informação permite diminuir a potência irradiada, podendo levar a um custo semelhante ao de um sistema SISO. No caso de sistemas celulares, o uso de duas antenas na ERB é mais interessante do que duas no terminal de assinante, para conseguir um ganho de diversidade, devido ao custo de escala. Isto tem destacado a técnica de Alamouti em relação à MRRC.

O próximo capítulo apresenta os resultados das simulações realizadas a fim de se comparar o desempenho dos seguintes sistemas de transmissão:

- a) OFDM tradicional;
  - b) WHT-OFDM;
- (que apresentam diversidade apenas de frequência)
- c) SF-OFDM;
  - d) SF-WHT-OFDM;
- (que apresentam diversidade de espaço e frequência)
- e) STF-WHT-OFDM
- (que apresenta diversidade de espaço, tempo e frequência)

## CAPÍTULO 5

### 5. Resultados

#### 5.1 Introdução

Esta dissertação envolve a aplicação da transformada de Walsh-Hadamard (WHT) em sistemas que utilizam a técnica OFDM. Conforme explicado nos capítulos anteriores, espera-se que o sistema OFDM com a introdução da WHT apresente melhor robustez ao custo de um pequeno aumento na complexidade computacional.

Para verificar o ganho que a WHT pode agregar a um sistema OFDM foram levantadas e comparadas várias curvas de BER (taxa de erro de bit – *bit error rate*) dos seguintes sistemas:

- OFDM;
- WHT-OFDM;
- SF-OFDM;
- SF-WHT-OFDM;
- STF-WHT-OFDM;

#### 5.2 Modelo do canal

Uma importante exigência para avaliar a introdução de novas tecnologias em sistemas de comunicação sem fio é ter um modelo, o mais fiel possível, do canal sem fio. Para modelar um canal, deve-se levar em consideração que ele é extremamente dependente da arquitetura do sistema de comunicação, além das demais características listadas abaixo [14]:

- Perda devido ao percurso (PL – *path loss*) – incluindo sombreamento;
- Espalhamento de atraso devido ao multipercurso;
- Características de desvanecimento;
- Espalhamento Doppler;
- Interferências intersimbólica e entre portadoras.

É importante ressaltar que os parâmetros citados acima são aleatórios e apenas uma caracterização estatística é possível. Tipicamente, apenas a média e a variância dos parâmetros são especificados.

O modelo de propagação depende ainda do tipo de terreno, da densidade demográfica, da altura da antena, da velocidade do vento e da estação do ano.

Os modelos de canais utilizados para realizar as simulações apresentadas neste capítulo têm como base os modelos SUI (*Stanford University Interim*), utilizados no sistema de comunicação de rede sem fio, IEEE 802.16d [14]. Porém, o espalhamento Doppler é aquele do modelo de Jakes [30], como será explicado na próxima seção.

O modelo SUI classifica três categorias de terrenos encontrados nos Estados Unidos da América (EUA), embora outras subcategorias e tipos de terrenos sejam encontrados ao redor do mundo.

A categoria que oferece maior perda devido ao percurso (PL) é classificada como A, e caracteriza um terreno montanhoso. O terreno plano, que possui a menor PL, é classificado pela categoria C. A condição de PL intermediária corresponde à categoria B.

Para o modelo SUI é especificado uma PL média (em dB), que para uma dada distância  $d_0$  da antena transmissora é dada por [14]:

$$PL = A + 10\gamma \log_{10}(d/d_0) + s \quad \text{para } d > d_0, \quad (5.1)$$

onde:

- $A = 20 \log_{10}(4\pi d_0/\lambda)$ ;
- $\lambda$  é o comprimento de onda, dado em metro;
- $\gamma$  é o expoente da PL e dado por  $\gamma = (a - bh_b + c/h_b)$ ;
- $h_b$  é a altura da estação rádio-base, variando entre 10 e 80m;
- $d_0 = 100\text{m}$ ;
- $s$  representa o efeito do sombreamento que segue a distribuição *lognormal*, sendo que os valores típicos utilizados para  $s$  estão entre 8,2 e 10,6dB, dependendo da categoria do terreno;

- $a$ ,  $b$  e  $c$ , são constantes dependentes da categoria do terreno, seguindo a tabela abaixo:

<b>Parâmetro do modelo</b>	<b>Categoria de terreno A (montanhoso)</b>	<b>Categoria de terreno B (intermediário)</b>	<b>Categoria de terreno C (plano)</b>
<b><math>a</math></b>	4,6	4	3,6
<b><math>b</math></b>	0,0075	0,0065	0,005
<b><math>c</math></b>	12,6	17,1	20

Tabela 5.1 - Definição das constantes do expoente da PL. [14]

O modelo de canais SUI classificou seis canais típicos de acordo com os três tipos de terrenos encontrados nos EUA, onde a associação do modelo à categoria do terreno é feita na Tabela 5.2.

<b>Categoria do terreno</b>	<b>Canal SUI</b>	<b>Tipo</b>
A	SUI-5, SUI-6	montanhoso
B	SUI-3, SUI-4	intermediário
C	SUI-1, SUI-2	plano

Tabela 5.2 - Associação da categoria do terreno ao modelo SUI. [14]

Estes canais são modelados com linha de visada (LOS) e sem linha de visada (NLOS). Esta dissertação utiliza apenas os modelos de canais NLOS: SUI-4, SUI-5 e SUI-6. Os parâmetros do perfil de atraso de potência de cada um dos modelos utilizados nas simulações são apresentados nas tabelas a seguir:

<b>SUI-4</b>				
	<b>Tap 1</b>	<b>Tap 2</b>	<b>Tap 3</b>	<b>Unidade</b>
<b>Atraso</b>	0	2	4	$\mu\text{s}$
<b>Ganho</b>	0	-4	-8	dB
<b>Doppler</b>	0,2	0,15	0,25	Hz

Tabela 5.3 - Parâmetros do modelo de canal SUI-4 [14].

<b>SUI-5</b>				
	<b>Tap 1</b>	<b>Tap 2</b>	<b>Tap 3</b>	<b>Unidade</b>
<b>Atraso</b>	0	5	10	$\mu\text{s}$
<b>Ganho</b>	0	-5	-10	dB
<b>Doppler</b>	2	1,5	2,5	Hz

Tabela 5.4 - Parâmetros do modelo de canal SUI-5 [14].

<b>SUI-6</b>				
	<b>Tap 1</b>	<b>Tap 2</b>	<b>Tap 3</b>	<b>Unidade</b>
<b>Atraso</b>	0	14	20	$\mu\text{s}$
<b>Ganho</b>	0	-10	-14	dB
<b>Doppler</b>	0,4	0,3	0,5	Hz

Tabela 5.5 - Parâmetros do modelo de canal SUI-6 [14].

### 5.3 Canal Rayleigh

Os canais SUI's são simulados de maneira que cada recurso possui um desvanecimento do tipo Rayleigh com uma correspondente frequência Doppler máxima.

O canal com desvanecimento Rayleigh é um modelo razoável para um ambiente com vários objetos que espalham o sinal antes de chegar ao receptor. O teorema do limite central assegura que, se existir um número suficiente de percursos descorrelacionados do sinal, a resposta ao impulso do canal pode ser modelada

através de um processo Gaussiano. Caso não exista uma componente dominante (linha de visada) nos diferentes percursos, então o processo terá média nula e a fase uniformemente distribuída entre 0 e  $2\pi$ . Neste caso o envelope da resposta ao impulso do canal terá uma distribuição Rayleigh, caracterizada pela função densidade de probabilidade (pdf) dada por:

$$P_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp(-r^2/2\sigma^2) \quad r \geq 0, \quad (5.2)$$

onde,  $\sigma$  é a variância do processo gaussiano.

Faz-se necessário esclarecer que o modelo de canal utilizado nesta dissertação não é, efetivamente, o modelo SUI discutido anteriormente. Isto ocorreu porque modelo de canal Rayleigh baseado no apresentado por Jakes [30]. Porém, como os valores da máxima frequência Doppler dos modelos de canais SUI-4, 5 e 6 são baixos, considerou-se que esta mudança não afeta significativamente os resultados obtidos. Portanto, deve ficar claro que os perfis de atraso de potência simulados foram efetivamente aqueles dos modelos SUI, porém o espectro Doppler segue aquele do modelo de Jakes para um valor fixado da máxima frequência Doppler.

Ainda, a título de esclarecimento, mostra-se abaixo as expressões e os gráficos (Figura 5.1) correspondentes à densidade espectral de potência do modelo SUI [14] (Equação 5.3) e do modelo de Jakes [30] (Equação 5.4).

$$S(f) = \begin{cases} 1 - 1,72f_0^2 + 0,785f_0^4 & |f_0| \leq 1 \\ 0 & |f_0| > 1 \end{cases} \quad (5.3)$$

$$S(f) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{f_m^2 - f^2}} \quad (5.4)$$

onde:

- $f_0 = f/f_m$  ;
- $f_m$  é a máxima frequência Doppler;

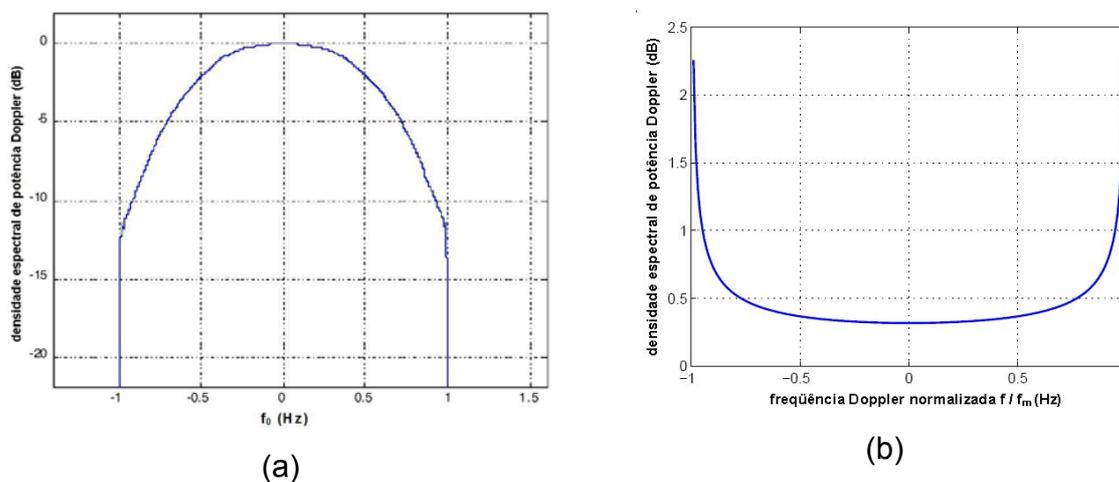


Figura 5.1: (a) Espectro Doppler do modelo de canal SUI; (b) espectro Doppler do modelo de Jakes.

#### 5.4 Algoritmo de simulação

Nesta seção será apresentado um diagrama descritivo do algoritmo realizado, que se baseou nos conceitos apresentados nos capítulos anteriores. Este algoritmo envolve os sistemas OFDM, WHT\_OFDM, SF-OFDM e SF-WHT-OFDM, com algumas alterações e particularidades para cada diferente sistema. Sua realização foi baseada a partir de [22] com as adaptações necessárias para o desenvolvimento deste trabalho. A Figura 5.2 apresenta um diagrama de blocos do algoritmo, envolvendo os quatro primeiros sistemas apresentados na primeira seção deste capítulo, sendo dividido em duas partes: uma que envolve a técnica de Alamouti e a outra não.

Com o uso da técnica de Alamouti configurada na forma MISO (duas antenas transmissoras e uma antena receptora) foi possível ter um ganho de diversidade espacial de 2, melhorando o desempenho do sistema. O esquema de Alamouti realizado é aquele baseado em [18].

A cada iteração é gerada uma seqüência de informação aleatória para ser transmitida, que é mapeada na constelação 4-QAM. No caso dos sistemas WHT-OFDM e SF-WHT-OFDM, após o mapeamento é realizada a WHT, sendo que a

matriz de Hadamard tem a ordem do tamanho do vetor de informação e é realizada no domínio da frequência. Nos sistemas que envolvem a técnica de Alamouti, é realizada a codificação espaço-freqüencial [18] antes da multiplexagem OFDM. Por fim, o sinal é enviado. E as operações inversas são realizadas no receptor, conforme explicado nos capítulos anteriores.

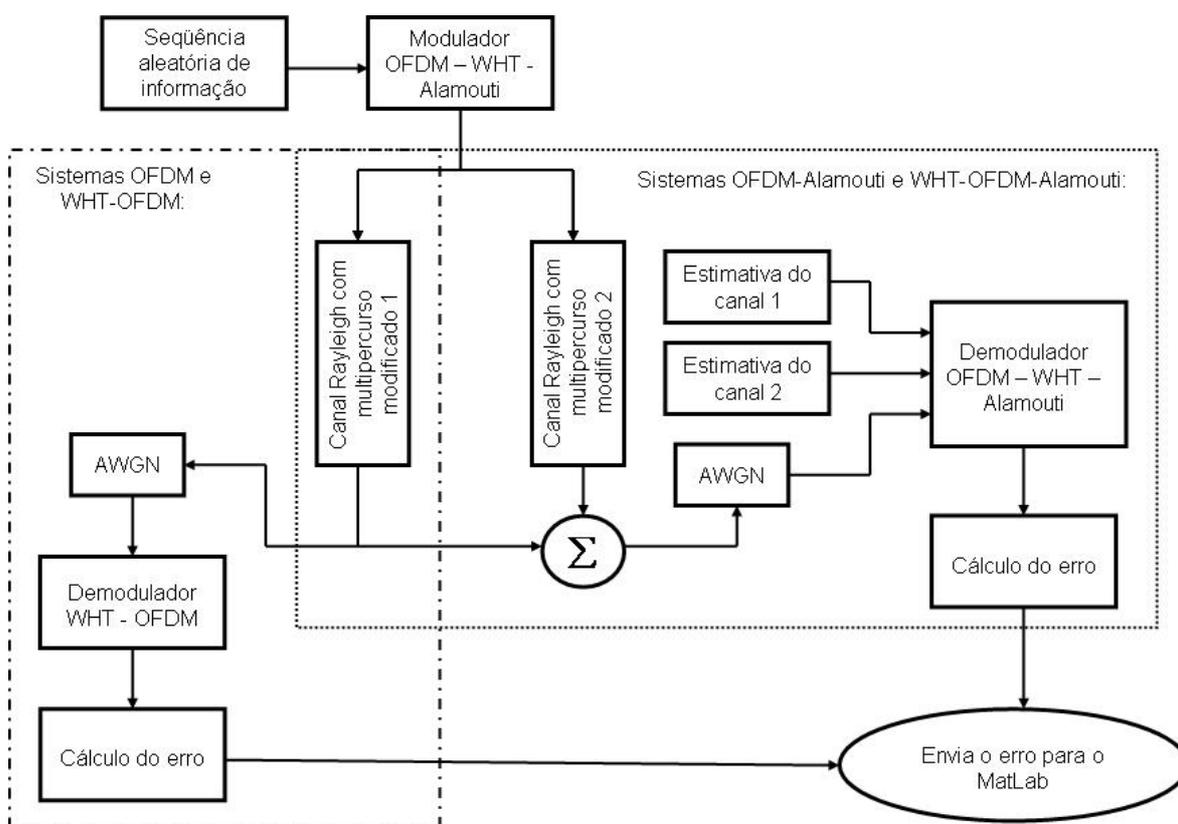


Figura 5.2: Algoritmo de simulação para os sistemas OFDM convencional, WHT-OFDM, SF-OFDM e SF-WHT-OFDM.

A técnica STF-WHT-OFDM [27], introduzida no Capítulo 4, foi realizada como forma de melhorar o desempenho da BER dos sistemas SF-OFDM introduzindo a diversidade temporal. De acordo com esta técnica forma-se inicialmente uma matriz de sinal de ordem  $N \times M$ , sendo que  $N$  corresponde à ordem do símbolo OFDM e  $M$  à ordem temporal, conforme mostra a Figura 4.5. Antes de transmitir símbolo a

símbolo, esta matriz é transformada via WHT formando uma nova matriz de mesma ordem, mas com o sinal espalhado como mostra o exemplo da Figura 3.4. O processo inverso é realizado no receptor seguindo a ordem inversa do transmissor. É importante ressaltar que todos os símbolos da matriz devem ter sido transmitidos para realizar no receptor a IWHT temporal com a matriz de símbolos recebidos. Este processo é mostrado na Figura 5.3.

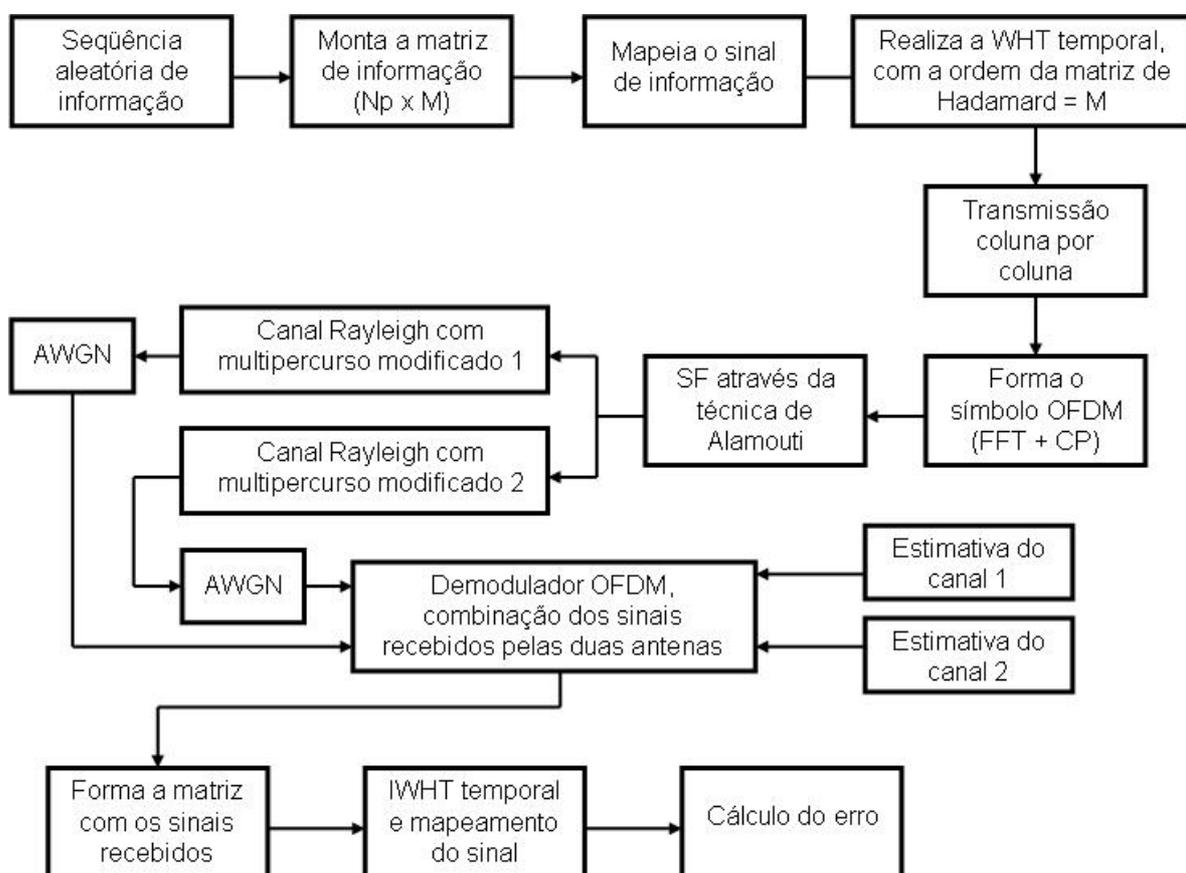


Figura 5.3: Algoritmo usado para os sistemas que envolvem o esquema STF.

## 5.5 Parâmetros e definições para a simulação

Para realizar as simulações tiveram que ser definidos alguns parâmetros como forma de especificar um sistema de comunicação hipotético. Assim, os parâmetros abaixo definem o sistema OFDM utilizado:

- Número de subportadoras ( $N_p$ ): 512
- Tamanho do prefixo cíclico: 32
- Tipo de mapeamento: 4-QAM
- Período de amostragem:  $0,2 \mu\text{s}$

Uma exigência da técnica de Alamouti é o conhecimento do canal. Portanto os resultados das simulações foram obtidos assumindo que uma estimação perfeita do canal é disponível no receptor.

## **5.6 Resultados das simulações**

As simulações foram realizadas visando comparar o desempenho da taxa de erro de bit (BER) entre cada um dos sistemas estudados neste trabalho, e a analisar o comportamento destes sistemas nos diferentes tipos de canais.

As próximas figuras (Figuras 5.4 a 5.6) apresentam os gráficos com o resultado obtido nas simulações. Cada um destes gráficos mostra o resultado do desempenho dos sistemas nas três configurações de canais selecionadas para este trabalho.

Para uma melhor comparação do desempenho de cada um dos sistemas simulados nos canais selecionados, o conteúdo nos gráficos das Figuras 5.4 a 5.6 foi reordenado de forma a construir novos gráficos separados por tipo de sistema. Estes novos gráficos são apresentados nas Figuras 5.7 até 5.10.

Por fim, são apresentados os gráficos do sistema STF-WHT-OFDM nas Figuras 5.11 a 5.13, para cada um dos canais selecionados.

A discussão dos resultados mostrados nestes gráficos será apresentada na próxima seção.

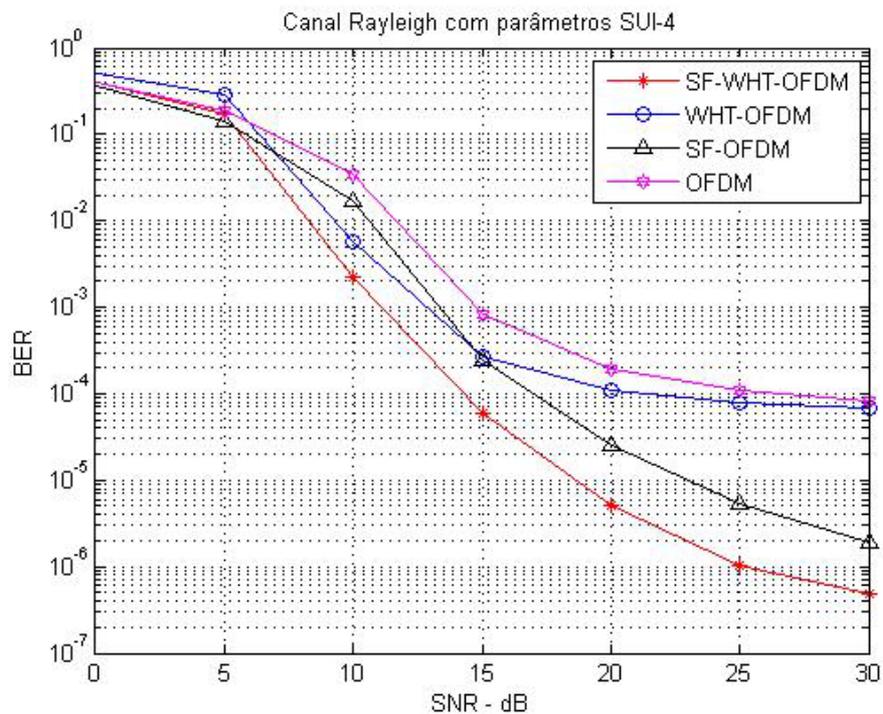


Figura 5.4: Canal Rayleigh SUI-4.

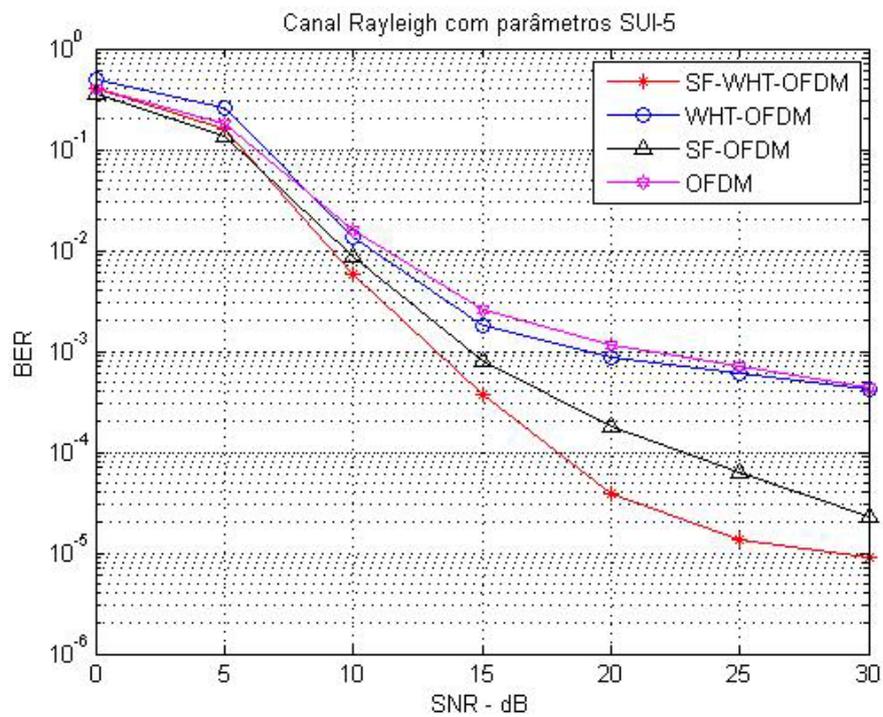


Figura 5.5: Canal Rayleigh SUI-5.

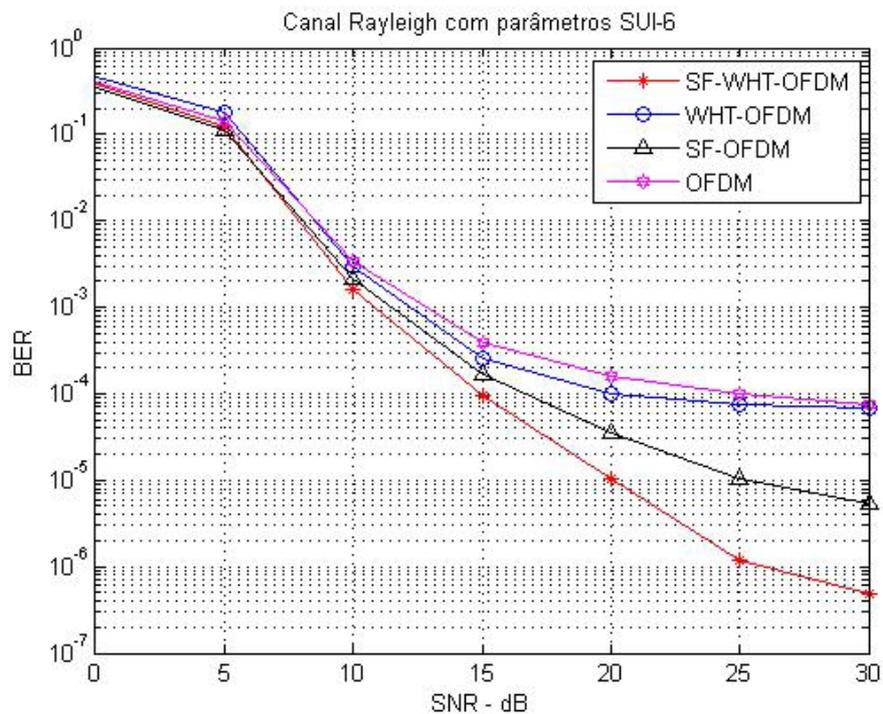


Figura 5.6: Canal Rayleigh SUI-6.

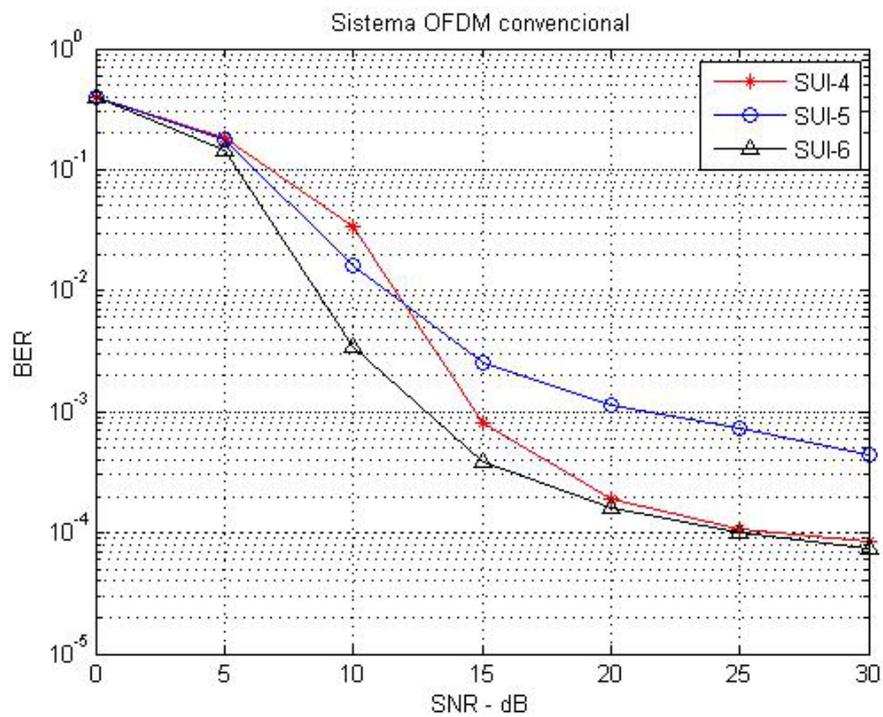


Figura 5.7: Sistema OFDM.

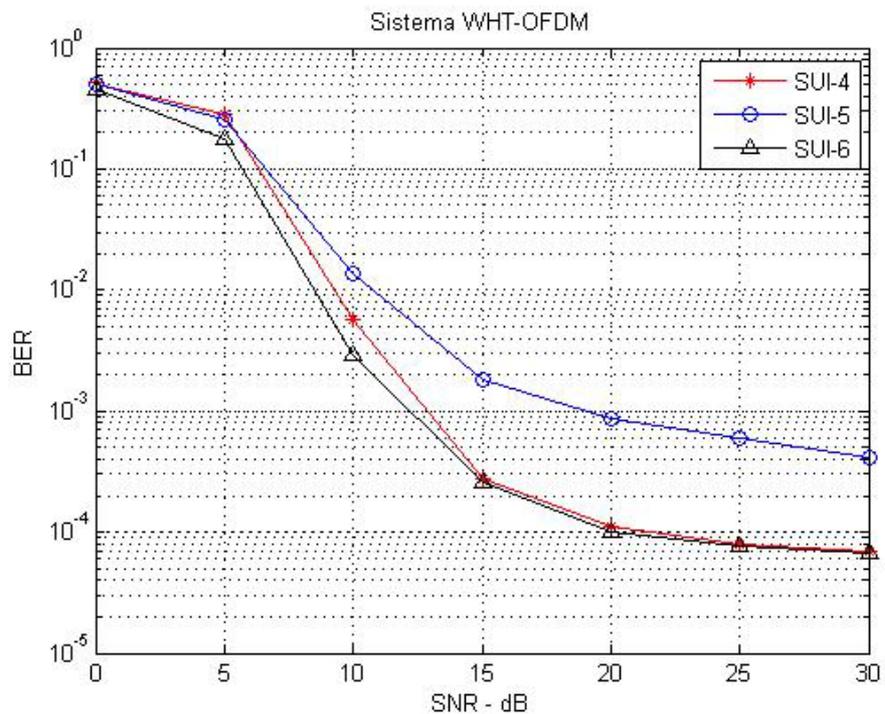


Figura 5.8: Sistema WHT-OFDM.

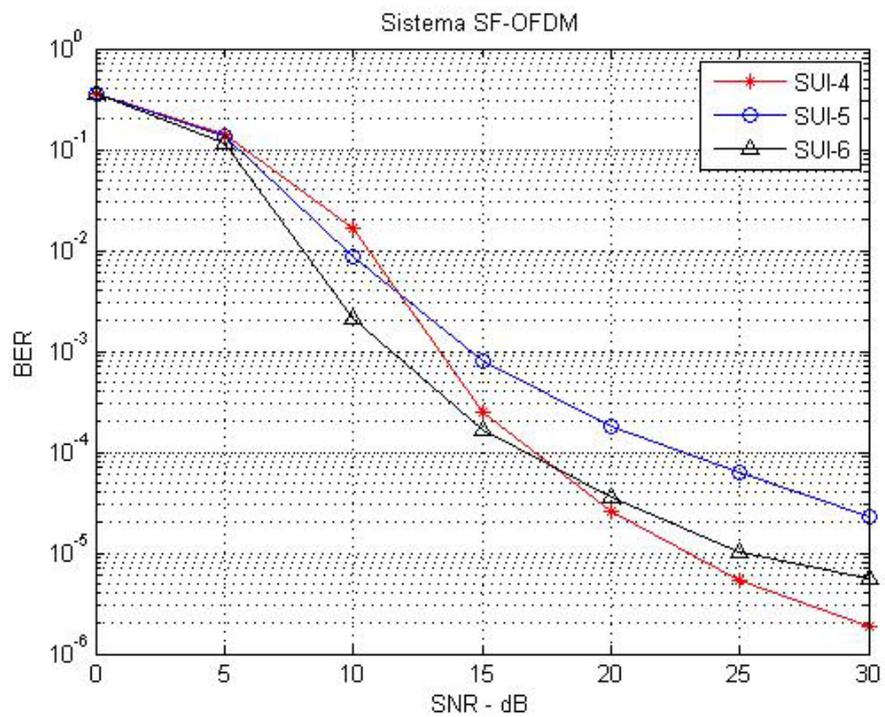


Figura 5.9: Sistema SF-OFDM.

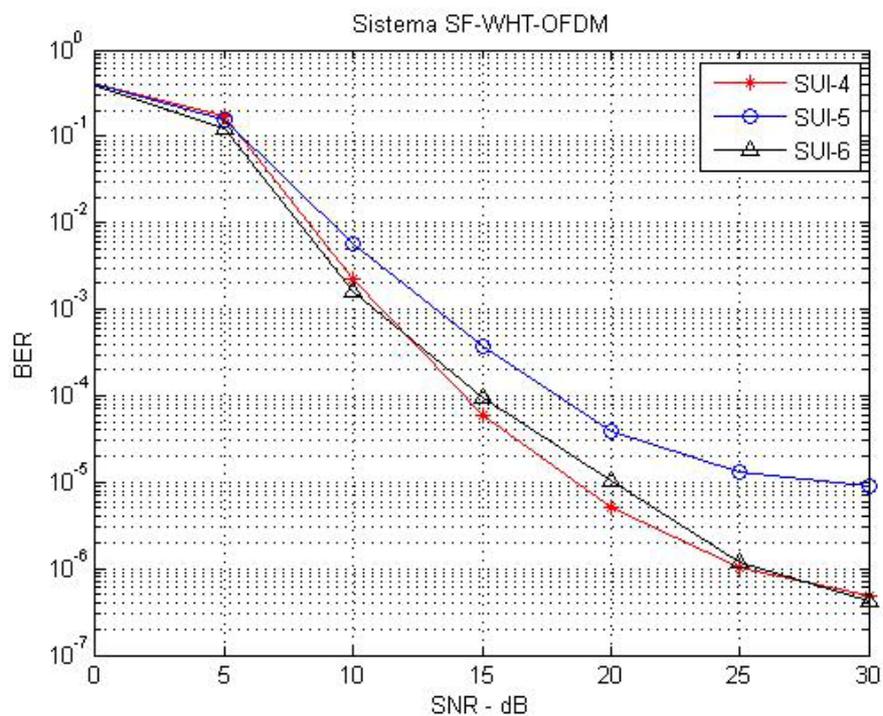


Figura 5.10: Sistema SF-WHT-OFDM.

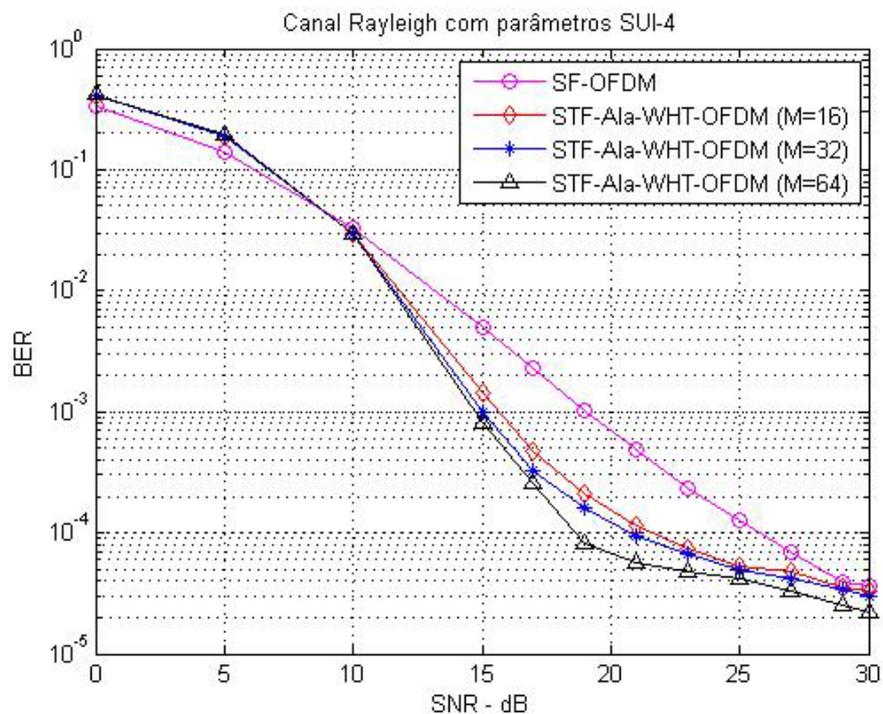


Figura 5.11: Canal Rayleigh SUI-4 para os sistemas com STF.

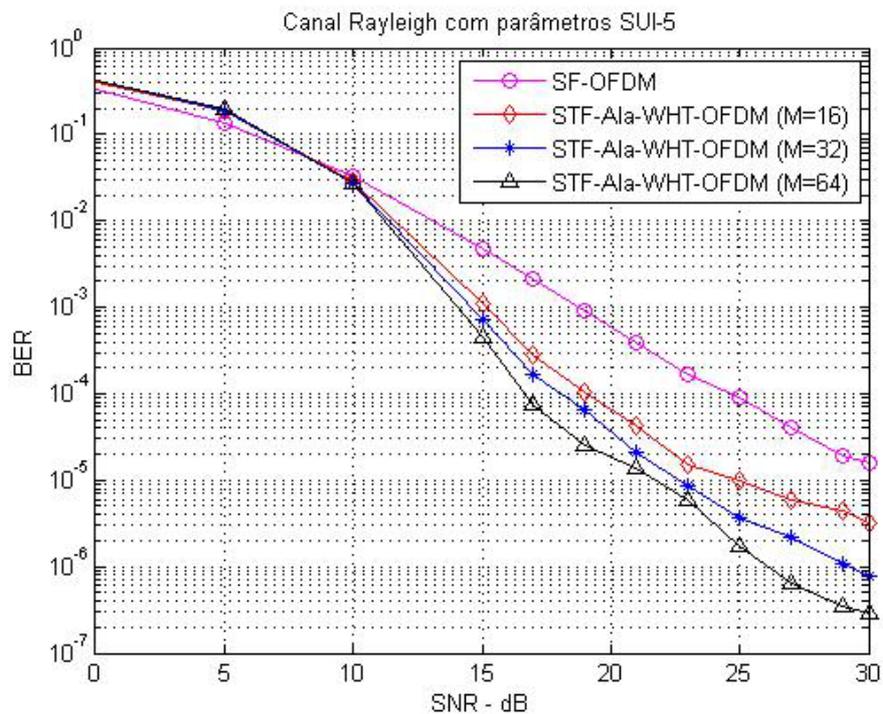


Figura 5.12: Canal Rayleigh SUI-5 para os sistemas com STF.

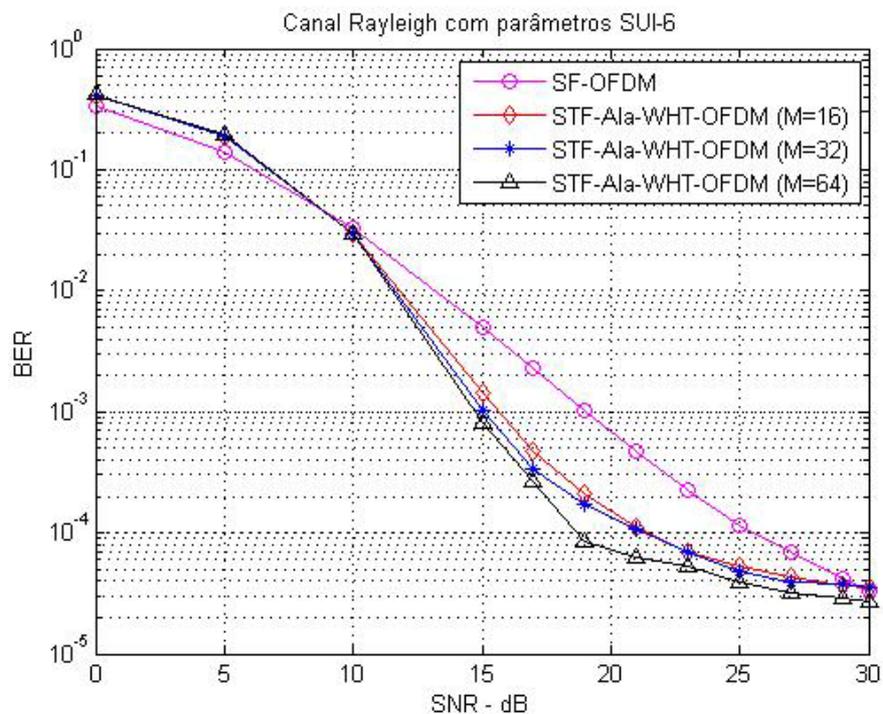


Figura 5.13: Canal Rayleigh SUI-6 para os sistemas com STF

## 5.7 Discussão dos resultados

A transformada de Walsh-Hadamard aplicada à transmissão OFDM visa a aumentar a robustez do sistema em canais seletivos em frequência. Esta característica pode ser visualizada através do desempenho da BER mostrada nas figuras apresentadas na seção anterior.

Para observar, em um caso simples, este melhor no desempenho da BER basta comparar os sistemas OFDM com e sem a aplicação da WHT. Os desempenhos destes sistemas, chamados de WHT-OFDM e OFDM, podem ser analisados nas Figuras 5.4, 5.5 e 5.6, onde foram simulados para os canais SUI-4, 5 e 6, respectivamente. Analisando estas figuras, nota-se que o sistema WHT-OFDM obteve um desempenho sensivelmente melhor ao OFDM. Sendo que para o canal SUI-4, o sistema OFDM com a aplicação da WHT forneceu um ganho de diversidade de aproximadamente 2 dB na BER de  $10^{-3}$  sobre o sistema OFDM. Para esta mesma BER no canal SUI-6 obteve um ganho de aproximadamente 1 dB.

Como foi mostrado na Figura 3.4, a WHT realiza um rearranjo espectral do sinal transmitido, onde se consegue melhorar a condição de desvanecimento das subportadoras mais fracas, com o ônus de degradar a condição das mais fortes, como foi mostrado na Figura 3.5. Com isso, o sistema WHT-OFDM mostrou uma sensível melhora de desempenho perante o sistema equivalente OFDM, ao custo de um pequeno aumento da complexidade computacional, tendo em vista que a transformada rápida de Walsh-Hadamard é computacionalmente tão eficiente quanto a FFT.

Como uma forma de oferecer uma melhora no sistema OFDM, a técnica de Alamouti [1] foi proposta a fim de obter um ganho de diversidade espacial. Desta forma, foi simulado um sistema com duas antenas transmissoras e uma receptora, que é a configuração mais simples da técnica de Alamouti, obtendo um ganho de diversidade 2.

Nessa técnica, o sinal será transmitido por duas antenas, sendo desvanecido por dois canais independentes. Assim, ao combinar os sinais no receptor [18], caso

uma subportadora seja desvanecida consideravelmente por um canal, o outro pode compensar esta condição, levando a uma melhora no desempenho da BER.

Ao introduzir a WHT na técnica de Alamouti, não altera o procedimento da codificação espacio-freqüencial (SF), a diferença consiste no sinal transmitido, que está espalhado devido a WHT. Sendo necessário realizar a IWHT para estimar o sinal no receptor, após a decodificação SF. Essa transformada que já ofereceu uma melhora no desempenho da BER quando adicionada ao sistema OFDM, com a técnica de Alamouti o sistema torna-se ainda mais robusto, devido ao fato do sistema ter um ganho de diversidade espacial.

Logo, o sistema SF-WHT-OFDM foi o que apresentou melhor desempenho da BER, conforme esperado. De acordo com os resultados obtidos, este sistema teve um ganho de diversidade da ordem de 2 dB quando comparado com o sistema SF-OFDM, para uma BER de  $10^{-3}$  no canal SUI-5. Este ganho aumenta para 5 dB considerando uma BER de  $10^{-4}$  do mesmo canal.

As Figuras 5.7 a 5.10 apresentam o resultado dos sistemas analisados até o momento para os três canais selecionados. Analisando essas figuras, pode-se concluir de maneira intuitiva, que o canal com uma maior seletividade média em freqüência é o SUI-5.

O perfil de atraso de potência descrito nas Tabelas 5.3, 5.4 e 5.5 para os canais SUI-4, 5 e 6, respectivamente, mostra, intuitivamente, que o canal que apresenta um perfil de atraso com menor atenuação é o SUI-4. Porém, a combinação das atenuações com o espalhamento de atraso *rms* faz com o canal SUI-5 apresente a maior seletividade.

Outro sistema que foi simulado é o sistema que usa a codificação STF (espacio-temporal-freqüencial – *space-time-frequency*), que é a codificação do sinal com ganhos de diversidade no espaço, no tempo e na freqüência. O ganho de diversidade na freqüência é obtido através da multiplexagem OFDM, no espaço através da técnica de Alamouti, e no tempo realizando a WHT temporal. O sistema STF-WHT-OFDM foi baseado em [27] e o algoritmo da sua realização está apresentado na Figura 5.3.

Neste sistema, foi variada a ordem temporal da matriz de informação, conseqüentemente, variando a ordem da matriz de Hadamard. Assim o sistema STF-WHT-OFDM foi simulado considerando  $M = 16, 32$  e  $64$ . As curvas de BER resultantes tanto para o sistema SF-OFDM quanto para o STF-WHT-OFDM são mostradas nas Figuras 5.11, 5.12 e 5.13 para os canais SUI-4, 5 e 6, respectivamente. Os gráficos mostram que os resultados obtidos estão de acordo com os resultados esperados, tendo o sistema com maior ordem  $M$  o que apresenta melhor desempenho da BER. O ganho de diversidade do sistema STF-WHT-OFDM ( $M=64$ ) com relação ao sistema SF-OFDM, para uma BER de  $10^{-4}$ , no canal SUI-5, é da ordem de 8 dB. Já comparando com o sistema STF-WHT-OFDM ( $M=16$ ), o ganho é de aproximadamente 3 dB.

É importante ficar claro que a WHT temporal irá espalhar o sinal no domínio do tempo, ao contrário dos sistemas previamente estudados, onde a WHT é realizada no domínio da frequência. Desta forma, quanto maior for a ordem  $M$  da matriz de informação melhor será o desempenho do sistema. Neste caso, não faz sentido comparar com o sistema SF-WHT-OFDM, onde a WHT espalha o sinal no domínio da frequência.

## 5.8 Conclusão do capítulo

Este capítulo apresentou o modelo das simulações realizadas a fim de estudar a influência da WHT nos sistemas que envolvem a modulação OFDM.

A transformada de Walsh-Hadamard ofereceu uma sensível melhora no desempenho da BER, ao custo de um pequeno aumento na complexidade computacional. Isto foi comprovado comparando os sistemas OFDM com WHT-OFDM, e os sistemas SF-OFDM com SF-WHT-OFDM.

Uma melhora considerável foi observada quando uma segunda antena transmissora foi adicionada ao sistema, através da técnica de Alamouti. Com um ganho de diversidade 2, ambos os sistemas MISO foram melhores que os sistemas SISO. Porém, o sistema SF-WHT-OFDM teve um destaque maior pelo uso da transformada de Walsh-Hadamard, conforme era esperado.

Para melhorar ainda mais o desempenho da BER dos sistemas com WHT, outras técnicas podem ser usadas. Uma selecionada para comprovar esta melhora é o sistema STF-WHT-OFDM, onde a WHT passou a ser realizada no domínio do tempo. Com isso, o sistema teve que usar memória para formar as matrizes no transmissor e no receptor, gerando atrasos e elevando o custo. Por outro lado, melhorou consideravelmente o desempenho da BER, principalmente para os casos que possuem uma ordem temporal maior.

Assim, fica comprovado que o uso da WHT aplicada em sistemas de comunicação com a multiplexagem OFDM melhora o desempenho de BER do sistema.

No próximo capítulo será apresentada a conclusão desta dissertação, assim como trabalhos futuros que possam complementar este estudo.

## CAPÍTULO 6

### 6. Conclusão

Esta dissertação teve como objetivo estudar a influência no desempenho da transformada de Walsh-Hadamard aplicada em sistemas de comunicação que envolvem a multiplexagem OFDM, analisando curvas de BER de diferentes sistemas com e sem a WHT.

Assim, várias simulações foram realizadas envolvendo três diferentes canais do tipo Rayleigh conforme o modelo de Jakes [31], mas com o perfil de atraso de potência especificado segundo o padrão SUI [15], conforme explicado no capítulo anterior.

Os resultados obtidos com as simulações mostraram que o uso da WHT em sistemas com multiplexagem OFDM tem uma considerável melhora no desempenho da BER. O custo da realização da WHT é um aumento na complexidade computacional, mas usando a transformada rápida de Walsh-Hadamard, conforme explicado no Capítulo 3, seu emprego torna-se tão simples e rápido quanto a FFT.

Ao adicionar uma segunda antena transmissora, o desempenho da BER dos sistemas SF-OFDM e SF-WHT-OFDM apresentaram uma melhora ainda mais expressiva. Somente com o ganho de diversidade espacial 2 já foi possível notar uma considerável melhora. Mas foi a combinação da técnica de Alamouti com a WHT em um sistema OFDM que resultou no sistema mais atraente do ponto de vista do desempenho da BER, o sistema SF-WHT-OFDM.

O uso da WHT em sistemas OFDM melhora a condição de desvanecimento da subportadora mais fracas, em contrapartida piora as mais fortes, resultando em uma condição de desvanecimento média dos sub-canais OFDM, o que levou a um aumento da robustez do sistema, conforme visto no Capítulo 5. Quando adicionada a técnica de Alamouti, além da melhora no desempenho da BER devido a WHT, há uma melhora obtida através do ganho de diversidade espacial.

A fim de obter melhores resultados através da aplicação da WHT em sistemas que envolvem OFDM, foi adicionado um ganho de diversidade temporal a um sistema que envolvem a multiplexagem OFDM e a técnica de Alamouti, chamado sistema STF-WHT-OFDM. Este trabalha com uma matriz de informação de ordem  $N \times M$  onde  $N$  é a ordem do símbolo OFDM e  $M$  é a ordem temporal, sendo a WHT realizada na ordem temporal da matriz.

Esta nova configuração apresentou resultados melhores que o sistema SF-OFDM para todas as variações de  $M$  simuladas. Apesar do bom resultado obtido, o sistema STF-WHT-OFDM necessita armazenar a matriz a cada transmissão para realizar o espalhamento através da WHT. Assim, a necessidade de memória e o tempo de espera para formar a matriz, tanto no transmissor como no receptor, para realizar a WHT, pode restringir o uso deste esquema em sistemas de comunicação de tempo real.

Diante dos resultados obtidos, conclui-se que a aplicação da WHT em sistemas com multiplexagem OFDM apresenta uma melhora considerável no desempenho da BER. Sendo assim, é recomendável o seu uso.

## 6.1 Trabalhos futuros

O presente trabalho apresentou uma avaliação do uso da WHT em sistemas OFDM baseada no desempenho da BER. Com base nos resultados obtidos outros trabalhos podem dar continuidade a este estudo realizado, tais como:

- Realizar as simulações em sistemas de comunicação móveis, variando o espalhamento Doppler;
- Realizar as simulações em DSP (processador de sinais digitais) a fim de comprovar os resultados simulados com resultados práticos;
- Empregar outras técnicas com a WHT, como a detecção interativa, apresentada em [21].

## Referências Bibliográficas

- [1] ALAMOUTI, S. M. *A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications*. IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol. 16, No 8, p. 1451-1458, Oct/1998.
- [2] BENEDETTO, S.; BIGLIERI, E. *Principles of Digital Transmission – with Wireless Applications*. 1.ed. New York : Kluwer Academic / Plenum Publishers, 1999.
- [3] BOTONJIC, A. *MIMO channel models*. Norrköping, Suécia, 2004. Dissertação de Mestrado – Universidade de Linköpings, Departamento de Ciência e Tecnologia.
- [4] CHANG, R. W. *Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission*. Bell Systems Technical Journal, Vol 46, p. 1775-1796. Dec/1966.
- [5] CHANG, R. W. *A Theoretical Study of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme*. IEEE Transaction on Communications, Vol. COM-16, N° 4; p. 529-540. Aug/1968.
- [6] CHANG, R. W. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. U.S. PATENT 3,488,445: Requerida em Nov/1966 e Registrada em Jan/1970.
- [7] DE LACERDA NETO, R. L. *Receptores MIMO baseados em algoritmo de decomposição PARAFAC*. Fortaleza, CE, 2005. Dissertação de Mestrado em Engenharia de Teleinformática – Universidade Federal do Ceará.
- [8] DENT, P.; BOTTOMLEY, G. E.; CROFT, T. *Jakes fading model revisited*. IEEE Electronics Letters, Vol. 29, No. 13, p. 1162 – 1163. Jun/1993.
- [9] DLUGASZEWSKI, Z.; WESOLOWSKI, K. *WHT-OFDM – an improved OFDM transmission method for selective fading channels*. Proc.

- Symposium on Communications and Vehicular Technology. p. 144-149. 2000.
- [10] EDFORDS, O.; SANDELL, M.; VAN DE BEEK, J. J.; et al. *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, Research report / 1996:16. Divisão de Processamento de Sinais da Universidade Tecnológica de Lulea. 1996.
- [11] HAYKIN, S. *Communication Systems*. 3.ed. New York : Editora John Wiley & Sons. 1994.
- [12] HITCZENKO, P; JOHNSON, J. R.; HUANG, H-J. *Distribution of a class of divide and conquer recurrences arising from the computation of the Walsh-Hadamard transform*. Theoretical Computer Science. Vol. 352, Issues 1–3, p. 8-30. Mar/2006. <http://www.sciencedirect.com/>.
- [13] KELLER, T.; HANZO, L. *Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications*. IEEE Communications Magazine, Vol. 88, N. 5, p. 611-640. May/2000.
- [14] IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group; *Channel Models for Fixed Wireless Applications*. IEEE 802.16a-03/01 (revisão do 802.16.3c-01/29r1). Jun/2003. <http://www.ieee802.org/16/>
- [15] INTINI, A. L.; *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Networks*. Trabalho de conclusão de curso apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação – Universidade da Califórnia Santa Bárbara. Dez/2000.
- [16] JOHNSON, J.; PÜSCHEL, M. *In search of the optimal Walsh-Hadamard Transform*. Proc. Acoustics, Speech, and Signal Processing International Conference – ICASSP. Vol. 6, p. 3347–3350, Turquia, Sep/2000.
- [17] LAWREY, E. P. *Adaptive Techniques for Multiuser OFDM*. Tese de doutorado do Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação – Universidade James Cook. Dec/2001.

- [18] LEE, K.F.; WILLIAMS, D. B. *A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems*. Proc. Global Telecommunications Conference – GLOBECOM. Vol. 3, p. 1473–1477. 2000.
- [19] LEE, K.F.; WILLIAMS, D. B. *A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels*. Proc. Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. p. 149–152. 2000.
- [20] LEI, Z.; WU, Y.; HO, C. K.; et al. *Iterative Detection for Walsh-Hadamard Transformed OFDM*. Proc. Vehicular Technology Conference – VTC. Vol. 1, p. 637–640. Apr/2003.
- [21] LIMA, G. C. *Estudo de Técnicas de Formatação de Feixe para Transmissão OFDM*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina. Jun/2004.
- [22] LIMA, G. C. *Simulador do sistema de modulação inovadora para o sistema brasileiro de TV digital*. Grupo de Pesquisas em Comunicações – GpqCom / UFSC. 2005. <http://eel.ufsc.br/~gpqcom/>.
- [23] LITWIN, L. e PUGEL, M. *The Principles of OFDM*. RF Signal Processing. Jan/2001. [http://rfdesign.com/mag/radio\\_principles\\_ofdm/index.html](http://rfdesign.com/mag/radio_principles_ofdm/index.html)
- [24] MERCHANT, E. *Structural properties of Hadamard designs*. Tese de doutorado apresentada ao Departamento de Matemática – Universidade de Oregon. Jun/2005.
- [25] OPPENHEIM, A.; WILLSKY, A.; NAWAB, S. *Signals and Systems*, 2.ed. EUA : Prentice Hall, 1997.
- [26] PARK, M; JUN, H.; CHO, J.; CHO et al. *PAPR reduction in OFDM transmission using Hadamard transform*. Proc. IEEE International Conference on Communications. Vol. 1, p. 430–433. Jun/2000.
- [27] PARK, S. S.; KIM, H. K.; BAIK, H. K. *A Simple STF-OFDM Transmission Scheme for Fast Fading Channels*. Proc. Vehicular Technology Conference – VTC. Vol. 7, p. 5068-5071. Sep/2004.

- [28] PELED, A.; RUIZ, A. *Frequency domain data transmission using reduced computational complexity modems*. Proc. Acoustics, Speech, and Signal Processing International Conference – ICASSP, p. 964-967. 1980.
- [29] PINTO, E. L.; de ALBUQUERQUE, C. P. *A Técnica de Transmissão OFDM*. Revista Científica Periódica Telecomunicações – INATEL 2002. Vol. 5, N. 1, p. 1–10, ISSN 1516-2338. JUN/2002.
- [30] RAPPAPORT, T. *Wireless Communications: Principles and Practice*. 2. ed. EUA : Prentice Hall. 1999.
- [31] RODRIGUES, M. R. D. *Modelling and Performance Assessment of OFDM Communication Systems in the Presence of Non-linearities*; Tese de doutorado do Departamento de Engenharia Eletrônica e Elétrica – University College London. Oct/2002.
- [32] TRANTER, W. H., SHANMUGAN, K. S., RAPPAPORT, T. S., et al. *Principles of Communication Systems: Simulation with Wireless Applications*. EUA : Prentice Hall. 2004.
- [33] VENKATASUBRAMANIAN, R. *Beamforming for MC-CDMA*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Instituto Politécnico da Universidade Estadual de Virginia. Jan/2003.
- [34] WEINSTEIN, S. B. e EBERT, P. M.; *Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform*. IEEE Transactions on Communications Technology, Vol. COM-19, N. 5, p. 628-634. Oct/1971.
- [35] WU, Y; HO, C. K. e SUN, S. *On some properties of Walsh-Hadamard Transformed OFDM*. Proc. Vehicular Technology Conference – VTC. Vol. 4, p. 2096–2100. 2002.
- [36] YÜCEK, T.; *Self-interference handling in OFDM based wireless communication systems*. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade do Sul da Flórida. Nov/2003.