

RICARDO SEITI YOSHIMURA

**PROPOSTA DE UM ESQUEMA MIMO-OFDM COM
MÁXIMA DIVERSIDADE EM FREQUÊNCIA PARA
CANAIS VARIANTES NO TEMPO**

FLORIANÓPOLIS

2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PROPOSTA DE UM ESQUEMA MIMO-OFDM COM
MÁXIMA DIVERSIDADE EM FREQUÊNCIA PARA
CANAIS VARIANTES NO TEMPO

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

RICARDO SEITI YOSHIMURA

Florianópolis, Novembro de 2007

PROPOSTA DE UM ESQUEMA MIMO-OFDM COM MÁXIMA DIVERSIDADE EM FREQUÊNCIA PARA CANAIS VARIANTES NO TEMPO

Ricardo Seiti Yoshimura

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

Prof. Leonardo Silva Resende, D.Sc.
Orientador

Profª. Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Leonardo Silva Resende, D.Sc.
Presidente

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.

Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.

Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

aos meus pais.

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

PROPOSTA DE UM ESQUEMA MIMO-OFDM COM MÁXIMA DIVERSIDADE EM FREQUÊNCIA PARA CANAIS VARIANTES NO TEMPO

Ricardo Seiti Yoshimura

Novembro / 2007

Orientador: Leonardo Silva Resende, D.Sc.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais

Palavras-chave: máxima diversidade em frequência, espalhamento temporal dos símbolos, MIMO, OFDM, transformada de Hadamard, código de bloco espaço-temporal, comunicações móveis.

Número de páginas: xii + 92

RESUMO: O projeto de sistemas de comunicação sem fio, com o propósito de minimizar a probabilidade de erro de bits, é um problema atual e vem sendo motivado cada vez mais pela crescente demanda por altas taxas de transmissão. Não há dúvida de que o sistema OFDM e o uso de múltiplas antenas, utilizando técnicas de diversidade, são parcelas significativas na busca de soluções para atender tal demanda. Diante de tal cenário, tirar proveito da diversidade a fim de garantir ganhos que minimizem a degradação provocada pelo desvanecimento torna-se algo crucial. Isto revela a importância de cada símbolo de informação ser cuidadosamente organizado em cada subportadora e em cada antena transmissora para que réplicas do sinal sejam submetidas a desvanecimentos decorrelacionados. Neste sentido, um novo esquema será apresentado de modo a explorar diversidade no espaço e na frequência, além de garantir ganho em canais variantes no tempo. Este trabalho combina repetições do código espaço-temporal que possam garantir a máxima diversidade em frequência, juntamente com o espalhamento temporal da informação por meio da transformada de Hadamard, além do uso da modulação OFDM para atuar em canais com desvanecimento seletivo em frequência. Apesar da nova proposta apresentar uma redução na taxa de transmissão, os resultados de simulação mostram que o desempenho do novo esquema é bom o suficiente para atuar em situações desfavoráveis de canal com desvanecimento Rayleigh.

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

PROPOSAL OF MIMO-OFDM SCHEME WITH FULL DIVERSITY IN FREQUENCY FOR TIME-VARYING CHANNELS

Ricardo Seiti Yoshimura

November / 2007

Advisor: Leonardo Silva Resende, D.Sc.

Area of Concentration: Communications and Signal Processing

Keywords: full diversity in frequency, time spread of data symbols, MIMO, OFDM, Hadamard transform, space-time block code, mobile communication.

Number of Pages: xii + 92

ABSTRACT: The project of wireless communication systems with the purpose of minimizing the bit error rate is a current problem and it is motivated increasingly by the growing demand for high data rates. There is no doubt that the use of multiple antennas, integrated with diversity techniques and OFDM modulation, are meaningful parts of the solution for such demand. Considering this background, it is critical to take advantage of diversity in order to ensure gains that minimize distortions caused by fading. Then, it reveals that the information symbols must be carefully spread over the tones as well as over the transmit antennas so that copies of the signal are transmitted in uncorrelated fading. In this sense, a new proposal is presented by the means of exploring diversity in space and in frequency, as well as ensuring gain in time-varying channels. The new scheme combines duplications of the space-time codes so that it can guarantee full diversity in frequency, along with time spreading of the data symbols through the Hadamard transform and also OFDM modulation for frequency selective fading channels. Although the new proposal exhibit a reduction in data rate, simulation results show that the performance of the new scheme is good enough to be used in any particular channel condition in a Rayleigh fading channel.

Sumário

1	Introdução.....	1
2	Propagação Radiomóvel.....	6
2.1	Introdução.....	6
2.2	Caracterização dos canais com desvanecimento.....	8
2.2.1	Canal com desvanecimento Rayleigh.....	9
2.3	Parâmetros do canal radiomóvel.....	12
2.3.1	Espalhamento temporal no domínio do tempo.....	12
2.3.2	Espalhamento temporal no domínio da frequência.....	13
2.3.3	Espalhamento Doppler e tempo de coerência.....	14
2.4	Classificação dos canais radiomóvel.....	16
2.4.1	Desvanecimento plano.....	16
2.4.2	Desvanecimento seletivo em frequência.....	17
2.4.3	Desvanecimento quase-estático.....	17
2.4.4	Desvanecimento rápido.....	18
2.4.5	Classificação geral dos canais.....	18
2.5	Simulações do canal Rayleigh.....	19
3	OFDM.....	24
3.1	Introdução.....	24
3.2	A multiplexagem por divisão em frequências ortogonais.....	24
3.3	Geração do sistema OFDM.....	29
3.3.1	Modelo contínuo no tempo.....	29
3.3.2	Modelo discreto no tempo.....	31
3.3.3	Intervalo de guarda e prefixo cíclico.....	33
4	Códigos de bloco espaço-temporais.....	40
4.1	Introdução.....	40
4.2	Diversidade.....	41
4.3	Códigos espaço-temporais.....	42
4.4	O esquema de Alamouti.....	42
4.4.1	O caso de uma antena receptora.....	42
4.4.2	O caso de M_R antenas receptoras.....	45
4.5	Códigos de bloco espaço-temporais.....	47

4.5.1	STBC para constelações reais	48
4.5.2	STBC para constelações complexas	49
4.6	Integração da técnica OFDM com STBC.....	49
4.6.1	Codificação Espaço-Temporal com OFDM.....	50
4.6.2	Codificação Espaço-Freqüencial com OFDM.....	53
4.6.3	Desempenho dos sistemas ST-OFDM e SF-OFDM	55
5	Propostas de combinação de diversidade na freqüência, no espaço e no tempo	59
5.1	Introdução.....	59
5.2	Códigos Espaço-Freqüenciais com Máxima Diversidade.....	60
5.3	Espalhamento temporal da informação por meio da transformada de Hadamard	62
5.4	Um novo esquema MIMO-OFDM com máxima diversidade em freqüência para canais variantes no tempo	67
5.5	Resultados de simulações	73
6	Conclusão e Trabalhos Futuros	86
7	Referências	89

Lista de Figuras

Figura 2.1: Diferentes caminhos num canal sem fio	6
Figura 2.2: Efeito Doppler.....	8
Figura 2.3: Resposta a um pulso extremamente curto em um canal com multipercurso variante no tempo	10
Figura 2.4: Função densidade de probabilidade Rayleigh para $\sigma = 0,5$	11
Figura 2.5: Perfil de intensidade de multipercurso.....	12
Figura 2.6: Função de correlação em frequência.....	14
Figura 2.7: Espectro de potência Doppler	15
Figura 2.8: Função de correlação temporal	16
Figura 2.9: Classificação dos canais a partir da largura de faixa do sinal.....	18
Figura 2.10: Classificação dos canais a partir do período de símbolo do sinal.....	19
Figura 2.11: Resposta ao impulso de um canal COST 207 seletivo em frequência.....	20
Figura 2.12: Resposta em frequência de um canal COST 207 seletivo em frequência.....	20
Figura 2.13: Resposta ao impulso de um canal COST 207 quase-estático	21
Figura 2.14: Espectro Doppler de Jakes em 300 Hz.....	21
Figura 2.15: Resposta ao impulso de um canal COST 207 variante no tempo	22
Figura 2.16: Magnitude de cada componente de multipercurso em função do tempo	22
Figura 2.17: Ganho de multipercurso para diferentes larguras de faixa do sinal	23
Figura 3.1: (a) Esboço de transmissão por uma única portadora. (b) Transmissão OFDM	26
Figura 3.2: Sinal OFDM com 9 subportadoras no domínio da frequência	27
Figura 3.3: (a) Resposta em frequência do canal com desvanecimento profundo em uma determinada faixa de frequência. (b) Recepção do sinal OFDM após passar pelo canal....	28
Figura 3.4: Representação das frequências ortogonais em 3 subportadoras no domínio do tempo	28
Figura 3.5: Transmissor OFDM em um modelo contínuo no tempo	29
Figura 3.6: Detector OFDM em um modelo contínuo no tempo	30
Figura 3.7: Sinal OFDM com intervalo de guarda nulo no domínio do tempo.....	34
Figura 3.8: Intervalo de guarda formado por uma cópia das últimas amostras do símbolo OFDM.....	35
Figura 3.9: Sinal OFDM com intervalo de guarda utilizando Prefixo Cíclico.....	35
Figura 3.10: Sinal OFDM com intervalo de guarda maior que o espalhamento temporal..	37

Figura 3.11: Sinal OFDM com intervalo de guarda menor que o espalhamento temporal.	38
Figura 3.12: Nuvem de pontos na recepção de um símbolo OFDM.	39
Figura 4.1: Esquema de Alamouti para 2 antenas transmissoras e 1 antena receptora	43
Figura 4.2: Esquema de Alamouti com 2 antenas receptoras.	45
Figura 4.3: Comparação do desempenho de erro em Alamouti	47
Figura 4.4: Diagrama em blocos de um transmissor OFDM agregado ao esquema de Alamouti	50
Figura 4.5: Diagrama em blocos de um receptor OFDM agregado ao esquema de Alamouti	50
Figura 4.6: Diagrama em blocos de um transmissor SF-OFDM agregado ao esquema de Alamouti	54
Figura 4.7: Diagrama em blocos de um receptor SF-OFDM agregado ao esquema de Alamouti	54
Figura 4.8: ST-OFDM e SF-OFDM num canal COST quase-estático	56
Figura 4.9: ST-OFDM e SF-OFDM num canal COST com freq. Doppler a 200Hz	56
Figura 4.10: Resposta em frequência de um canal de dois taps com atraso de 20 μ s entre eles.	57
Figura 4.11: ST-OFDM e SF-OFDM no canal de dois taps quase-estático	58
Figura 4.12: ST-OFDM e SF-OFDM no canal de dois taps com freq. Doppler a 200Hz	58
Figura 5.1: Transmissor SF-OFDM com espalhamento temporal da informação	63
Figura 5.2: Receptor SF-OFDM com espalhamento temporal da informação	63
Figura 5.3: Esquema de espalhamento da informação no tempo e na frequência	64
Figura 5.4: Desempenho do sistema SF-OFDM com a Transformada de Hadamard num canal COST para SNR = 20 dB	66
Figura 5.5: Desempenho do sistema SF-OFDM com a Transformada de Hadamard num canal de dois taps espaçados entre si de 20 μ s	66
Figura 5.6: Resposta em frequência em uma dada realização para um canal de dois taps.	68
Figura 5.7: Sobreposição dos espectros de frequência	68
Figura 5.8: Transmissor da nova proposta SF-OFDM com Hadamard	69
Figura 5.9: Receptor da nova proposta SF-OFDM com Hadamard	70
Figura 5.10: Divisão de R_1 e de H_α em l grupos para tirar proveito da diversidade em frequência	72
Figura 5.11: BER versus SNR para Brazil A quase-estático	76

Figura 5.12: BER versus SNR para Brazil A com espalhamento Doppler de 200Hz.....	76
Figura 5.13: BER versus SNR para Brazil B quase-estático.....	77
Figura 5.14: BER versus SNR para Brazil B com espalhamento Doppler de 200Hz.....	77
Figura 5.15: BER versus SNR para Brazil C quase-estático.....	78
Figura 5.16: BER versus SNR para Brazil C com espalhamento Doppler de 200Hz.....	78
Figura 5.17: BER versus SNR para Brazil D quase-estático.....	79
Figura 5.18: BER versus SNR para Brazil D com espalhamento Doppler de 200Hz.....	79
Figura 5.19: BER versus SNR para Brazil E quase-estático.....	80
Figura 5.20: BER versus SNR para Brazil E com espalhamento Doppler de 200Hz.....	80
Figura 5.21: BER versus SNR para canal GSM quase-estático.....	81
Figura 5.22: BER versus SNR para canal GSM com espalhamento Doppler de 200Hz....	81
Figura 5.23: BER versus SNR para ilustrar o ganho de diversidade em frequência num canal GSM.....	83
Figura 5.24: BER versus SNR para ilustrar o problema do limite da taxa de erro.....	84
Figura 5.25: BER versus SNR para ilustrar o problema do aumento do número de subportadoras.....	84
Figura 5.26: BER versus SNR para ilustrar o efeito da redução do período de símbolo....	85

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Perfil de atraso de potência do COST-207 TU.....	13
Tabela 3.1: Exemplo de perfil de potência de um canal Rayleigh com 4 taps.....	36
Tabela 3.2: Exemplo de perfil de potência de um canal Rayleigh com 2 taps.....	36
Tabela 4.1: Seqüência de codificação e transmissão de Alamouti.....	43
Tabela 4.2: Representação dos canais entre as antenas transmissoras e receptoras	46
Tabela 4.3: Representação dos sinais nas duas antenas receptoras	46
Tabela 5.1: Perfis de multipercurso utilizados na simulação	74

1 Introdução

A informação em qualquer momento e em qualquer lugar se tornou algo essencial na vida do homem moderno. A fim de cumprir com este objetivo, as comunicações sem fio adquiriram uma enorme relevância, mas até se chegar aos sistemas atuais de telefonia celular, às tecnologias Wi-Fi, Wimax, Bluetooth, e a tantos outros sistemas de comunicação sem fio, a tecnologia percorreu um longo caminho evolutivo, cujos fatos históricos mais relevantes merecem ser destacados.

O primeiro marco importante ocorreu em 1861 quando James Clerck Maxwell explica matematicamente como as ondas eletromagnéticas podem se propagar no espaço [1]. Todavia somente em 1888 Heinrich Hertz comprova por meio de experiências a existência de tais ondas. A primeira comunicação sem fio propriamente dita foi realizada pelo italiano Guglielmo Marconi [2], que com apenas vinte anos transformou o celeiro de sua residência em um laboratório para estudar os princípios elementares de uma transmissão radiotelegráfica. Em 1898, Marconi obteve sucesso na comunicação via código Morse entre as cidades de Wimereaux e Dover, distanciadas de 52 km. Três anos mais tarde, conseguiu que sinais radiotelegráficos emitidos da Inglaterra fossem escutados claramente em St. Johns, no Labrador, atravessando o Atlântico Norte. Um fato que não deve ser esquecido é de que, embora não houvesse conseguido o devido respaldo científico, por volta de 1893 um jovem padre brasileiro chamado Roberto Landell de Moura já havia conseguido transmitir conversas humanas por meio radiofônico [3]. Décadas mais tarde, já se podiam ouvir emissoras de rádio nos Estados Unidos. No entanto, foi somente em 1921 que o primeiro sistema de comunicação móvel foi implantado, utilizado pela polícia de Detroit para comunicação da central com seus veículos [2]. Operando numa faixa de frequência de 2 MHz, a qualidade do sinal era baixa e ficava evidente a falta de canais disponíveis. Este fato levou ao desenvolvimento de sistemas de transmissão em frequências mais elevadas e em 1946 a Bell Systems criou um sistema com canais de voz espaçados em 120 kHz e operando a 150 MHz. Dada a demanda por serviços públicos sem fio, a AT&T desenvolveu o sistema IMTS (do inglês *Improved Mobile Telephone Service*) utilizando modulação FM, cujo invento é atribuído a Edwin Armstrong. Porém, o IMTS era destinado a um número bastante reduzido de usuários e que se encontravam espalhados sobre uma única área geográfica. Como solução, em 1947 os laboratórios da Bell desenvolveram o conceito de sistema celular, baseada na

divisão da área de cobertura em áreas menores, chamadas de células. Cada uma delas continha um determinado número de canais destinados à comunicação entre os usuários, cujas frequências eram reutilizadas a uma distância em que a interferência co-canal não fosse significativa. Assim, em 1970, a AT&T colocou no mercado o que ficou conhecido como a primeira geração de telefonia celular, com modulação analógica e denominada de AMPS (do inglês *Advanced Mobile Phone Service*).

A partir de então, as comunicações móveis não deixaram de evoluir. Depois de adotar a tecnologia digital na década de noventa, a telefonia celular da chamada segunda geração passou a servir um contingente muito maior de usuários, e a demanda respondeu de maneira proporcional. Surgiram daí o padrão IS-136, utilizando o sistema TDMA (do inglês *Time Division Multiple Access*), o padrão IS-95, utilizando o sistema CDMA (do inglês *Code Division Multiple Access*), ambos de origem norte-americana, e o padrão GSM (do inglês *Global Systems for Mobile*), de origem europeia. Ultimamente, a demanda por melhores eficiências espectrais e por taxas de dados mais elevadas levou ao desenvolvimento da terceira geração de sistemas móveis, tendo em mente não só a transmissão de voz como também de conteúdo multimídia.

Sabe-se que no futuro as conexões sem fio às grandes redes de comunicação serão inevitáveis. Esta proposta se iniciou em 1990, quando o IEEE (do inglês *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) instaurou um comitê para definição de um padrão para conectividade sem fio em redes locais. Depois de sete anos de pesquisa e desenvolvimento, o comitê de padronização aprovou o IEEE 802.11 [18], também conhecido mais tarde como Wi-Fi (do inglês *Wireless Fidelity*) e até hoje experimenta atualizações de sua versão original. Completo em outubro de 2001 e sujeito a constantes adaptações, o IEEE 802.16 busca principalmente maximizar altas taxas de dados por grandes redes de cobertura, tentando promover uma melhor compatibilidade e interoperabilidade entre seus equipamentos [4][19].

Visto que o atual cenário das comunicações sem fio tem por objetivo atender à demanda por altas taxas de dados em espectros de radiofrequência limitados e com baixa probabilidade de erro de bits, os esforços na busca por melhores sistemas têm atraído o interesse dos pesquisadores, e se constitui num grande desafio à engenharia.

Tentando suprir tal demanda de transmissão da informação, recentes resultados de pesquisas mostraram que com a utilização de múltiplas antenas podem-se obter ganhos de capacidade de canal consideráveis comparados à transmissão utilizando uma única antena

transmissora e receptora [5][6]. Motivados por este resultado, Tarokh *et al.* propuseram o chamado código espaço-temporal de treliça [35], no qual a informação é codificada por meio de redundâncias tanto nas diferentes antenas transmissoras quanto no tempo. Tentando minimizar a probabilidade de erro de bit, a proposta atingiu bons resultados em canais com desvanecimento quase-estático, mas o decodificador no receptor se torna bastante complexo à medida que o número de antenas aumenta.

Uma importante proposta surgiu em 1998, quando Alamouti expôs um código de baixa complexidade para múltiplas antenas [34]. Da mesma forma que Tarokh, obtinha também diversidade no espaço e no tempo, com resultados semelhantes. Uma outra vantagem do esquema é que, mesmo utilizando múltiplas antenas no transmissor, é possível usar uma única antena no receptor, o que torna este recurso viável para um mercado em que as dimensões reduzidas do dispositivo de recepção móvel é um fator importante. O esquema é adotado, por exemplo, nos sistemas de telefonia celular WCDMA e CDMA2000.

Tarokh, Jafarkhani e Calderbank estenderam o trabalho de Alamouti inserindo-o numa nova classe de códigos chamada de códigos espaço-temporais de bloco, ou STBC [36]. Segundo um critério de ortogonalidade, os códigos são capazes de garantir o máximo grau de diversidade para um dado número de antenas transmissoras e receptoras, utilizando um simples algoritmo de decodificação.

Muitas propostas que combinam STBC com outras técnicas surgiram no sentido de minimizar a probabilidade de erro de bit [37][38][42][43][45][46][48]. O esquema de Lee, por exemplo, combina o princípio da técnica de Alamouti com a modulação OFDM [37][38], minimizando os efeitos do desvanecimento seletivo em frequência do canal. Outra proposta, sugerida por Park *et al.*, agrega ao STBC a transformada de Hadamard no domínio do tempo para obter ganho de diversidade em canais variantes no tempo [48]. Contudo, nenhuma delas realmente explorava a diversidade em frequência, como foi exposto por Bölcskei e Paulraj [41]. Su *et al.*, então, propõem uma técnica simples baseada em repetições do código espaço-temporal para garantir a máxima diversidade em frequência [49].

Com a demanda por altas taxas de transmissão, tirar proveito da diversidade a fim de garantir ganhos que minimizem a degradação provocada pelo desvanecimento torna-se algo crucial. Nesta dissertação, uma nova proposta de codificação será apresentada, de modo a explorar a diversidade no espaço e na frequência, além de obter ganho em canais

variantes no tempo. O novo esquema é basicamente uma combinação híbrida das propostas de Park *et al.* e de Su *et al.*, extraindo as vantagens que cada técnica oferece e cujos ganhos combinados minimizam suas deficiências. Assim os símbolos de informação em cada subportadora são organizados de tal forma que réplicas do sinal são submetidos a desvanecimentos descorrelacionados. Os resultados de simulação mostram que a nova proposta possui um bom desempenho para atuar em qualquer situação de canal com desvanecimento Rayleigh, seja ele quase-estático ou não. A dissertação está organizada da seguinte maneira.

No Capítulo 2, são revistos os principais conceitos envolvidos numa comunicação através de um meio sem fio. Será mostrado que múltiplas versões do mesmo sinal chegam ao receptor e cujas combinações provocam o chamado desvanecimento. Além disso, o movimento relativo entre o transmissor e o receptor provoca uma perturbação conhecida como efeito Doppler. O desvanecimento e o efeito Doppler representam os maiores desafios a serem superados pelas pesquisas nesta área, e serão devidamente caracterizados para análises nos capítulos seguintes.

No Capítulo 3, uma técnica de modulação conhecida como OFDM transforma um canal com desvanecimento seletivo em frequência num canal com desvanecimento plano, permitindo que os problemas causados pelo multipercurso sejam minimizados.

A definição do código de bloco espaço-temporal é exposta no Capítulo 4, juntamente com a apresentação do esquema de codificação proposto por Alamouti. No final do capítulo, simulações mostram o desempenho do código de Alamouti agregado à modulação OFDM em canais com desvanecimento seletivo em frequência.

O capítulo 5 inicia mostrando que códigos espaço-frequenciais baseados diretamente em códigos espaço-temporais (com o tempo sendo reinterpretado como frequência) não obtêm diversidade em frequência. Neste sentido, uma proposta de repetição do código espaço-temporal que garante a máxima diversidade em frequência é revista. Em seguida é apresentado um esquema de espalhamento temporal da informação, pelo qual se obtém ganho em canais variantes no tempo. Uma nova proposta que combina as vantagens de cada esquema discutido anteriormente é então apresentada. Em outras palavras, o novo esquema é apoiado em técnicas que garantam diversidade no espaço e na frequência, e em ganhos obtidos pelo espalhamento temporal da informação em canais variantes no tempo. Resultados mostram que o novo esquema é bom o suficiente para atuar

em situações desfavoráveis do canal, embora implique em uma redução na taxa de transmissão.

Por fim, uma conclusão geral do trabalho e algumas propostas de trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 6.

2 Propagação Radiomóvel

2.1 Introdução

Neste capítulo, serão revistos os principais conceitos relacionados à caracterização de um canal de comunicação radiomóvel, os quais serão de fundamental importância para o bom entendimento dos capítulos seguintes, uma vez que as propostas e idéias surgem no sentido de minimizar o efeito degradante do canal sobre a informação que é transmitida.

Um sinal, ao se propagar através de um canal de comunicação sem fio, pode chegar ao seu destino final por meio de vários caminhos diferentes. A existência desses caminhos tem como resultado o recebimento em diferentes instantes de várias versões do sinal transmitido, experimentando diferentes perdas de percurso e atrasos de fase. A Figura 2.1 representa o cenário de uma transmissão em um canal sem fio, identificando as possíveis trajetórias do sinal.

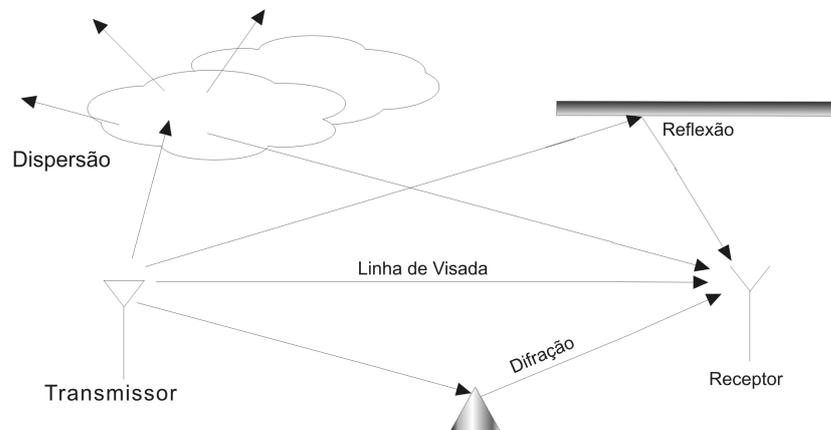


Figura 2.1: Diferentes caminhos num canal sem fio

Quando há um caminho direto entre o transmissor e o receptor, este caminho é chamado de linha de visada. De todo o conjunto de sinais recebidos por diferentes caminhos, o sinal recebido pela linha de visada é o mais forte e dominante. Apesar de sua energia e fase se modificarem quando existe mobilidade, esta alteração é mais previsível, pois a degradação depende principalmente da distância percorrida. Uma linha de visada passa a não existir se um obstáculo como uma construção ou uma montanha estiverem entre o transmissor e o receptor.

Conforme ilustrado, a linha de visada não é o único caminho que uma onda eletromagnética pode percorrer do transmissor ao receptor. Reflexão, difração e dispersão são três mecanismos básicos de propagação que influenciam a trajetória da onda.

A reflexão ocorre quando uma onda eletromagnética colide com um objeto cujas dimensões são muito maiores do que seu próprio comprimento de onda. Assim, ao incidir num outro meio, a onda eletromagnética é parcialmente refletida e parcialmente transmitida, de acordo com o coeficiente de reflexão de Fresnel [7]. Este coeficiente é uma função das propriedades do material e depende da polarização, ângulo de incidência e frequência da onda de propagação. Reflexões podem ocorrer, por exemplo, em superfícies de terrenos ou em edificações.

Outra maneira de uma onda eletromagnética se propagar é por meio de difração. A difração ocorre quando a onda atinge uma superfície com irregularidades, como extremidades pontiagudas. O fenômeno de difração pode ser explicado pelo princípio de Huygens [1], que afirma que todos os pontos na frente de onda podem ser considerados como fontes isoladas irradiando pequenas ondas secundárias, as quais se combinam para formar uma nova frente de onda. Assim a difração explica como os sinais de rádio se propagam pela superfície curva da Terra e superam alguns obstáculos. Como na reflexão, também depende da geometria do objeto, amplitude, fase e polarização da onda incidente.

Já o fenômeno de dispersão acontece quando há um grande número de objetos com dimensões menores do que o próprio comprimento de onda. Neste caso, a onda se espalha e muitas cópias da mesma se propagam em diferentes direções. Ondas dispersas são produzidas por superfícies ásperas, pequenos objetos, ou por outras irregularidades do meio físico.

Os efeitos dos mecanismos de propagação descritos acima e suas combinações resultam em algumas características específicas do sinal recebido que podem reduzir a potência do sinal em diferentes maneiras. Há dois aspectos gerais de tal redução que requerem tratamentos separados.

Um aspecto é o efeito de larga escala, que corresponde à caracterização da potência média do sinal sobre longas distâncias. Basicamente, no espaço livre, a potência média do sinal diminui com o quadrado da distância separando o transmissor do receptor. Em ambientes urbanos, essa relação deixa de ser quadrática e a perda de potência do sinal passa a ser ainda mais acentuada à medida que a distância aumenta.

O outro aspecto está relacionado à caracterização do sinal em pequenas distâncias, ou pequenos intervalos de tempo, mais especificamente às bruscas mudanças na amplitude e, conseqüentemente, na potência do sinal. Esta caracterização é chamada de desvanecimento em pequena escala, ou simplesmente desvanecimento, e será o foco dos estudos nas seções que seguem.

2.2 Caracterização dos canais com desvanecimento

O desvanecimento em pequena escala é o efeito causado pela combinação de duas ou mais versões do sinal transmitido, que chegam na antena receptora com diferentes atrasos de tempo e cujo sinal resultante pode variar amplamente em magnitude e fase. Este cenário é também chamado de propagação por multipercursos, em que as rápidas mudanças na amplitude de um sinal em um curto período de tempo e espaço são tais que os efeitos de perda de percurso em larga escala podem ser ignorados.

Um fenômeno importante causado pelas variações de um canal com desvanecimento é o deslocamento Doppler em frequência. Por este efeito, o sinal em cada multipercurso fica sujeito a um desvio de frequência, proporcional à velocidade de deslocamento relativa entre o transmissor e o receptor. Assim, considere um terminal móvel percorrendo uma distância d , a uma velocidade constante v e recebendo um sinal com frequência central f_c de uma fonte fixa F , conforme ilustrado pela Figura 2.2.

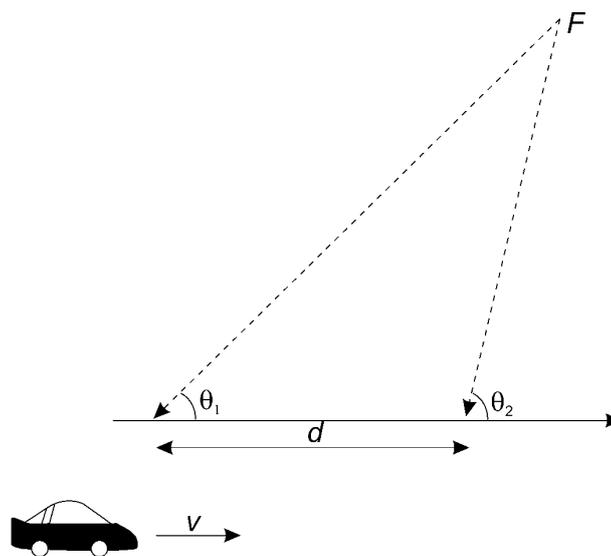


Figura 2.2: Efeito Doppler

O desvio Doppler do sinal recebido é dado por

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos \theta_i \quad (2.1)$$

onde c é a velocidade da luz e θ_i é o ângulo formado entre a direção de movimento do terminal e a direção de incidência do sinal recebido.

A aleatoriedade dos efeitos de multipercurso e do desvanecimento resultam no uso de alguns métodos estatísticos para modelar o canal sem fio. A seção seguinte analisa o canal com desvanecimento cuja função de densidade de probabilidade obedece a uma distribuição Rayleigh.

2.2.1 Canal com desvanecimento Rayleigh

Considere um pulso extremamente curto, idealmente um impulso, transmitido num canal variante no tempo com multipercursos. Como pode ser visto pela Figura 2.3, o sinal recebido é a composição de vários pulsos com atrasos e amplitudes diferentes. Considere agora a transmissão do mesmo pulso em instantes diferentes de tempo. Observa-se novamente pela Figura 2.3 que um mesmo pulso responde de maneira diferente, caracterizando um canal variante no tempo. Dada esta natureza imprevisível, é razoável caracterizar o canal estatisticamente.

De acordo com [8], a seguinte análise pode ser feita, começando por representar o sinal transmitido por

$$x(t) = \text{Re}\{m(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.2)$$

onde $m(t)$ é a envoltória complexa em banda base de $x(t)$ e f_c é a frequência da portadora. Como associado a cada caminho existe um atraso e um fator de atenuação, o sinal recebido pode ser expresso da seguinte forma:

$$y(t) = \sum_n \alpha_n(t)x[t - \tau_n(t)] \quad (2.3)$$

onde $\alpha_n(t)$ e $\tau_n(t)$ são respectivamente a atenuação e o atraso de propagação para o n -ésimo percurso.

Substituindo (2.2) em (2.3) resulta em

$$y(t) = \text{Re}\left\{\sum_n \alpha_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}m[t - \tau_n(t)]e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (2.4)$$

Portanto, em banda base temos que o sinal recebido será

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}m[t - \tau_n(t)] \quad (2.5)$$

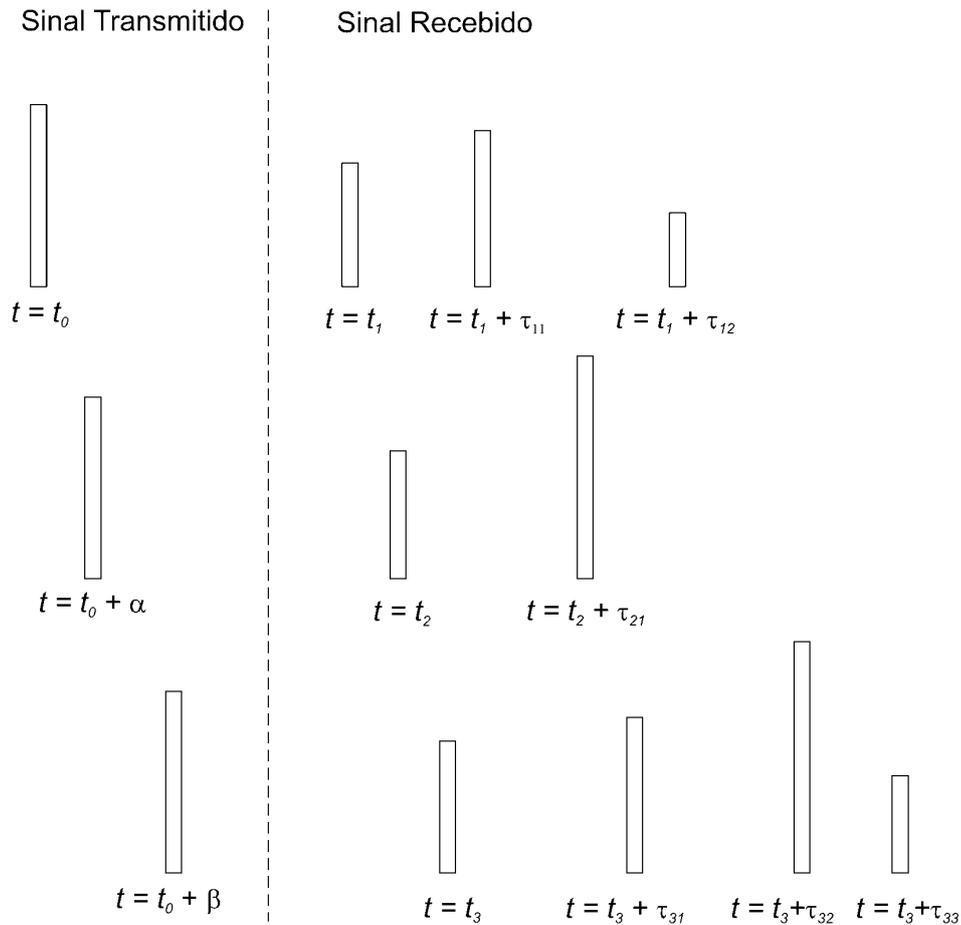


Figura 2.3: Resposta a um pulso extremamente curto em um canal com multipercursos variante no tempo

Assim, pode-se concluir que a resposta ao impulso do canal variante no tempo em banda base é expressa por:

$$h(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.6)$$

A natureza desses canais multipercursos é tal que o fator de atenuação e o atraso em (2.6) variam de forma aleatória. Quando há um grande número de caminhos, o teorema do limite central pode ser aplicado e $h(\tau, t)$ é modelado segundo um processo aleatório gaussiano complexo. Se o processo gaussiano tiver média nula e variância σ^2 , a envoltória $|h(\tau, t)|$ possui uma distribuição Rayleigh. A função de densidade de probabilidade (fdp) de uma variável aleatória x com distribuição Rayleigh é descrita por

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) & , \text{ para } 0 \leq x < \infty \\ 0 & , \text{ para } x < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

e encontra-se mostrada na Figura 2.4.

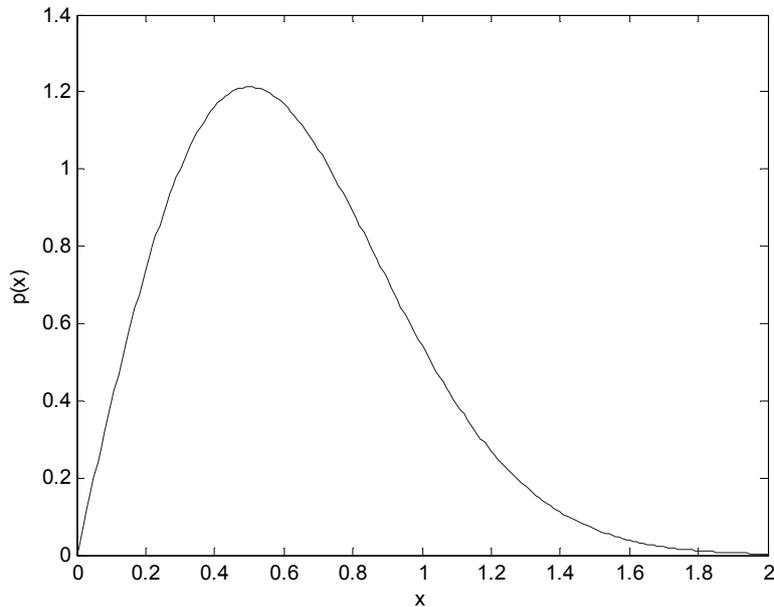


Figura 2.4: Função densidade de probabilidade Rayleigh para $\sigma = 0,5$

Um canal descrito dessa maneira é chamado de canal com desvanecimento Rayleigh e será o modelo adotado durante toda a dissertação.

Caso exista entre o transmissor e o receptor uma linha de visada, as variáveis aleatórias gaussianas não possuem mais média nula e a envoltória $|h(\tau,t)|$ segue uma distribuição de Rice, cuja fdp é dada por:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) J_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right) & , \text{ para } 0 \leq x < \infty \text{ e } A \geq 0 \\ 0 & , \text{ para } x < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

onde A é a amplitude do sinal dominante e $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero. Nota-se que quando não há uma linha de visada entre o transmissor e o receptor, ou seja, quando $A = 0$, $J_0\left(\frac{Ax}{\sigma^2}\right) = J_0(0) = 1$ e a função de densidade de probabilidade em (2.8) recai na função de densidade de probabilidade Rayleigh em (2.7).

2.3 Parâmetros do canal radiomóvel

Nesta seção, serão descritas algumas funções de correlação e de densidade espectral de potência que serão úteis para a classificação dos canais com desvanecimento na próxima seção.

2.3.1 Espalhamento temporal no domínio do tempo

Considere que a resposta ao impulso de um canal radiomóvel em banda base, $h(\tau, t)$, seja um processo estacionário no sentido amplo, com função de autocorrelação definida por

$$\phi_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.9)$$

onde τ_i é o atraso do i -ésimo multipercurso para um dado instante de tempo t .

Como na maioria dos meios de transmissão via rádio a amplitude e a fase de um canal provenientes de caminhos distintos são descorrelacionados entre si, pode-se reescrever (2.9) como

$$\frac{1}{2} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_h(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.10)$$

Se $\Delta t = 0$, a função de autocorrelação resultante $\phi_h(\tau, 0) \equiv \phi_h(\tau)$ corresponde à potência média na saída do canal em função do atraso τ . Assim, $\phi_h(\tau)$ é chamado de perfil de intensidade de multipercurso ou então de perfil de atraso de potência. A Figura 2.5 esboça um perfil de intensidade típico, cujo tempo T_m entre a primeira e última componente significativa é conhecido como espalhamento temporal do canal.

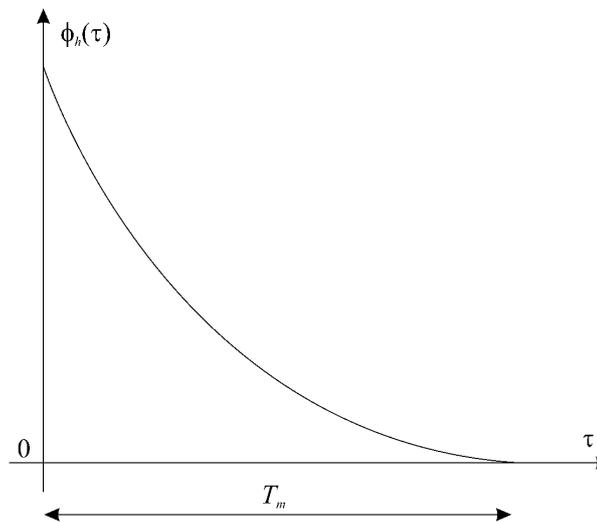


Figura 2.5: Perfil de intensidade de multipercurso

É comum na literatura representar o perfil de atraso de potência a partir da média do ganho complexo de cada percurso do canal, associando ao correspondente atraso. A Tabela 2.1, por exemplo, mostra o comportamento do canal COST-207 TU [39] de seis percursos para um ambiente tipicamente urbano.

Tabela 2.1: Perfil de atraso de potência do COST-207 TU

Atraso (μs)	Ganho (dB)
0	-7,24
0.2	-4,21
0.5	-6,22
1.6	-10,22
2.3	-12,15
5.0	-14,32

2.3.2 Espalhamento temporal no domínio da frequência

A caracterização do canal multipercurso é feita de maneira análoga no domínio da frequência por meio da transformada de Fourier de (2.10). Desta forma:

$$\begin{aligned}
 \Phi_H(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_H(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_H(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_H(\tau_1; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1 \\
 &\equiv \Phi_H(\Delta f; \Delta t)
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

onde $\Delta f = f_2 - f_1$. A função $\Phi_H(\Delta f; \Delta t)$ é a função de correlação em frequência e no tempo do canal, representando a correlação das respostas do canal a duas componentes de frequências, espaçadas de Δf , e transmitidas com um atraso relativo no tempo igual a Δt . Considerando que $\Delta t = 0$, as funções em (2.10) e (2.11) podem ser relacionadas por

$$\Phi_H(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_h(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau, \tag{2.12}$$

o que indica que $\Phi_H(\Delta f)$ é a transformada de Fourier de $\phi_h(\tau)$. A Figura 2.6 mostra a função de correlação em frequência, onde $(\Delta f)_c$ é definida como a largura de faixa de coerência do canal e representa a faixa de frequência na qual as componentes espectrais de um sinal tendem a ter o mesmo ganho, ou seja, é a faixa na qual as componentes estão fortemente correlacionadas. Assim, duas sinusóides são afetadas de maneira diferente pelo canal quando a separação em frequência entre elas for maior do que $(\Delta f)_c$. Mais adiante, na Seção 2.4, $(\Delta f)_c$ será relacionada com a largura de faixa do sinal de informação, a fim de se adotar um critério de classificação do canal. A largura de faixa de coerência do canal é inversamente proporcional ao espalhamento temporal, ou seja:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.13)$$

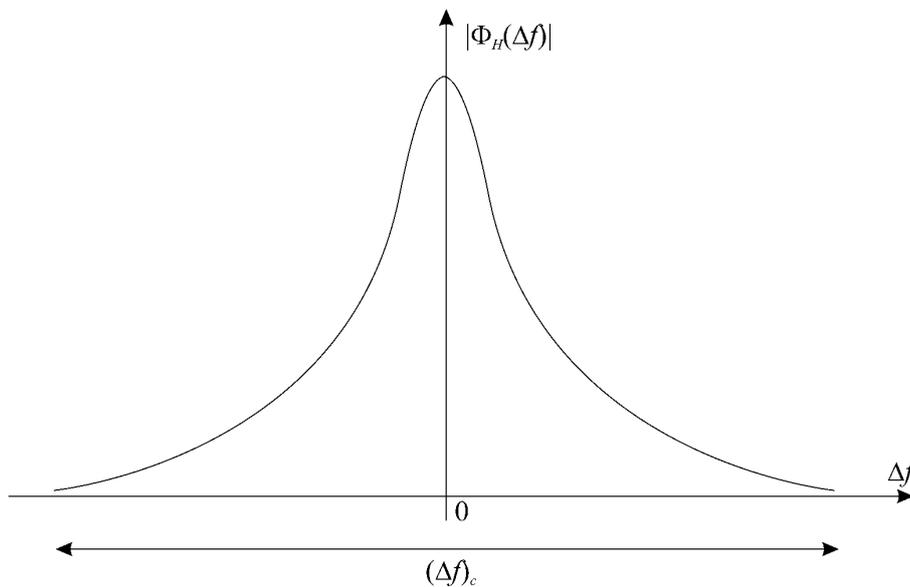


Figura 2.6: Função de correlação em frequência

2.3.3 Espalhamento Doppler e tempo de coerência

O espalhamento Doppler é um parâmetro que descreve a natureza variante do canal no tempo. Diferentes caminhos resultam numa variedade de sinais observados no receptor devido ao efeito de multipercurso de um mesmo sinal. Quando há movimento relativo entre o transmissor e o receptor, ou até mesmo de objetos ao redor deles, o efeito Doppler se torna presente em cada um dos componentes de multipercurso e resulta numa modulação aleatória em frequência, cujo conjunto somado causa um alargamento espectral do sinal no receptor. Este alargamento é chamado de espalhamento Doppler B_d .

Uma maneira de relacionar o efeito Doppler com as variações temporais do canal é por meio da transformada de Fourier da função $\Phi_H(\Delta f, \Delta t)$ em relação à variável Δt , representada por

$$S_H(\Delta f; f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_H(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi f_d \Delta t} d\Delta t \quad (2.14)$$

Se $\Delta f = 0$, tem-se que

$$S_H(f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_H(\Delta t) e^{-j2\pi f_d \Delta t} d\Delta t \quad (2.15)$$

A função $S_H(f_d)$ é conhecida como espectro de potência Doppler do canal e fornece a intensidade do sinal em função da frequência Doppler f_d . Este espectro é mostrado na Figura 2.7, onde o espalhamento Doppler B_d é a faixa de valores de f_d na qual $S_H(f_d)$ é considerada significativa.

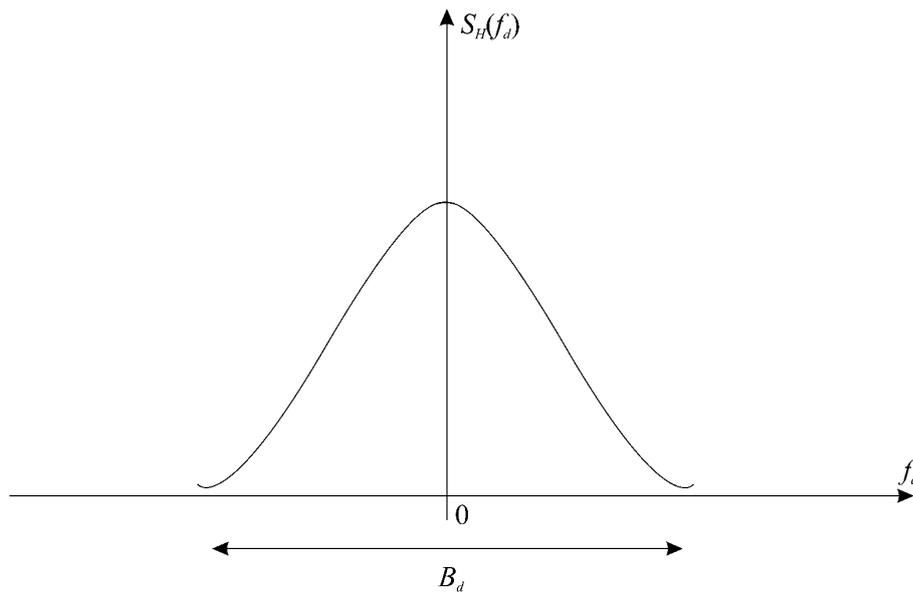


Figura 2.7: Espectro de potência Doppler

Para que seja possível a simulação do efeito Doppler nas transmissões, utilizou-se o chamado espectro de potência Doppler de Jakes [9], dado por:

$$S_H(f_d) = \frac{1}{\sqrt{1 - (f_d / f_m)^2}}, \quad -f_m \leq f_d \leq f_m \quad (2.16)$$

onde f_m é a máxima frequência de deslocamento Doppler.

O tempo de coerência é usado para caracterizar no domínio do tempo a dispersão em frequência do canal causada pelo efeito Doppler. Desta forma, o tempo de coerência é uma medida estatística de duração de tempo na qual a resposta ao impulso do canal é

invariante, e quantifica a similaridade do canal ao longo deste tempo. Sinais transmitidos dentro deste intervalo sofrem um desvanecimento fortemente correlacionado. Quando o intervalo de tempo entre dois sinais for maior do que o tempo de coerência, os sinais serão afetados de maneira independente pelo canal.

Se $\Delta f = 0$ em (2.11), obtém-se a função de correlação no tempo, ilustrada pela Figura 2.8 e cujo tempo $(\Delta t)_c$ entre a primeira e a última componente significativa representa o tempo de coerência do canal.

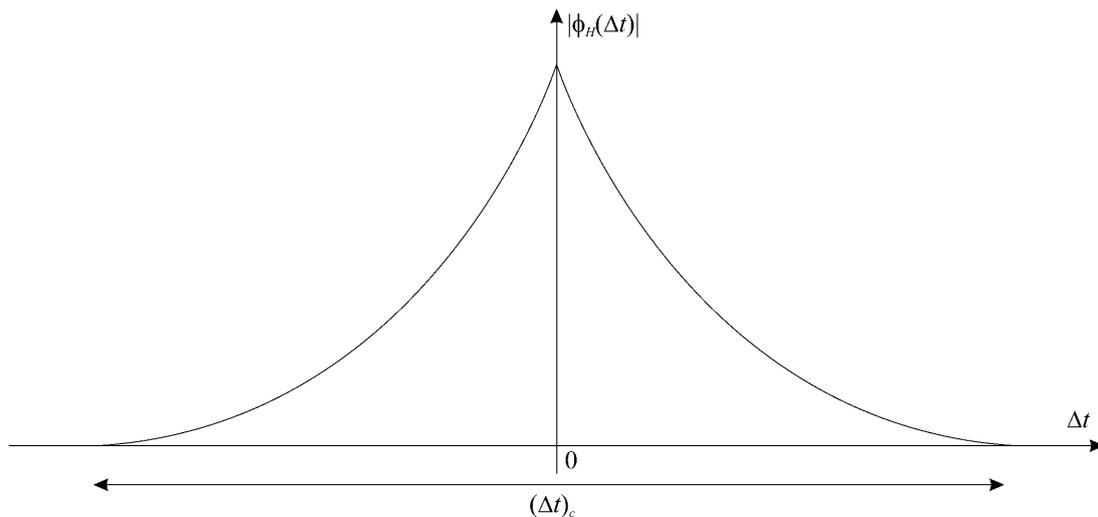


Figura 2.8: Função de correlação temporal

Conforme (2.15), o espectro de potência Doppler $S_H(f_d)$ é a transformada de Fourier da função de correlação no tempo. Logo, pode-se relacionar $(\Delta t)_c$ com o espalhamento Doppler por meio de

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.17)$$

2.4 Classificação dos canais radiomóvel

Após toda a discussão realizada sobre a caracterização do canal de comunicação radiomóvel, pode-se classificá-lo segundo alguns critérios, como veremos a seguir.

2.4.1 Desvanecimento plano

No desvanecimento plano, o canal possui ganho constante e fase linear em uma largura de faixa que é muito maior que a largura de faixa do sinal, permitindo que as

características espectrais do sinal do sinal sejam preservadas, sem que haja distorção. Desta forma:

$$\begin{aligned} B_s &\ll (\Delta f)_c \text{ e} \\ T_s &\gg T_m, \end{aligned} \quad (2.18)$$

onde B_s é a largura de faixa do sinal e T_s é o correspondente período de símbolo.

Deve-se observar que um canal pode ser plano para um dado período de símbolo, enquanto que o mesmo canal pode não ser plano para um outro período de símbolo, de duração menor.

2.4.2 Desvanecimento seletivo em frequência

No desvanecimento seletivo em frequência, a faixa de frequência na qual o canal tem um ganho constante e uma resposta de fase linear é menor do que a largura de faixa do sinal transmitido. Por isso, o espalhamento temporal do sinal se torna maior do que a duração de um símbolo do sinal transmitido e, com isso, o sinal recebido em um determinado instante sofrerá interferência de sinais transmitidos em instantes de tempo anteriores, causando interferência intersimbólica. Este tipo de interferência faz com que o espectro do sinal recebido seja distorcido em relação ao espectro do sinal enviado. Novamente, a natureza seletiva em frequência do canal depende tanto da taxa de transmissão do sinal quanto de suas características. Assim:

$$\begin{aligned} B_s &> (\Delta f)_c \\ T_s &< T_m \end{aligned} \quad (2.19)$$

2.4.3 Desvanecimento quase-estático

Quando a largura de faixa em banda base do sinal é muito maior do que o espalhamento Doppler, temos um desvanecimento quase-estático. Neste caso, o efeito Doppler pode ser desprezado, pois a resposta ao impulso do canal se modifica numa taxa muito menor do que o sinal transmitido e, assim, pode-se considerar o canal estático em um ou mais períodos de símbolo. Desta forma:

$$\begin{aligned} T_s &\ll (\Delta t)_c \\ B_s &\gg B_d \end{aligned} \quad (2.20)$$

2.4.4 Desvanecimento rápido

Se o efeito Doppler não for desprezível, ou seja, se o intervalo de tempo em que há uma variação significativa das características do canal for menor do que a duração de um símbolo, ocorre o chamado desvanecimento rápido. Nele, a distorção no sinal recebido está associada à dispersão em frequência. Assim:

$$\begin{aligned} T_s &> (\Delta t)_c \\ B_s &< B_d \end{aligned} \quad (2.21)$$

2.4.5 Classificação geral dos canais

As figuras abaixo mostram uma representação da classificação dos canais radiomóvel, a partir dos parâmetros apresentados anteriormente. Na Figura 2.9, a classificação é feita comparando-se os parâmetros do canal radiomóvel com a largura de faixa B_s do sinal. Já na Figura 2.10, compara-se os parâmetros do canal com o período de símbolo do sinal.

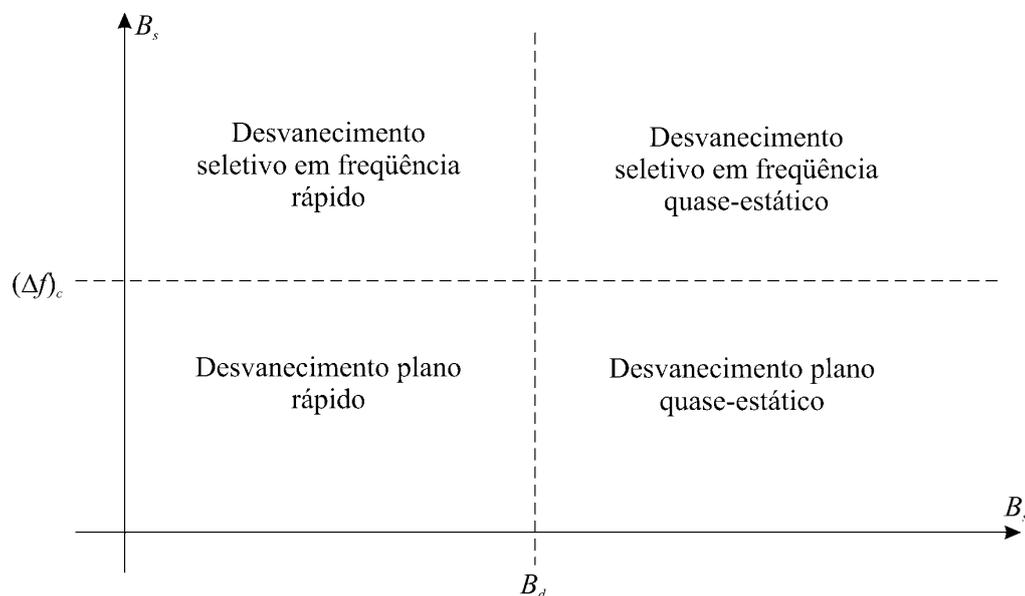


Figura 2.9: Classificação dos canais a partir da largura de faixa do sinal

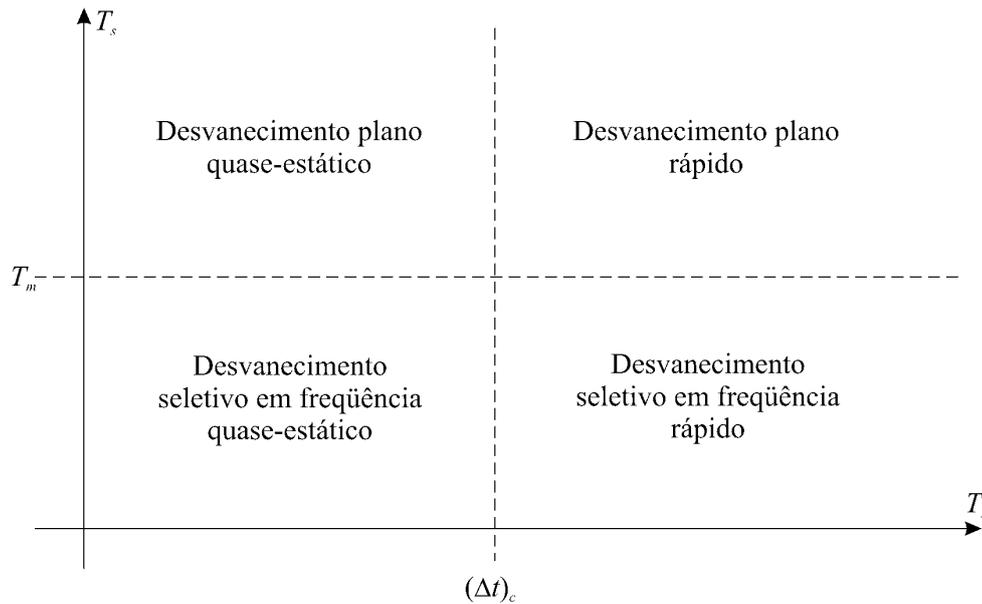


Figura 2.10: Classificação dos canais a partir do período de símbolo do sinal

2.5 Simulações do canal Rayleigh

O canal com desvanecimento Rayleigh pode ser modelado como um filtro linear FIR (*Finite Impulse Response*), cuja resposta ao impulso é dada por [10]:

$$h(n, m) = \sum_j \text{sinc}\left(\frac{\tau_j(m)}{T_s} - n\right) \alpha_j(m) \quad (2.22)$$

onde τ_j e α_j são, respectivamente, o atraso e o ganho complexo em cada multipercurso para um dado instante n do canal, gerados para cada instante de tempo m a partir de um filtro cujo espectro de potência corresponde ao espectro Doppler de Jakes [10], adicionado a um ruído branco gaussiano.

A partir do que foi exposto até agora, é possível simular algumas situações de canal com desvanecimento Rayleigh e classificá-lo segundo os critérios apresentados. Considere, então, o perfil de atraso de potência COST 207 TU apresentado na Tabela 2.1, onde $T_m = 5 \mu\text{s}$.

Numa primeira abordagem, um sinal com período de símbolo $T_s = 0,2 \mu\text{s}$ foi submetido a um canal quase-estático. A resposta ao impulso para uma dada semente de inicialização do canal é mostrada na Figura 2.11.

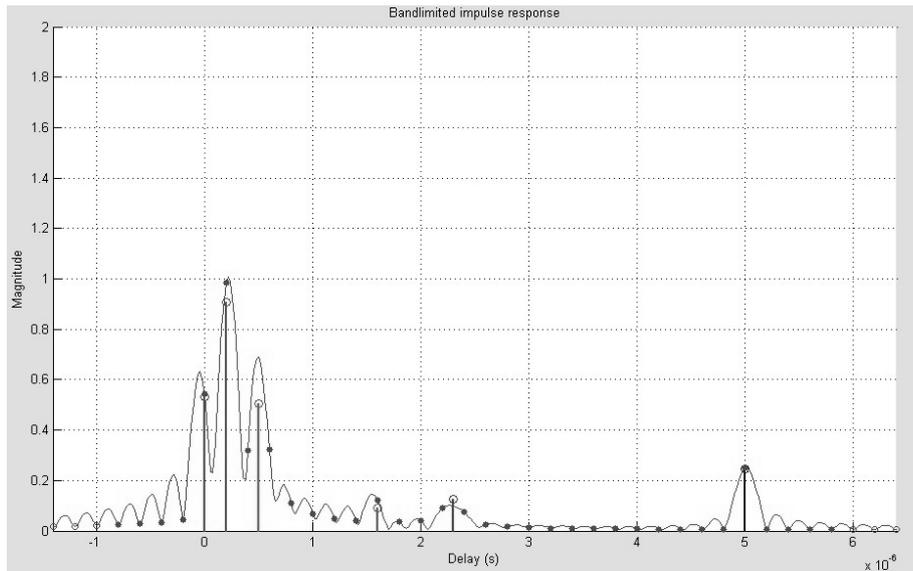


Figura 2.11: Resposta ao impulso de um canal COST 207 seletivo em frequência

O gráfico mostra as magnitudes de duas respostas ao impulso: uma delas, representada por impulsos, indica a resposta em cada um dos seis multipercursos do canal COST 207 para uma largura de faixa do sinal tendendo ao infinito. Já a outra representa a resposta ao impulso em questão, para uma largura de faixa do sinal limitada em aproximadamente $1/T_s$ e gerada a partir de (2.22). Como $T_s < T_m$, o canal é classificado como seletivo em frequência. A Figura 2.12 mostra que a resposta em frequência de um canal deste tipo não possui uma faixa de frequência com ganho constante ao longo de sua extensão.

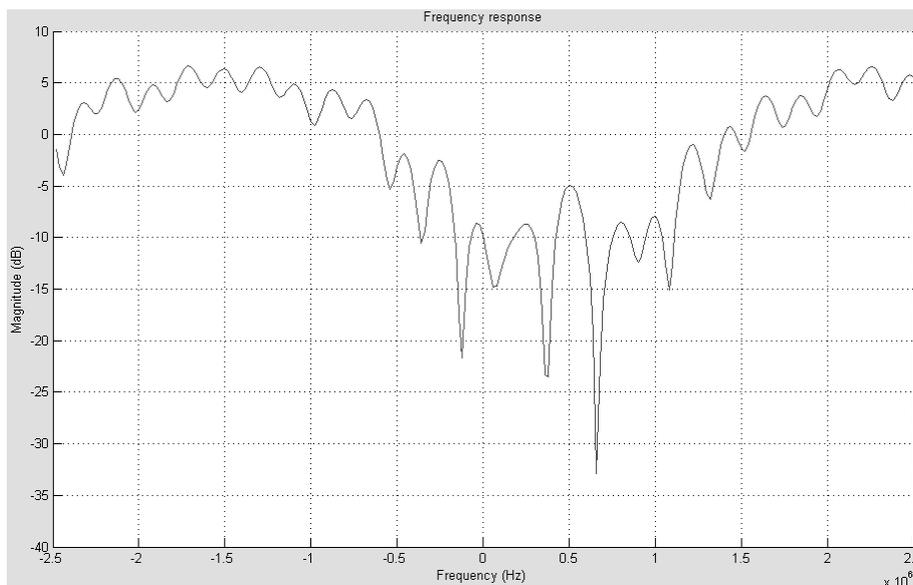


Figura 2.12: Resposta em frequência de um canal COST 207 seletivo em frequência

Pelo fato do canal ser quase-estático, pode-se considerá-lo invariante no tempo, conforme observado na Figura 2.13:

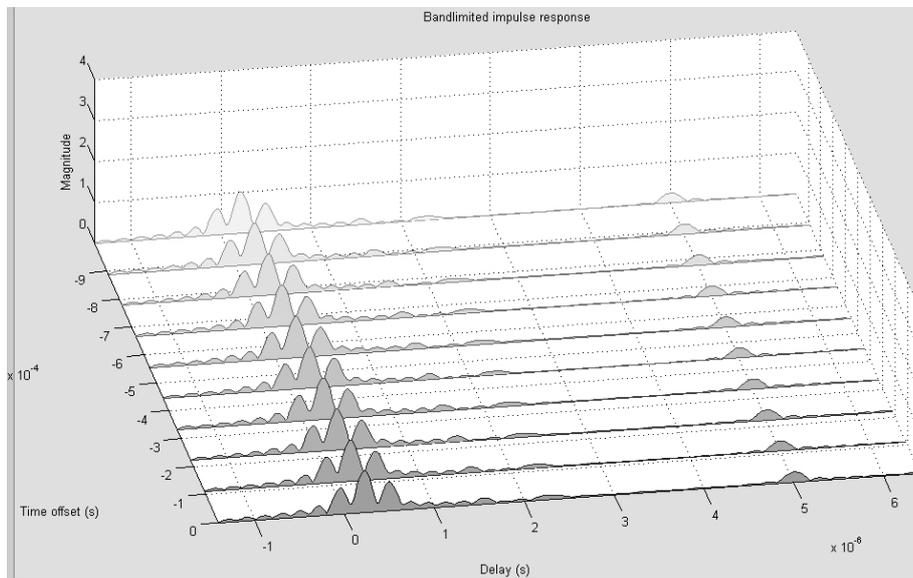


Figura 2.13: Resposta ao impulso de um canal COST 207 quase-estático

Considere agora uma simulação que caracteriza a natureza variante do canal. Para tanto, utilizou-se um espalhamento Doppler B_d de 300Hz, cujo espectro Doppler de Jakes pode ser observado na Figura 2.14.

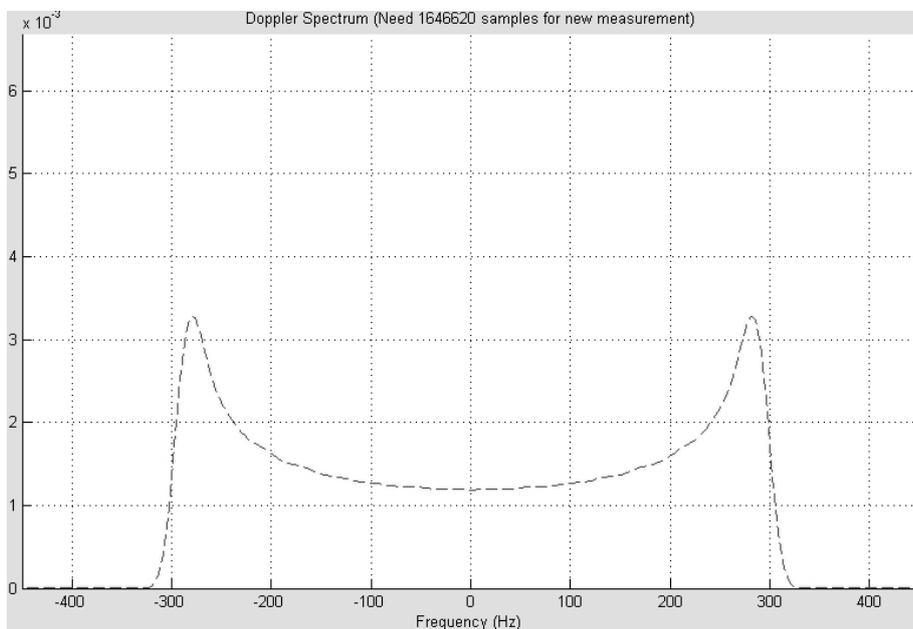


Figura 2.14: Espectro Doppler de Jakes em 300 Hz

A Figura 2.15 abaixo mostra como a resposta ao impulso do canal varia no tempo. Dez instantes do canal foram capturados ao longo de 25000 realizações do mesmo.

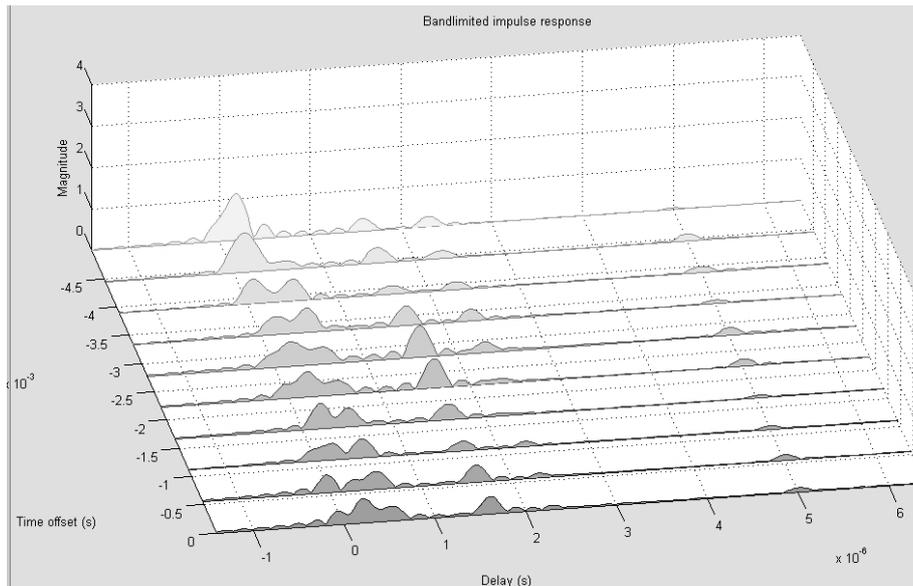


Figura 2.15: Resposta ao impulso de um canal COST 207 variante no tempo

É evidente que o mesmo comportamento variante no tempo é observado na resposta em frequência do canal. A Figura 2.16 abaixo mostra como a magnitude de cada componente de multipercurso varia no tempo.

Já a Figura 2.17 mostra a influência que o canal variante no tempo possui sobre a largura de faixa do sinal. Cada curva é a soma da magnitude das componentes de multipercurso e representam a máxima energia do sinal que pode ser capturada no receptor.

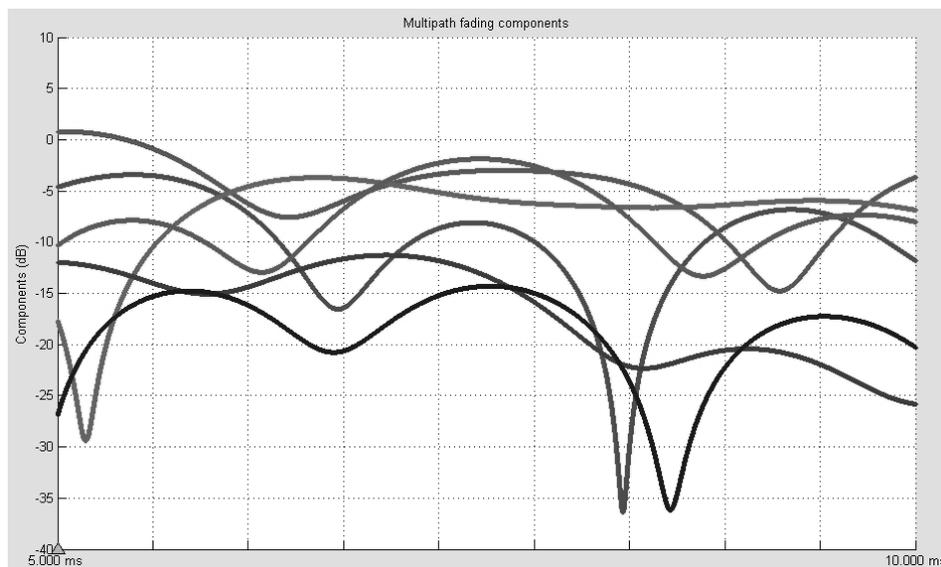


Figura 2.16: Magnitude de cada componente de multipercurso em função do tempo

Três situações foram consideradas a partir da variação da largura de faixa do sinal. Como pode ser observado pelas curvas, a variabilidade dos ganhos de multipercurso, ou do

desvanecimento do sinal, diminui à medida que a largura de faixa do sinal aumenta, o que significa que na presença de multipercursos, sinais com largura de faixa inferiores são mais prejudicados, conforme exemplificada no gráfico.

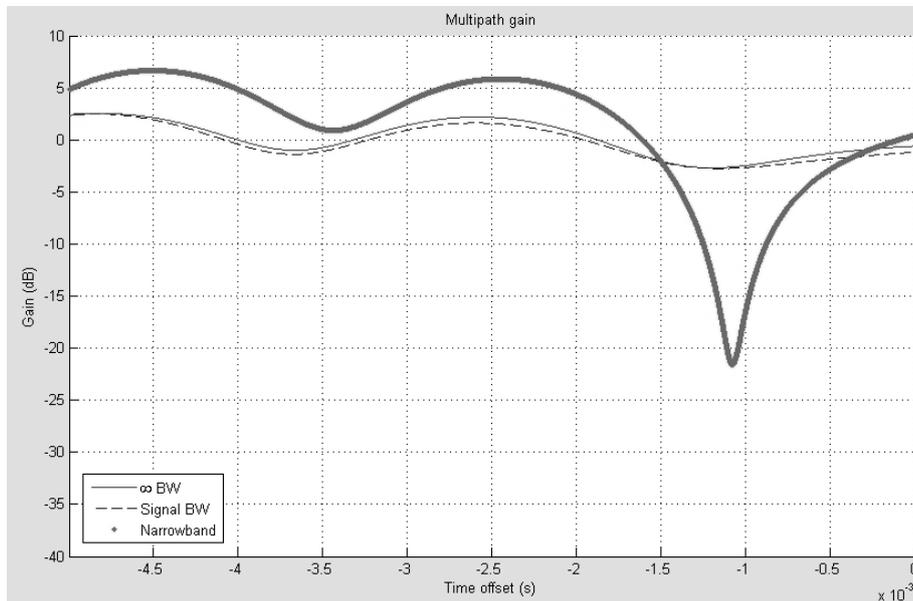


Figura 2.17: Ganho de multipercurso para diferentes larguras de faixa do sinal

Como mencionado anteriormente, o canal com desvanecimento seletivo em frequência introduz interferência intersimbólica no sinal transmitido. O capítulo a seguir discute uma técnica de modulação denominada OFDM, que transforma canais com desvanecimento seletivo em frequência em canais com desvanecimento plano.

3 OFDM

3.1 Introdução

O sistema OFDM (do inglês *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), ou multiplexagem por divisão de frequências ortogonais, é um tipo de modulação discreta de múltiplos tons [20] que consiste em uma técnica de transmissão na qual o espectro de frequência é dividido em um conjunto de subcanais planos em frequência, de maneira a minimizar os efeitos do desvanecimento seletivo em frequência do canal radiomóvel.

A técnica OFDM surgiu por volta da década de 60, quando Chang [11] apresentou sua proposta sobre a síntese de sinais ortogonais para transmissão de dados em múltiplos canais, sem causar interferência entre portadoras (ICI) e interferência entre símbolos (ISI). Mais adiante, Weinstein e Ebert [12] usaram a transformada discreta de Fourier (DFT), reduzindo a complexidade de implementação. Apesar de utilizarem um intervalo de guarda nulo entre os símbolos e um janelamento co-seno levantado no domínio do tempo para reduzir a ISI e a ICI, não havia uma perfeita ortogonalidade entre as subportadoras em um canal dispersivo. Tal problema foi solucionado em 1980 por Peled e Ruiz [14], através da introdução do prefixo cíclico (CP) no espaço de guarda.

A tecnologia OFDM apenas começou a se tornar popular na década de 90, com o advento de processadores digitais de sinais de alta capacidade. Hoje, ela é adotada em diversos padrões de transmissão digital, como os padrões de áudio digital DAB (*Digital Audio Broadcasting*) [15], de televisão digital DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial*) [16] e ISDB-T (*Integrated Service of Digital Broadcasting Terrestrial*) [17], além dos padrões Wi-Fi [18] e WiMax [19] de redes sem fio.

3.2 A multiplexagem por divisão em frequências ortogonais

Considere a largura de faixa de um sinal com modulação digital em banda passante [20], a exemplo de uma modulação QPSK ou um M -QAM, dada por:

$$B_s = \frac{R_b}{\log_2(M)}(1 + \alpha) = R_s(1 + \alpha) \quad (3.1)$$

onde R_b e R_s são, respectivamente, a taxa de bits e de símbolos na saída do modulador, M é a ordem da modulação utilizada e α é o fator de decaimento cosseno levantado.

Como foi revisto no capítulo anterior, uma recepção está livre de interferência intersimbólica (ISI) se

$$B_s \ll (\Delta f)_c \quad (3.2)$$

Caso esta condição não seja satisfeita, o sinal irá sofrer desvanecimento seletivo em frequência. Para minimizar este efeito, o receptor deve identificar e cancelar as versões atrasadas do sinal transmitido por meio de um equalizador [21]. Porém, em condições severas de seletividade do canal, esta solução torna-se cara e complexa.

Tal limitação pode ser superada por meio de uma técnica denominada multiplexação por divisão em frequência (FDM), que divide uma seqüência de dados com taxa de R_s símbolos por segundo em N conjuntos de dados paralelos, cada um associado a uma subportadora k e operando numa taxa de

$$R_k = R_s / N \text{ símbolos por segundo.} \quad (3.3)$$

Para que não haja interferência entre as subportadoras (ICI), suas frequências devem estar espaçadas de um valor maior do que a largura de faixa do sinal em cada subportadora, ou seja,

$$\Delta f > 2R_k, \text{ para } \alpha = 1 \quad (3.4)$$

Porém, isso significa que a largura de faixa total ocupada é o dobro da largura de faixa ocupada pelo mesmo sinal modulado por uma única portadora. Para evitar este problema é necessário que as subportadoras sejam sobrepostas no espectro de frequência sem introduzir ICI, o que pode ser conseguido se as subportadoras forem ortogonais entre si, ou seja,

$$\int_0^{T_k} \cos(w_k t) \cdot \cos(w_n t) = 0, \text{ para quaisquer } k \text{ e } n, \text{ sendo } k \neq n \quad (3.5)$$

onde $T_k = 1/R_k$ é o período de símbolo em cada subportadora.

Há diversos espaçamentos em frequência que garantem a ortogonalidade, mas a maior eficiência em termos de largura espectral é obtida se $\Delta f = R_k$. Conforme pode ser visto na Figura 3.1 para $N = 5$, o método é uma transmissão em paralelo no domínio da

freqüência, que não prejudica a largura de faixa total necessária, quando comparada à transmissão de um sinal por portadora única.

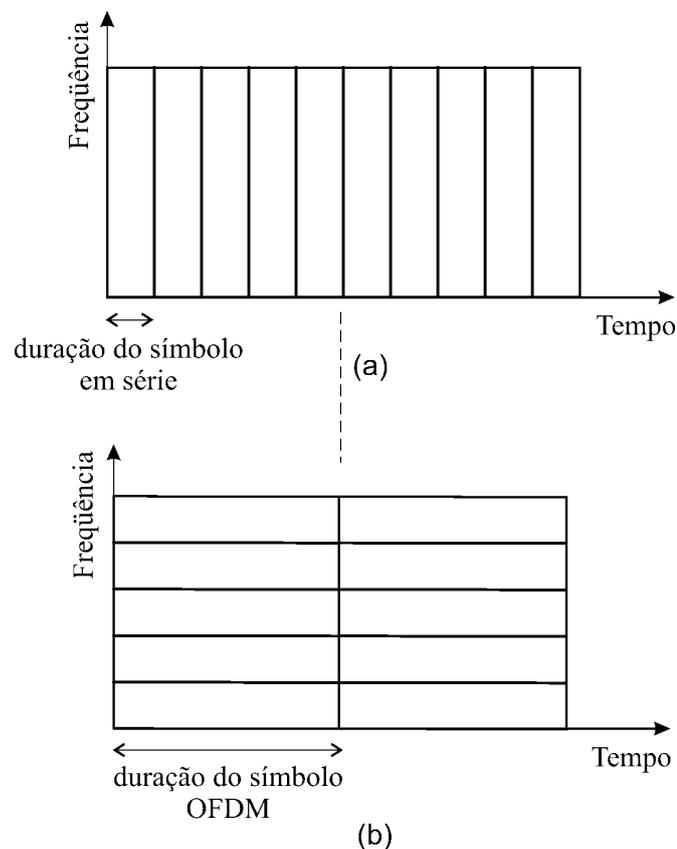


Figura 3.1: (a) Esboço de transmissão por uma única portadora. (b) Transmissão OFDM

Cada subportadora responde por uma largura de faixa B_s/N , enquanto que a duração do símbolo T_s é aumentada por um fator N . Pode-se, então, de acordo com (2.18), transformar um canal considerado seletivo em freqüência para um dado sinal num canal com desvanecimento plano. Contudo, N não pode ser aumentado arbitrariamente, pois uma duração longa do símbolo k faz com que a transmissão fique sensível à incoerência temporal do canal, causada pela máxima freqüência de deslocamento Doppler f_d [22]. Assim, a condição

$$f_d N T_s \ll 1 \quad (3.6)$$

deve ser satisfeita.

No domínio da freqüência, a ortogonalidade garante que na freqüência em que a amplitude é máxima para uma dada subportadora, a amplitude seja nula para as demais, conforme mostrado pela Figura 3.2, que simula um símbolo OFDM com 9 subportadoras, destacando-se uma delas.

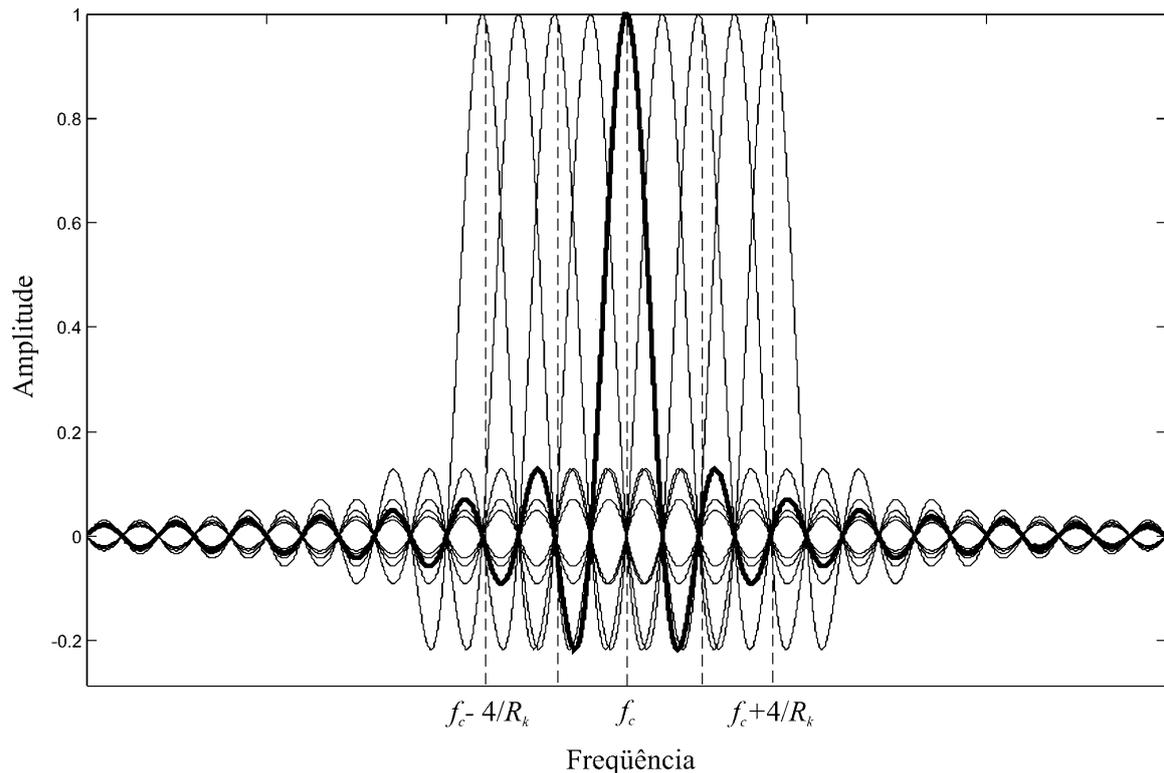
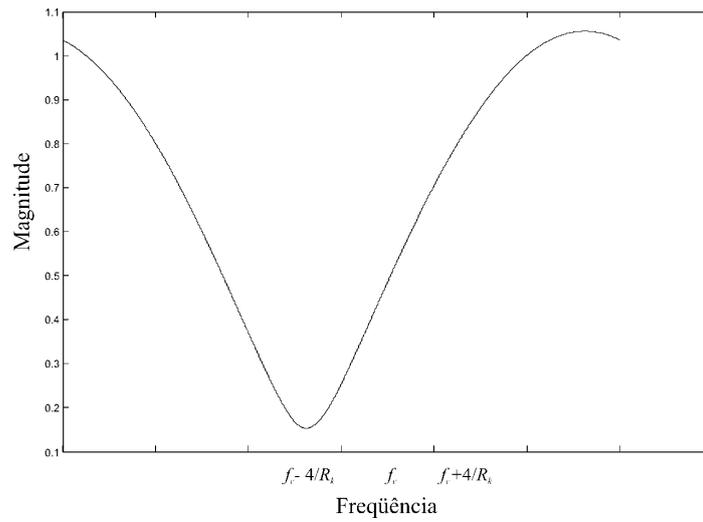


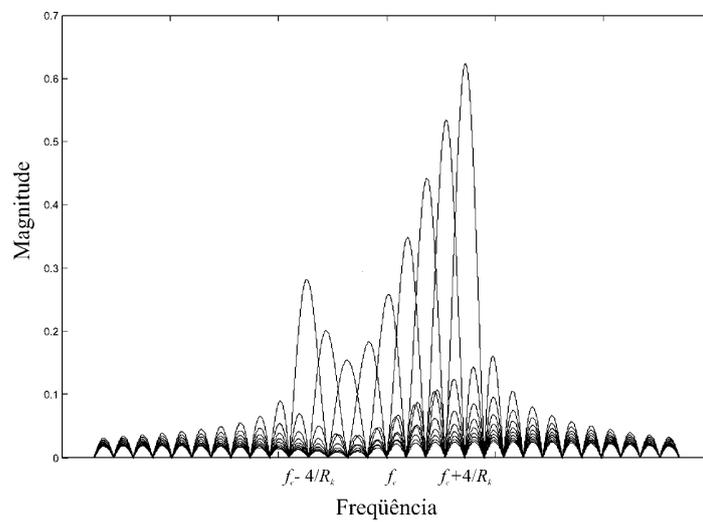
Figura 3.2: Sinal OFDM com 9 subportadoras no domínio da frequência

Dessa forma, um desvanecimento afetaria somente algumas subportadoras, como pode ser visto na Figura 3.3b, que mostra a recepção de um símbolo OFDM após passar por um canal com desvanecimento profundo em uma determinada faixa de frequências, mostrada pela resposta em frequência na Figura 3.3a. Embora não seja o foco da dissertação, vale complementar que há técnicas que previnem que sinais sejam transmitidos (ou enviados a taxas menores) em subportadoras com desvanecimento profundo, com o que é o caso da modulação adaptativa [23]. A partir do conhecimento do estado do canal (CSI) no transmissor, pode-se decidir em quais subportadoras a informação será transmitida em um sistema OFDM [24].

No domínio do tempo, a Figura 3.4 mostra que a ortogonalidade garante que cada subportadora possua uma periodicidade a cada T_s segundos. Mais adiante será mostrado que o atraso por multipercursos impede a formação de ciclos completos de período nas subportadoras, acarretando numa quebra de ortogonalidade. Por enquanto, a seção seguinte revisa como é feita a geração do símbolo OFDM e as maneiras encontradas para minimizar a complexidade de implementação.



(a)



(b)

Figura 3.3: (a) Resposta em frequência do canal com desvanecimento profundo em uma determinada faixa de frequência. (b) Recepção do sinal OFDM após passar pelo canal

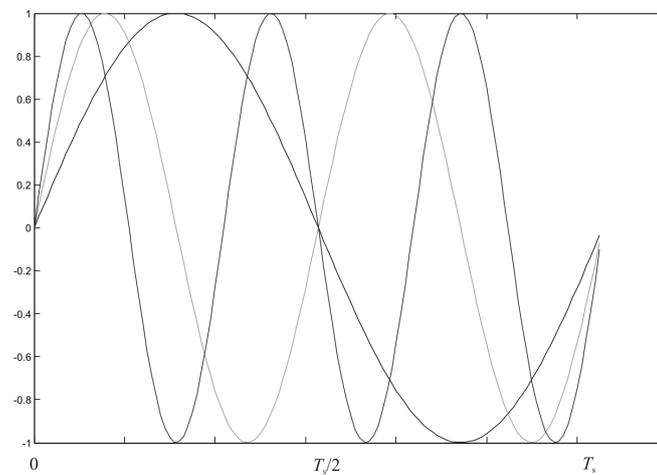


Figura 3.4: Representação das frequências ortogonais em 3 subportadoras no domínio do tempo

3.3 Geração do sistema OFDM

3.3.1 Modelo contínuo no tempo

Numa primeira abordagem, a geração de sinais OFDM foi proposta basicamente segundo a Figura 3.5. Um sinal $x(t)$ é mapeado por um modulador digital em banda passante, gerando uma seqüência de N símbolos complexos

$$c_k = a_k + jb_k, \text{ para } 0 < k < N-1 \quad (3.7)$$

onde a_k é a componente real e b_k é a componente imaginária do símbolo complexo c_k . Esta seqüência é agrupada e então separada num conversor serial-paralelo de N sinais. As componentes a_k e b_k então modulam respectivamente um co-seno e um seno na frequência central w_k . Por fim, a soma das formas de onda moduladas resulta no sinal OFDM $s(t)$ tal que

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} [a_k \cos(w_k t) + b_k \sin(w_k t)] \quad (3.8)$$

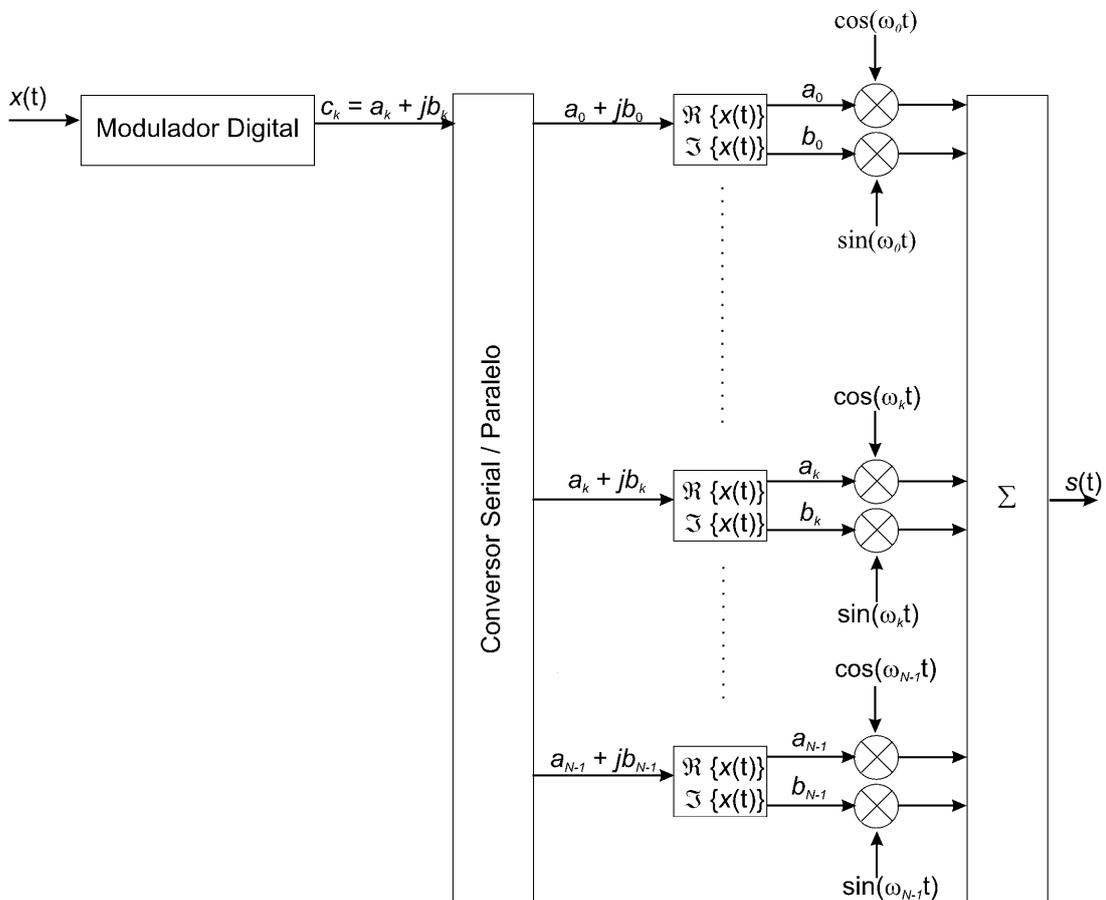


Figura 3.5: Transmissor OFDM em um modelo contínuo no tempo

Como as funções seno e co-seno são ortogonais entre si e o espaçamento entre as frequências w_k é igual a R_k , então o sinal OFDM pode ser detectado utilizando um banco de $2N$ correlatores, como mostrado na Figura 3.6 a seguir:

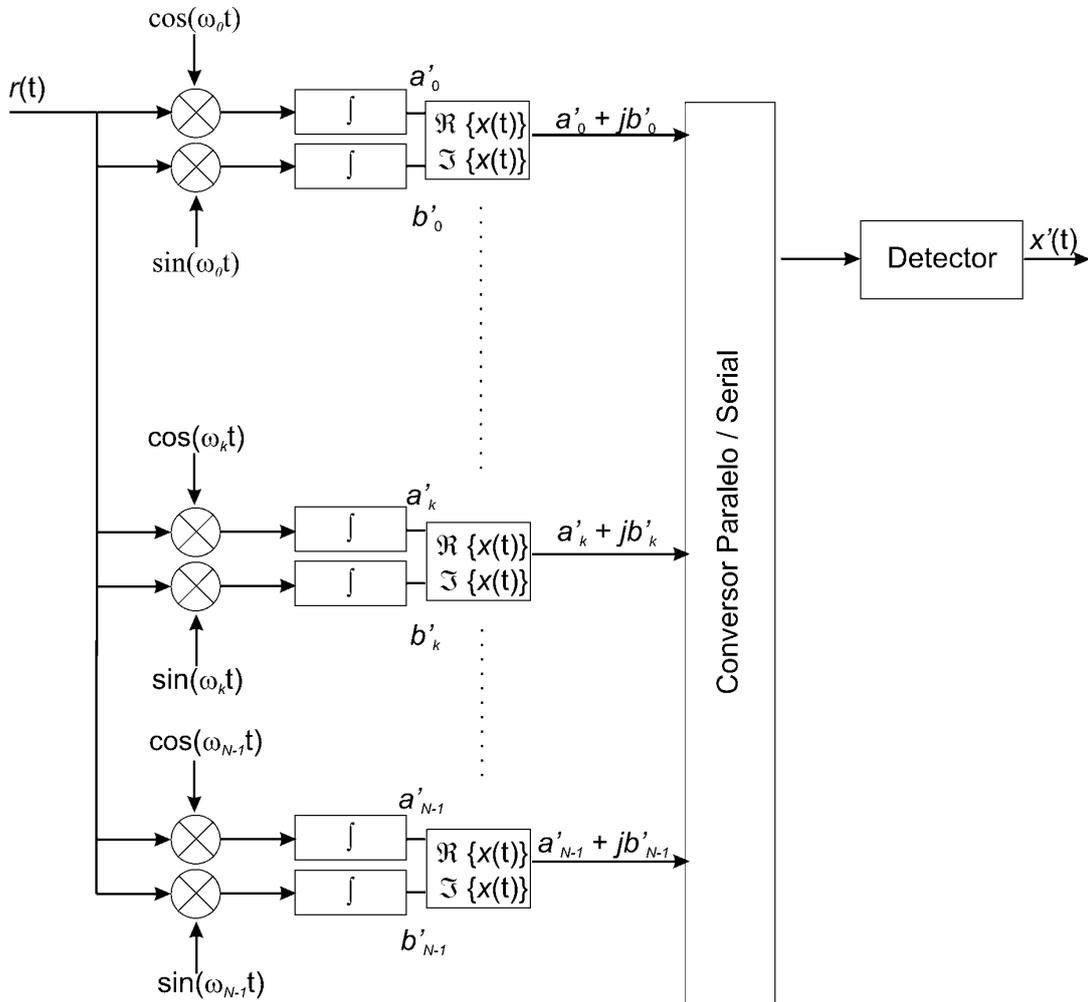


Figura 3.6: Detector OFDM em um modelo contínuo no tempo

Assumindo que o sinal recebido $r(t)$ seja igual ao sinal transmitido $s(t)$, a seguinte análise pode ser feita para a recuperação da informação na subportadora de frequência w_0 [27]:

$$a'_o = \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{N-1} [a_k \cos(w_k t) + b_k \sin(w_k t)] \cdot \cos(w_o t) dt$$

$$a'_o = \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(w_k t) \cdot \cos(w_o t) dt + \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{N-1} b_k \sin(w_k t) \cdot \cos(w_o t) dt$$

$$a'_o = \frac{2}{T} \int_0^T a_o \cos(w_o t) \cdot \cos(w_o t) dt + \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{k=0, k \neq o}^{N-1} a_k \cos(w_k t) \cdot \cos(w_o t) dt$$

$$a_o' = \frac{2a_o}{T} \int_0^T \cos^2(w_o t) dt$$

$$a_o' = a_o \quad (3.9)$$

De maneira semelhante, a recuperação da componente em quadratura na subportadora de frequência w_0 é realizada da seguinte forma:

$$b_o' = \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{N-1} [a_k \cos(w_k t) + b_k \sin(w_k t)] \cdot \sin(w_o t) dt$$

$$b_o' = \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(w_k t) \cdot \sin(w_o t) dt + \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{k=0}^{N-1} b_k \sin(w_k t) \cdot \sin(w_o t) dt$$

$$b_o' = \frac{2}{T} \int_0^T b_o \sin(w_o t) \cdot \sin(w_o t) dt + \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{k=0; k \neq o}^{N-1} b_k \sin(w_k t) \cdot \sin(w_o t) dt$$

$$b_o' = \frac{2b_o}{T} \int_0^T \sin^2(w_o t) dt$$

$$b_o' = b_o \quad (3.10)$$

A mesma análise segue para as demais subportadoras. Todavia, para fins práticos, a implementação do modelo contínuo no tempo se torna complexa, pois, para que não haja interferência entre as subportadoras, cada um dos osciladores do transmissor e receptor deve estar perfeitamente espaçados de R_k Hz. Com o aumento do número de subportadoras no sistema (o que garantiria uma maior eficácia frente à transmissão de uma única portadora), isso poderia se tornar um problema. Uma solução proposta por Weinstein e Ebert [12] consiste em utilizar a DFT e se caracteriza como o modelo discreto no tempo.

3.3.2 Modelo discreto no tempo

O desenvolvimento de eficientes métodos que desempenham a análise de Fourier em seqüências discretas no tempo favoreceu imensamente a análise e síntese de sinais e sistemas. Uma destas ferramentas é a chamada transformada de Fourier discreta (DFT) para sinais de duração finita.

Seja $x[n]$ um sinal de duração finita, tal que $x[n] = 0$, para o intervalo que não esteja compreendido entre $0 \leq n \leq N_1 - 1$. Suponha que $\tilde{x}[n]$ seja um sinal periódico de tamanho $N \geq N_1$, igual a $x[n]$ ao longo de um período tal que

$$\tilde{x}[n] = x[n], \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (3.11)$$

Os coeficientes da série de Fourier para $\tilde{x}[n]$ são dados por

$$a_k = \frac{1}{N} \sum_N \tilde{x}[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n} \quad (3.12)$$

Se o intervalo da soma for escolhido ao longo de $\tilde{x}[n] = x[n]$, obtemos que

$$\tilde{X}[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.13)$$

onde $\tilde{X}[k]$ é a transformada de Fourier discreta de $x[n]$. Uma importância fundamental desta técnica é a de que um sinal de duração finita pode ser recuperado de sua DFT, ou seja,

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] e^{-jk(\frac{2\pi}{N})n}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.14)$$

Agora, o conceito de DFT será relacionado ao de OFDM. Na Equação (3.8), observa-se que o sinal OFDM pode ser visto como uma série de Fourier [25] truncada em N elementos, em que as componentes em fase e quadratura são coeficientes dessa série, podendo também ser representada por

$$\begin{aligned} s(t) &= \Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} [a_k \cos(w_k t) - j a_k \sin(w_k t) + b_k \sin(w_k t) + j b_k \cos(w_k t)] \right\} \\ &= \Re \left[\sum_{k=0}^{N-1} (a_k + j b_k) \exp(-j w_k t) \right] \end{aligned} \quad (3.15)$$

Para um sinal em banda passante, cujos valores da frequência central w_c sejam muito maiores que a largura de faixa ocupada pelo sinal, tem-se que

$$s(t) = \Re \left\{ \left[\sum_{k=0}^{N-1} (a_k + j b_k) \exp(-j 2\pi R_k k t) \right] \exp(j w_c t) \right\} \quad (3.16)$$

Analisando o termo entre colchetes em (3.16), observa-se que este é um sinal complexo com espectro definido somente nas frequências positivas. Tal sinal pode ser amostrado a uma taxa igual a $t = n T_s = \frac{n}{N R_k}$ o que resulta em [26]

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot \exp\left(-\frac{j 2\pi k}{N} n\right) \quad (3.17)$$

onde n é o índice temporal das amostras. Numa analogia à Equação (3.14), a equação acima mostra que o sinal OFDM pode ser obtido por meio da transformada inversa discreta de Fourier (IDFT) dos símbolos c_k .

A recuperação do sinal na demodulação pode ser obtida por meio da DFT do sinal OFDM. Assim:

$$c_k' = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s_n \cdot e^{-j \frac{2\pi n k}{N}}, \text{ para } 0 \leq k \leq N - 1 \quad (3.18)$$

O tempo disponível para que o processador digital realize tanto a IDFT e a DFT é de $T_s = 1/R_k$. Com o aumento do número de subportadoras, este tempo aumenta linearmente, mas o tempo necessário para realizar estas operações aumenta exponencialmente [28]. Na prática o uso da DFT / IDFT é substituído pela transformada rápida de Fourier (FFT) e pela transformada inversa rápida de Fourier (IFFT), os quais são algoritmos que garantem uma menor complexidade computacional, desde que o número de subportadoras utilizado seja $N = 2^u$, onde u é um número inteiro. Enquanto numa DFT a complexidade é da ordem de N^2 , numa FFT esta complexidade é da ordem de $\frac{N}{2} \log_2 N$.

3.3.3 Intervalo de guarda e prefixo cíclico

Com o objetivo de eliminar os efeitos da interferência intersimbólica (ISI) causada pelo espalhamento temporal do canal, cada símbolo OFDM é tipicamente precedido por um intervalo sem informação útil, denominado de intervalo de guarda.

Numa primeira abordagem, o intervalo de guarda era preenchido por amostras nulas [13], mas em canais com desvanecimento seletivo os vários caminhos de propagação causavam atrasos diferentes em cada subportadora, acarretando numa perda de ortogonalidade e, conseqüentemente, interferência entre as subportadoras (ICI). A Figura 3.7 mostra o problema causado quando o intervalo de guarda, representado pela linha tracejada e preenchido com zeros, é inserido. No domínio do tempo, as subportadoras perdem a periodicidade.

Para eliminar a ICI, o intervalo de guarda é preenchido por uma extensão cíclica *CP* (do inglês *Cyclic Prefix*), que corresponde a uma cópia das últimas amostras do símbolo OFDM [14], conforme mostra a Figura 3.8, tal que o tamanho do prefixo cíclico *CP* seja superior ao espalhamento temporal do canal, ou seja,

$$CP \geq T_m \quad (3.19)$$

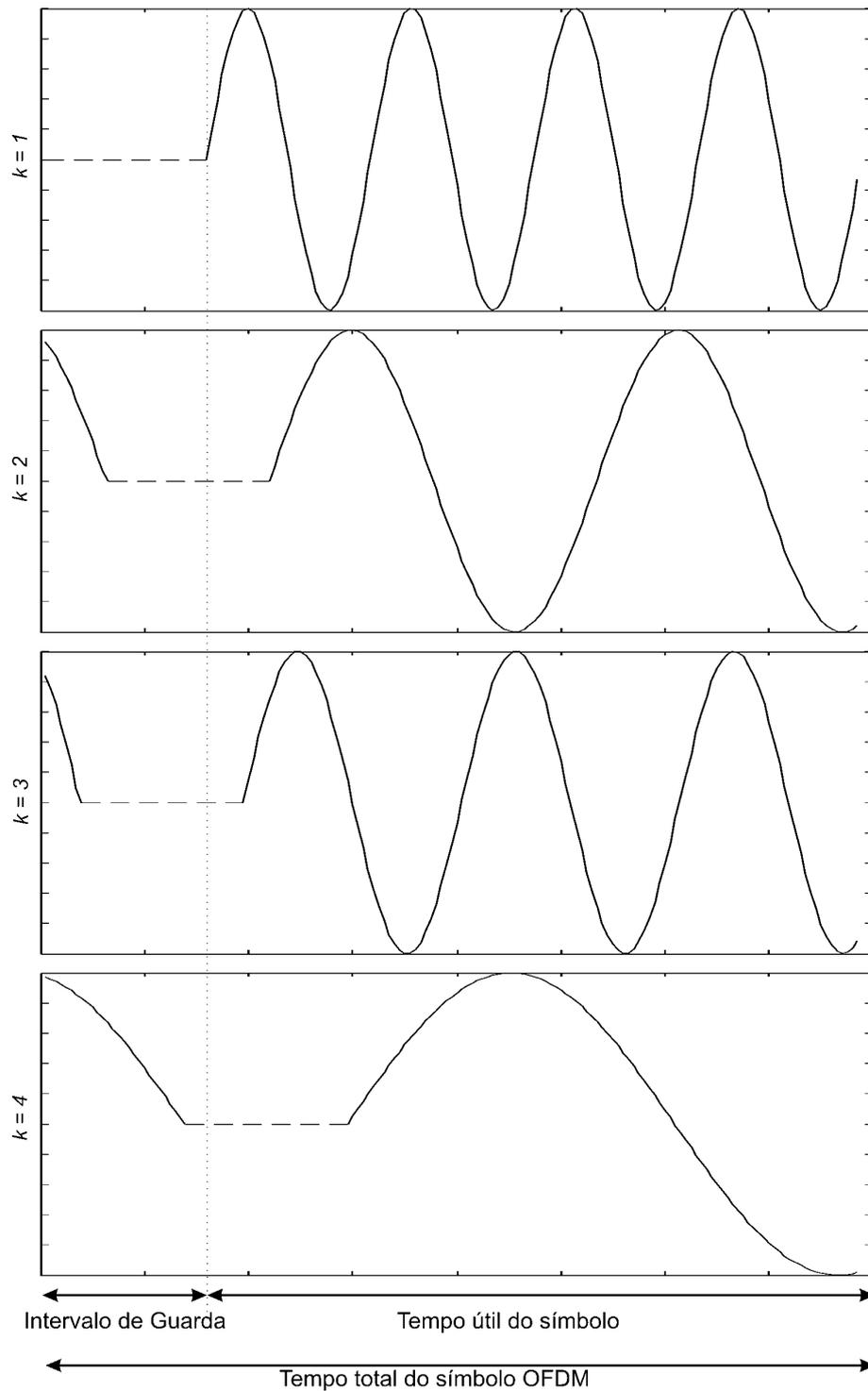


Figura 3.7: Sinal OFDM com intervalo de guarda nulo no domínio do tempo

Sob essa condição, uma convolução linear entre a seqüência transmitida e o canal é convertida numa convolução circular, garantindo a manutenção da periodicidade em todas as subportadoras e, portanto, a ortogonalidade entre elas. Esta contribuição do prefixo cíclico pode ser vista pela linha tracejada indicada na Figura 3.9.

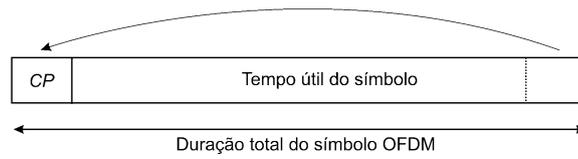


Figura 3.8: Intervalo de guarda formado por uma cópia das últimas amostras do símbolo OFDM

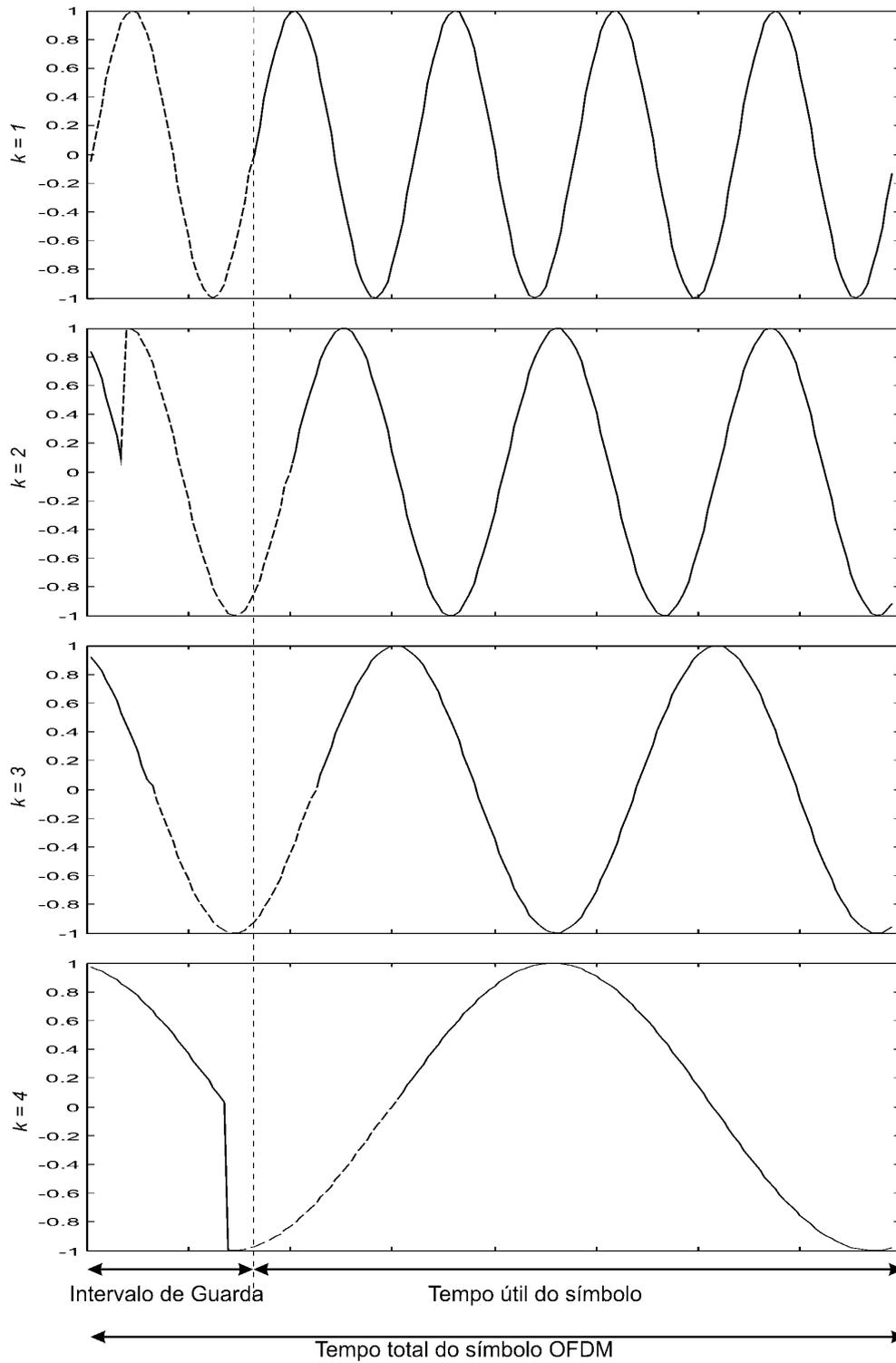


Figura 3.9: Sinal OFDM com intervalo de guarda utilizando Prefixo Cíclico

Para demonstrar a eficácia do prefixo cíclico e de como o multipercurso afeta o sistema OFDM, vamos considerar dois casos. Dado o perfil de potência mostrado na Tabela 3.1 abaixo, supõe-se que seja transmitida somente uma subportadora no canal. No primeiro caso, o intervalo de guarda possui uma duração maior do que o espalhamento temporal. Pela Figura 3.10, observa-se que o sinal resultante Y_{MP} é a soma das quatro versões do sinal recebido no receptor. Verifica-se que não há interferência intersimbólica dentro da parte útil do símbolo OFDM. Deve-se apenas equalizá-lo, já que a amplitude e a fase não são as mesmas do sinal original transmitido.

Tabela 3.1: Exemplo de perfil de potência de um canal Rayleigh com 4 taps

Nome	Atraso (μs)	Ganho (dB)
x_P	0	0
x_{MP1}	0,2	-0,97
x_{MP2}	0,5	-3,01
x_{MP3}	1,6	-5,23

No segundo caso, o intervalo de guarda possui uma duração menor do que o espalhamento temporal. A Figura 3.11 mostra que Y_{MP} é afetado pela interferência intersimbólica.

A deterioração da qualidade de recepção de um sinal por interferência intersimbólica é ilustrado pela Figura 3.12, mostrando a nuvem de pontos de um símbolo OFDM modulado em 4-QAM e transmitido por um canal Rayleigh de grande espalhamento temporal, cujo perfil de potência é descrito na Tabela 3.2 abaixo.

Tabela 3.2: Exemplo de perfil de potência de um canal Rayleigh com 2 taps

Atraso (μs)	Ganho (dB)
0	-3,01
19	-3,01

A Figura 3.12a diz respeito à não inclusão do prefixo cíclico. Já a Figura 3.12b retrata a situação quando o prefixo cíclico é inserido de tal forma que o espalhamento temporal seja menor do que o intervalo de guarda. Nota-se que a chance de se decidir erroneamente por um símbolo qualquer é maior quando não há prefixo cíclico. É

necessária, portanto, uma correta estimação do comprimento do canal para que se possa decidir pela duração do prefixo cíclico de uma maneira coerente, pois se por um lado ele evita a ISI, por outro há o aumento de largura de faixa útil do sinal.

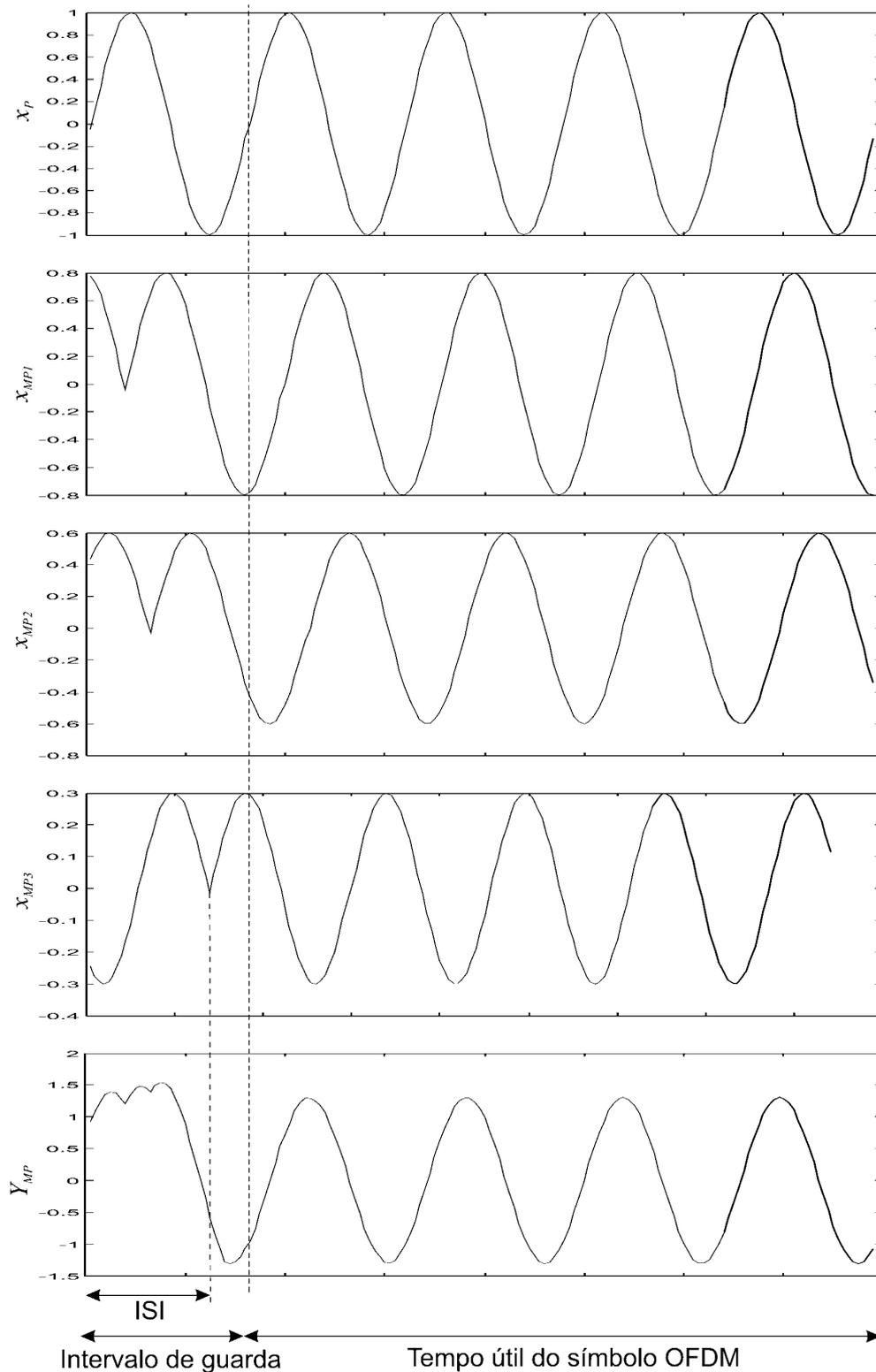


Figura 3.10: Sinal OFDM com intervalo de guarda maior que o espalhamento temporal

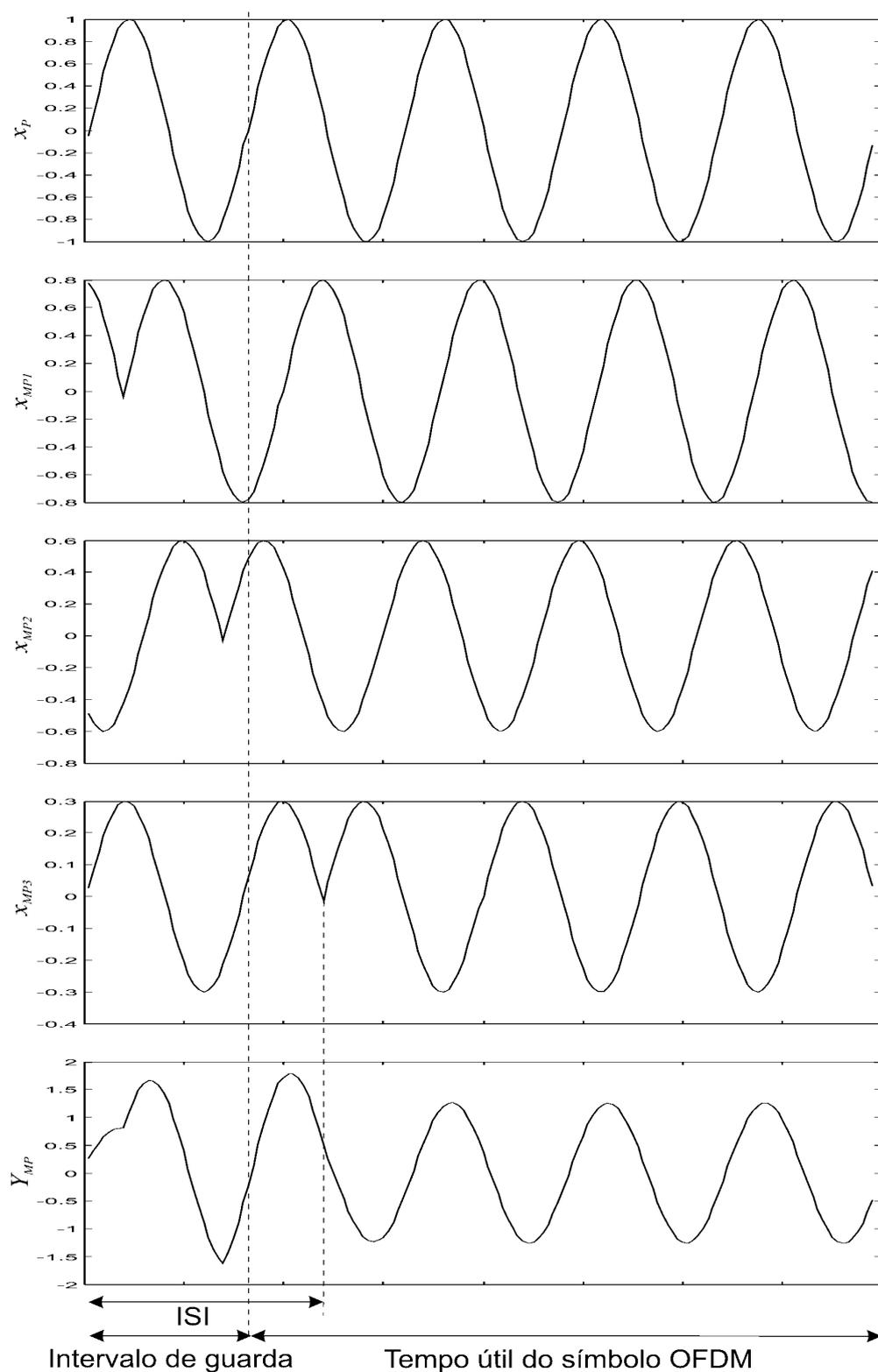


Figura 3.11: Sinal OFDM com intervalo de guarda menor que o espalhamento temporal

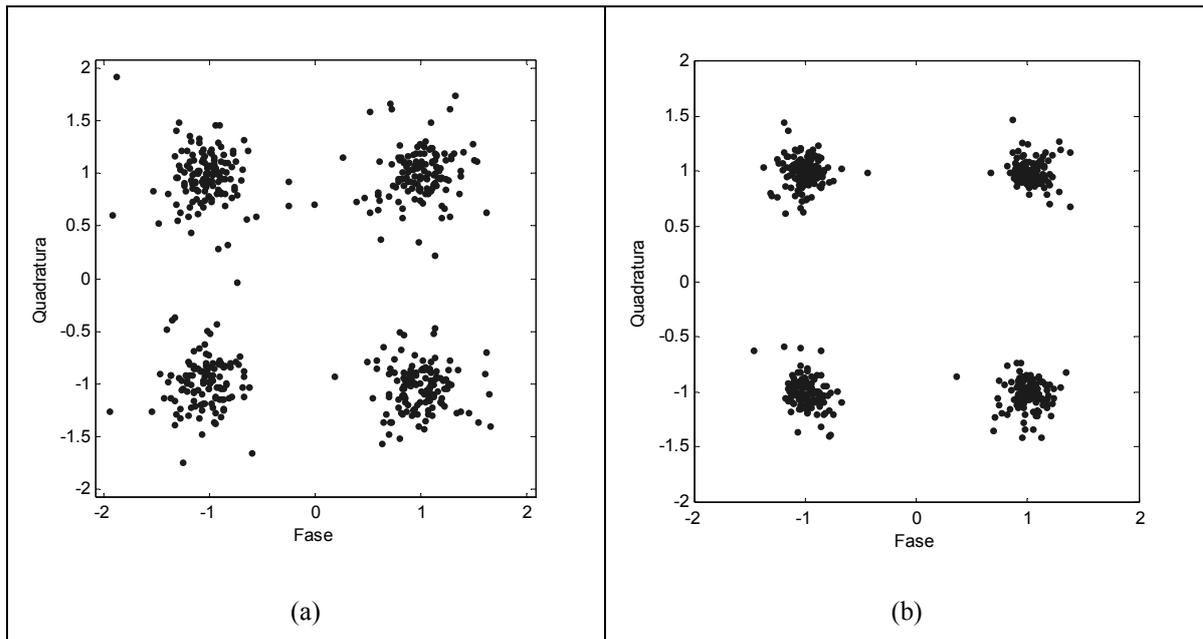


Figura 3.12: Nuvem de pontos na recepção de um símbolo OFDM.

(a) sem intervalo de guarda. (b) prefixo cíclico inserido.

Conclui-se que a técnica OFDM é robusta o suficiente para atuar em canais com desvanecimento seletivo em frequência e não exige equalizadores complexos no receptor. No capítulo seguinte será exposto como as múltiplas antenas podem extrair vantagens de canais descorrelacionados e minimizar a probabilidade erro de bits (BER), a partir de transmissões redundantes do mesmo sinal de informação. No final do Capítulo 4, a técnica OFDM será agregada para comprovar a eficiência de ambos os métodos atuando em conjunto.

4 Códigos de bloco espaço-temporais

4.1 Introdução

Nos dias atuais, é crescente a demanda por altas taxas de dados, impulsionada principalmente pelas novas tecnologias em telefones celulares e pela TV digital. Uma das maneiras de se elevar esta taxa de dados é aumentando-se a largura de faixa do sinal. Porém esta solução é de um custo elevado e impraticável, devido às concessões estabelecidas pelos órgãos regulamentadores, a exemplo da ANATEL no Brasil. Assim, o uso de múltiplas antenas no transmissor e no receptor, tecnicamente chamado de MIMO (do inglês *Multiple-Input Multiple-Output*), tem atraído uma atenção significativa por oferecer uma melhor eficiência espectral e obter ganhos consideráveis de capacidade [29][30][5][6].

Muitas técnicas que fazem uso de múltiplas antenas foram propostas com o objetivo de focar diferentes cenários em comunicação sem-fio. No sistema BLAST (*Bell-Labs Layered Space-Time*) [33], diferentes símbolos de dados são transmitidos simultaneamente por todas as antenas transmissoras, enquanto que as antenas receptoras recebem a sobreposição de todos estes conjuntos de dados e os recuperam por meio de um processamento de sinal apropriado, tal como um pré-branqueamento espacial [31] em que o sinal interferente é identificado e “branqueado” juntamente com o ruído. Por outro lado, em sistemas de código espaço-temporais (STC) a mesma informação é transmitida em diferentes antenas transmissoras, a fim de se obter diversidade na transmissão. Assim, em sistemas STC o canal MIMO é explorado para disponibilizar uma comunicação mais confiável, enquanto no sistema BLAST o canal MIMO é usado para disponibilizar uma comunicação com taxas mais rápidas de dados. Porém, empregando-se maiores constelações de modulação no sinal em STC, podem-se obter taxas de transmissão tão expressivas como no BLAST. Além disso, o sistema BLAST necessita que o número de antenas receptoras seja maior ou igual ao número de antenas transmissoras, o que nem sempre é possível quando o receptor é pequeno (como um telefone celular) ou operado por

bateria. Assim, daqui por diante, o foco do estudo estará sob a perspectiva dos códigos espaço-temporais. Antes disso, é necessário que seja revisto o conceito de diversidade.

4.2 Diversidade

A principal idéia da chamada diversidade é disponibilizar diferentes réplicas do sinal transmitido ao receptor. Se essas réplicas desvanecem de forma independente, é bem improvável que todas as cópias do sinal transmitido sofram um desvanecimento profundo simultaneamente.

Há dois aspectos que devem ser considerados. Um deles diz respeito ao consumo de energia, largura de faixa e complexidade no decodificador. O outro está relacionado a como usar as réplicas do sinal transmitido ao receptor de modo a minimizar a probabilidade de erro. Como descrito adiante, estas réplicas podem ser transmitidas em diferentes instantes de tempo, frequências, antenas ou polarizações.

Quando diferentes instantes de tempo são usados para diversidade, temos a chamada diversidade temporal. Réplicas do sinal devem ser enviadas em intervalos de período maiores do que o tempo de coerência do canal para que possuam desvanecimentos decorrelacionados. Em termos de codificação do canal, este tipo de diversidade pode ser associado ao código de repetição, em que a mesma informação é transmitida repetidamente em instantes de tempo diferentes. Contudo, a eficiência espectral da diversidade temporal é reduzida, devido à sua própria redundância intrínseca.

Outro método de diversidade é a diversidade em frequência, na qual cópias do sinal são transmitidas usando portadoras de diferentes frequências. Para que se obtenha diversidade, as frequências das portadoras devem estar separadas por um intervalo maior que a faixa de coerência do canal. De maneira similar à diversidade temporal, diversidade em frequência sofre também de redução na eficiência espectral.

Um método que não sofre redução em eficiência espectral é a chamada diversidade espacial, ou diversidade de antena, a qual utiliza múltiplas antenas, tanto no transmissor quanto no receptor, para se obter diversidade. Dependendo da distância do conjunto de antenas transmissoras (ou do conjunto de antenas receptoras), os sinais correspondentes às diferentes antenas desvanecem independentemente. Desta forma, para locais de baixas altitudes, onde existem vários obstáculos como construções, ocorre maior espalhamento do sinal e, nesse caso, a distância entre as antenas deve ser da ordem de $0,4\zeta$ a $0,6\zeta$, onde ζ é o

comprimento de onda do sinal. Já para grandes altitudes, como em topo de edifícios, é necessária uma distância maior entre as antenas, da ordem de 10ζ .

4.3 Códigos espácio-temporais

Em códigos espácio-temporais (STC), a mesma informação é transmitida em diferentes antenas a fim de se obter diversidade na transmissão. Há dois tipos principais de STC: o código espácio-temporal de treliça (STTC) e o código de bloco espácio-temporal (STBC).

O STTC [35] é uma adaptação do código de treliça para múltiplas antenas em que é possível obter a máxima ordem de diversidade e ganho de codificação. Porém, o sistema fica restrito à alta complexidade de decodificação, a qual cresce exponencialmente com o número de antenas.

Foi então que Alamouti reduziu a complexidade de decodificação do STTC propondo um simples esquema de codificação espácio-temporal, utilizando duas antenas transmissoras [34]. Mais tarde, o STBC proposto em [36] generaliza o esquema de transmissão de Alamouti para um número arbitrário de antenas transmissoras. STBCs atingem máxima diversidade como no STTC e possuem um algoritmo de decodificação baseado somente em processamento linear. Na seção seguinte, a técnica exposta por Alamouti será revista.

4.4 O esquema de Alamouti

4.4.1 O caso de uma antena receptora

O esquema utilizando diversidade na transmissão e uma única antena receptora sugere logo de início uma viabilidade comercial importante, visto pela necessidade de portabilidade e de baixo consumo de energia dos dispositivos de recepção, como no caso dos telefones celulares. Considere a Figura 4.1, que ilustra a representação em banda base do esquema de Alamouti para uma antena receptora.

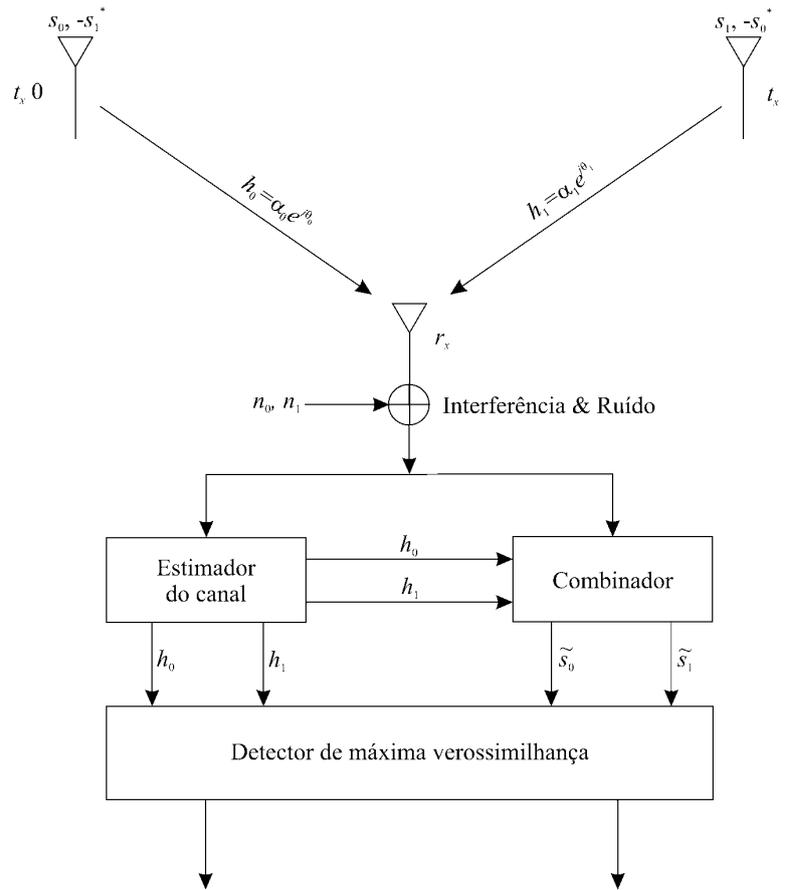


Figura 4.1: Esquema de Alamouti para 2 antenas transmissoras e 1 antena receptora

Em um dado instante, dois sinais são simultaneamente transmitidos pelas duas antenas. O sinal transmitido pela antena zero é denotado por s_0 e pela antena um por s_1 . No próximo período de símbolo o sinal $-s_1^*$ é transmitido pela antena zero, e o sinal s_0^* é transmitido pela antena um, como é mostrado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Seqüência de codificação e transmissão de Alamouti

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

Assim, a codificação da diversidade é feita no espaço e no tempo (STC), sendo que dois sinais independentes de informação são transmitidos em dois intervalos de tempo, o que representa uma taxa de 1 símbolo/s/Hz. Vamos considerar um canal cujas variações temporais sejam suficientemente lentas durante dois períodos de símbolo, ou seja,

$$h_0(t) = h_0(t + T_s) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \tag{4.1}$$

$$h_1(t) = h_1(t + T_s) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$$

onde $h_0(t)$ e $h_1(t)$ representam a resposta ao impulso do canal para as antenas transmissoras zero e um, respectivamente, e T_s é a duração do símbolo. Os sinais recebidos podem ser expressos como:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t + T_s) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (4.2)$$

onde r_0 e r_1 são os sinais recebidos no instante t e $t + T_s$ e n_0 e n_1 são variáveis aleatórias complexas gaussianas, estatisticamente independentes, representando o ruído branco aditivo no receptor.

Por meio de um processamento linear, realizado no combinador, os sinais são estimados pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \end{aligned} \quad (4.3)$$

Substituindo (4.1) e (4.2) em (4.3) temos para \tilde{s}_0 que:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* (h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0) + h_1 (-h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1)^* \\ &= \alpha_0^2 s_0 + \cancel{h_0^* h_1} s_1 + h_0^* n_0 - \cancel{h_1 h_0^*} s_1 + \alpha_1^2 s_0 + h_1 n_1^* \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \end{aligned} \quad (4.4)$$

A mesma análise pode ser feita para \tilde{s}_1 , o que implica em

$$\tilde{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \quad (4.5)$$

Cada um dos sinais \tilde{s}_0 e \tilde{s}_1 é, então, enviado ao detector de máxima verossimilhança (MLD). No caso de \tilde{s}_0 , será decidido sinal s_i se e somente se

$$d^2(r_0, h_0 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k), \quad \forall i \neq k \quad (4.6)$$

onde $d^2(x, y)$ é a distância euclidiana quadrática entre os sinais x e y , dada por:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (4.7)$$

Expandindo (4.6) e fazendo uso de (4.4) e (4.7) temos que:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_i|^2 - \tilde{s}_0 s_i^* - \tilde{s}_0^* s_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_0 s_k^* - \tilde{s}_0^* s_k, \quad \forall i \neq k \quad (4.8)$$

Ou, equivalentemente, opta-se por s_i se e somente se

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (4.9)$$

A mesma análise é feita para \tilde{s}_1 , onde obtém-se que

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k), \forall i \neq k \quad (4.10)$$

4.4.2 O caso de M_R antenas receptoras

No caso de haver necessidade de se aumentar a ordem de diversidade, e quando o uso de múltiplas antenas no receptor não é um problema, um esquema de duas antenas transmissoras e M_R antenas receptoras é possível, garantindo diversidade de ordem $2M_R$. A seguir, a análise será feita para $M_R = 2$, o que torna a generalização para M_R antenas receptoras trivial. A Figura 4.2 mostra o esquema de Alamouti com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras numa representação em banda base.

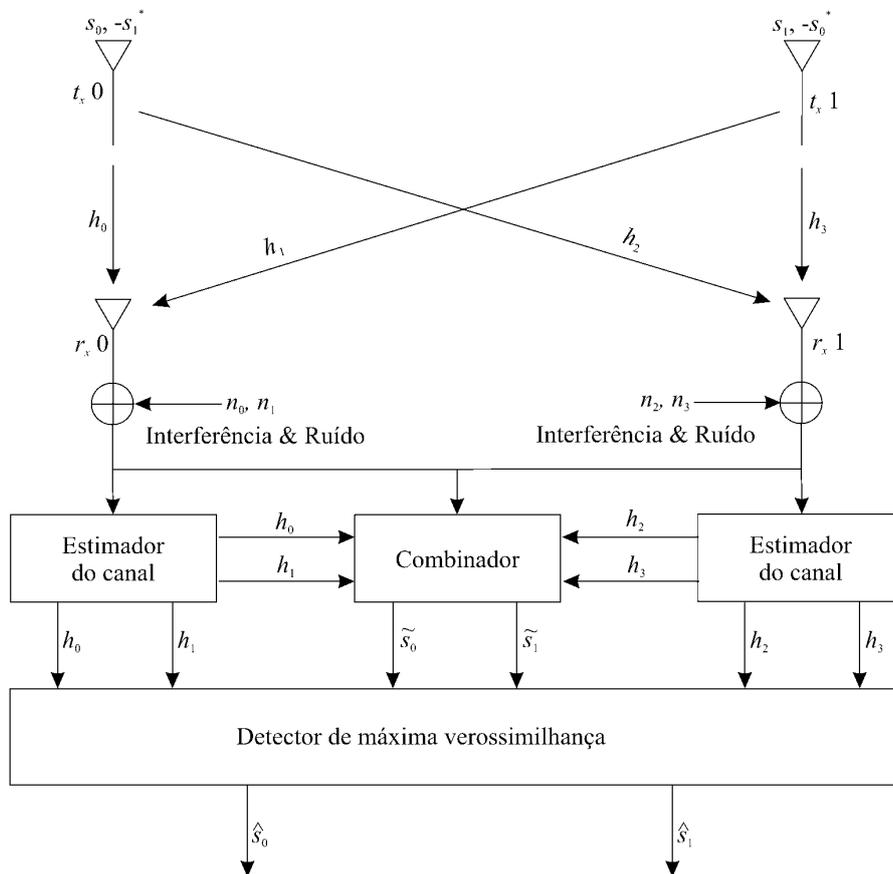


Figura 4.2: Esquema de Alamouti com 2 antenas receptoras

A seqüência de codificação e transmissão dos símbolos de informação são os mesmos da Tabela 4.1. A Tabela 4.2 que segue define os canais entre as antenas transmissoras t_x e as antenas receptoras r_x , e a Tabela 4.3 define a notação do sinal recebido nas duas antenas.

Tabela 4.2: Representação dos canais entre as antenas transmissoras e receptoras

	Antena $r_x 0$	Antena $r_x 1$
Antena $t_x 0$	h_0	h_2
Antena $t_x 1$	h_1	h_3

Tabela 4.3: Representação dos sinais nas duas antenas receptoras

	Antena $r_x 0$	Antena $r_x 1$
Tempo t	r_0	r_2
Tempo $t + T_s$	r_1	r_3

Desta maneira, os sinais que chegam às antenas receptoras podem ser assim expressos:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

onde n_0 , n_1 , n_2 e n_3 são variáveis aleatórias complexas gaussianas representando o ruído branco aditivo. O combinador então realiza a estimação dos sinais da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^*
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Da mesma forma feita para o caso de uma única antena receptora, a análise da estimação pode ser desdobrada para:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Os sinais combinados das duas antenas receptoras são a simples adição dos sinais combinados em cada antena receptora. A partir daí, de maneira análoga ao caso anterior, o detector de máxima verossimilhança decide por \tilde{s}_0 pelo seguinte critério:

Para $\forall i \neq k$, escolha s_i se e somente se

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \tag{4.14}$$

Similarmente, \tilde{s}_1 pode ser assim decidido:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k) \quad (4.15)$$

A Figura 4.3 abaixo mostra a probabilidade de erro de bit (BER) em função da relação sinal-ruído para o esquema de Alamouti com uma e duas antenas receptoras e a curva para o caso em que não há diversidade alguma. Foi considerada uma transmissão BPSK num canal com desvanecimento Rayleigh plano quase-estático. A potência total transmitida em todos os casos é a mesma para que fosse feita uma comparação justa.

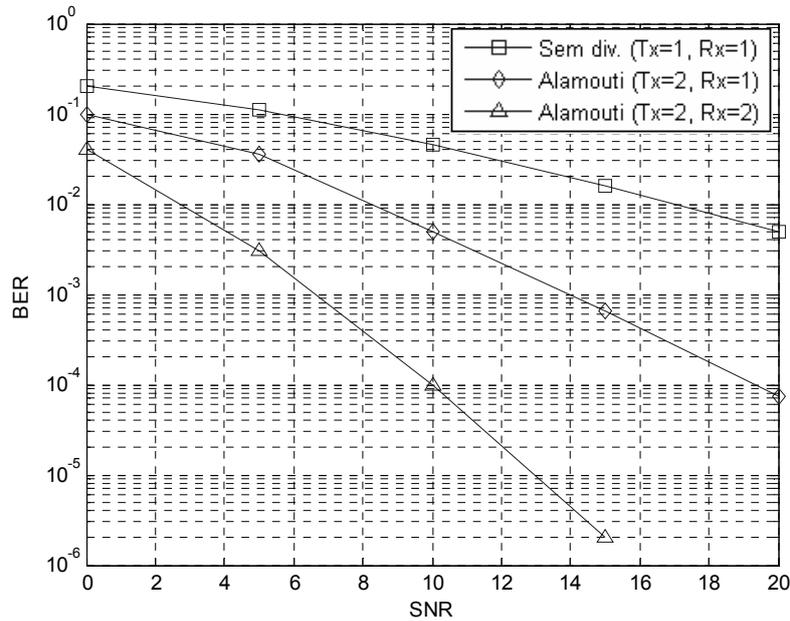


Figura 4.3: Comparação do desempenho de erro em Alamouti

4.5 Códigos de bloco espácio-temporais

Motivados pela simplicidade com que Alamouti descreve seu esquema de diversidade espácio-temporal, Tarokh *et al.* generaliza o caso para um número arbitrário de antenas transmissoras [36]. O chamado código de bloco espácio-temporal (STBC) é definido por uma matriz geradora G , cujos elementos são combinações lineares dos indeterminantes $\{x_1, x_2, \dots, x_k\}$, os quais representam os símbolos de informação. Assim, a representação de Alamouti é descrita por:

$$\mathbf{G}_2 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

O número de colunas da matriz está associado ao número de antenas transmissoras N_T , enquanto o número de linhas I está associado ao número de períodos de símbolo para cada bloco de informação transmitido. Logo, I representa o atraso de decodificação, já que o receptor precisa processar todo o bloco para estimar os sinais transmitidos. Assim, I intervalos de tempo são necessários para se transmitir p símbolos, resultando numa taxa $R = p/I$ por período de símbolo. Uma restrição para os STBC ortogonais é a de que a máxima taxa de transmissão permitida é de $R = I$.

Uma propriedade observada por Tarokh em algumas matrizes geradoras, a exemplo do esquema de Alamouti, é a ortogonalidade entre as colunas. Duas colunas da matriz geradora são ortogonais se a correlação entre elas for zero. Ou seja,

$$R_{x,y} = \sum_{i=0}^{I-1} x_i y_i^* = 0 \quad (4.17)$$

onde x e y são vetores que representam os elementos das colunas da matriz geradora.

A importância da ortogonalidade é descrita pelo Teorema 1 em [35], que afirma que a ordem de diversidade de um STBC ortogonal é $N_T N_R$, e a ordem de diversidade de um STBC não ortogonal é estritamente menor do que $N_T N_R$.

Além disso, Tarokh descreveu outras formas de matrizes ortogonais variando-se o número de linhas, colunas e/ou indeterminantes. Neste último caso, os STBCs podem ser classificados em reais ou complexos.

4.5.1 STBC para constelações reais

Para constelações reais, tal como em PAM (do inglês *Pulse Amplitude Modulation*), as entradas da matriz geradora são apenas combinações lineares reais de $\{x_1, x_2, \dots, x_k\}$. A partir do teorema de Radon replicado em [36], um STBC baseado em matrizes ortogonais reais atinge máxima diversidade e máxima taxa ($R = I$) se e somente se $N_T = 2, 4$ ou 8 antenas. Como exemplo, uma matriz geradora com $N_T = 4$ é dada por:

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Outras matrizes reais quadradas e não quadradas podem ser encontradas em [36].

4.5.2 STBC para constelações complexas

As entradas desse tipo de matriz geradora são combinações lineares complexas, que beneficiam constelações tais como M-PSK e M-QAM. Foi demonstrado em [35] que STBC complexos com máxima taxa existem apenas para $N_T = 2$, que recai justamente na matriz geradora de Alamouti em (4.16). Códigos que atingem taxas $R = 3/4$ com constelações complexas foram encontrados para $N_T = 3$ e $N_T = 4$ [36], cujas matrizes geradoras são dadas por:

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \left(\frac{-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*}{2}\right) \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \left(\frac{x_1 - x_1^* + x_2 + x_2^*}{2}\right) \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \left(\frac{-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*}{2}\right) & \left(\frac{x_1 - x_1^* - x_2 - x_2^*}{2}\right) \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \left(\frac{x_1 - x_1^* + x_2 + x_2^*}{2}\right) & -\left(\frac{x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*}{2}\right) \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

4.6 Integração da técnica OFDM com STBC

Como já foi dito anteriormente, uma das finalidades da diversidade espacial é a de melhorar o desempenho e a confiabilidade de sistemas de comunicação sem fio em canais com desvanecimento. Porém, um espalhamento temporal grande o suficiente num canal seletivo em frequência deteriora a ortogonalidade destas técnicas. Conseqüentemente, STBC é apenas efetivo em canais com desvanecimento plano e, desta forma, são normalmente limitados a aplicações em ambientes internos em que o espalhamento temporal é pequeno. Lee [37]-[38] então propõe o uso da modulação OFDM integrada ao STBC, a fim de

transformar os canais seletivos em frequência em múltiplos sub-canais com desvanecimento plano, minimizando o efeito do espalhamento temporal.

4.6.1 Codificação Espácio-Temporal com OFDM

Seguindo a contribuição dada por Alamouti em disponibilizar diversidade nas antenas transmissoras e utilizar uma única antena receptora, Lee sugere uma adaptação do código ao sistema OFDM, descrita pelos diagramas de bloco na Figura 4.4 e na Figura 4.5.

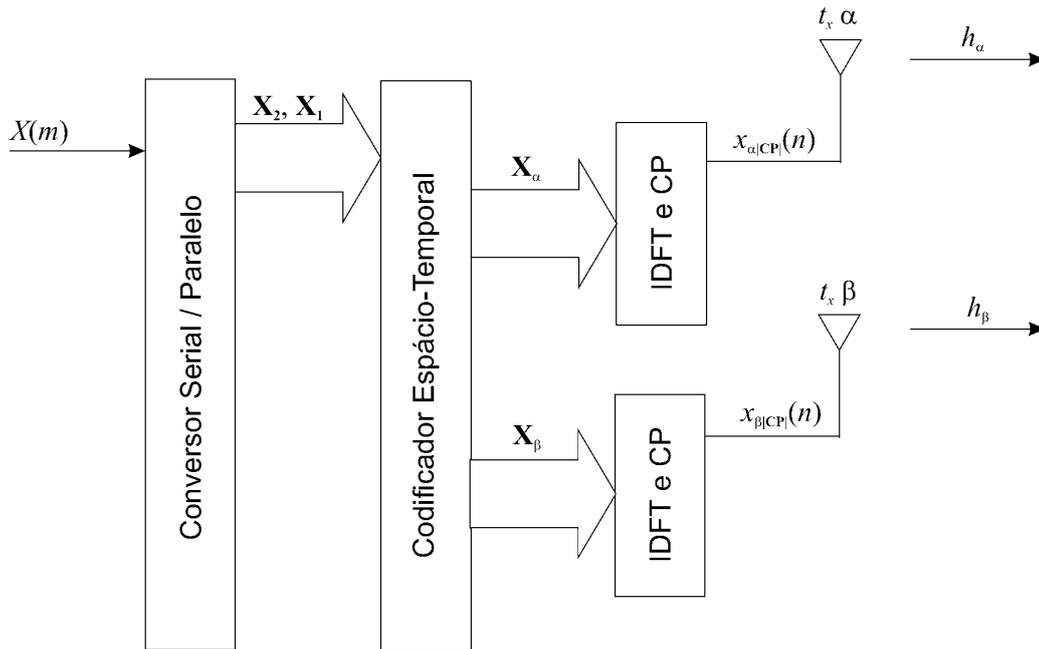


Figura 4.4: Diagrama em blocos de um transmissor OFDM agregado ao esquema de Alamouti

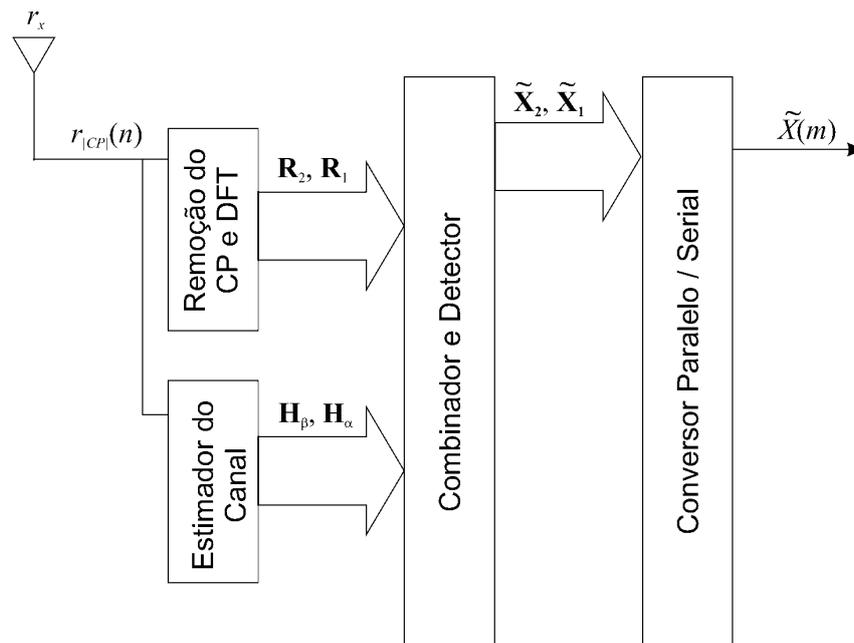


Figura 4.5: Diagrama em blocos de um receptor OFDM agregado ao esquema de Alamouti

Um conversor serial-paralelo coleta os símbolos de dados seriais $X(n)$ e os transforma em dois vetores sucessivos de dados, denotados por

$$\mathbf{X}_1[X_1(UN), \dots, X_1(UN+k), \dots, X_1(UN+N-1)]^T \text{ e}$$

$$\mathbf{X}_2[X_2(UN+N), \dots, X_2(UN+N+k), \dots, X_2(UN+2N-1)]^T, \quad 0 \leq k \leq N-1$$

onde U é o U -ésimo bloco de símbolo, cada qual com tamanho N e período T_s . Numa analogia ao esquema de Alamouti, uma matriz de bloco espácio-temporal pode então ser definida da seguinte forma:

$$\mathbf{G}_{ST_OFDM} = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_1 & \mathbf{X}_2 \\ -\mathbf{X}_2^* & \mathbf{X}_1^* \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

Assim, num dado instante UT_s , \mathbf{X}_1 e \mathbf{X}_2 são preparados para serem transmitidos respectivamente pelas antenas $t_x \alpha$ e $t_x \beta$, seguidos por $-\mathbf{X}_2^*$ e \mathbf{X}_1^* no instante $(U+1)T_s$. Antes da transmissão, cada elemento da matriz \mathbf{G}_{ST_OFDM} é submetido à modulação OFDM pela transformada inversa discreta de Fourier, de modo a constituir os chamados símbolos OFDM. Então, tem-se que:

$$x_\alpha(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_1(k) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \text{ e } x_\beta(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_2(k) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (4.22)$$

onde $0 \leq (n, k) \leq N-1$, para o instante UT_s e

$$x_\alpha(n) = -\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_2^*(k) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \text{ e } x_\beta(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_1^*(k) e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (4.23)$$

para o instante $(U+1)T_s$.

Um prefixo cíclico CP é então adicionado na saída do modulador como intervalo de guarda, o que resulta em:

$$x_{\alpha|CP}(n) = x_\alpha(n-G) \text{ e} \\ x_{\beta|CP}(n) = x_\beta(n-G), \quad 0 \leq n \leq N+G-1 \quad (4.24)$$

A seqüência em cada antena é então transmitida. Suponha que $h_\alpha(n, \tau)$ e $h_\beta(n, \tau)$ denotem as respostas dos canais no tempo n , de modo que $h_\alpha(n, \tau) = 0$ e $h_\beta(n, \tau) = 0$ para todo $\tau > T_m$. O intervalo de guarda CP é escolhido de modo a satisfazer a condição $CP \geq T_m$, evitando-se, assim, a interferência intersimbólica.

A seqüência recebida é a convolução de $x_{|CP}$ e de $h(n, \tau)$, o qual na ausência de ruído torna-se:

$$r_{|CP|}(n) = \sum_{\tau=0}^{T_m} \left(x_{\alpha|CP|}(n-\tau)h_{\alpha}(n,\tau) + x_{\beta|CP|}(n-\tau)h_{\beta}(n,\tau) \right), \quad 0 \leq n \leq N+G-1 \quad (4.25)$$

Assumindo que a resposta ao impulso do canal permanece constante durante o intervalo de um bloco, as respostas variantes no tempo $h_{\alpha}(n,\tau)$ e $h_{\beta}(n,\tau)$ podem ser substituídas pelas respostas invariantes no tempo $h_{\alpha}(\tau)$ e $h_{\beta}(\tau)$. No receptor, o intervalo de guarda é removido, de maneira que:

$$r(n) = r_{|CP|}(n+G), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.26)$$

O demodulador realiza então uma transformada discreta de Fourier (DFT) de N pontos na seqüência $r(n)$ para formar a seqüência demodulada $R(k)$. Como foi observado no capítulo anterior, $r(n)$ é o resultado de uma convolução cíclica dos sinais $x_{\alpha}(n)$ e $x_{\beta}(n)$ com as respostas impulsivas $h_{\alpha}(n)$ e $h_{\beta}(n)$, respectivamente, graças à adição do prefixo cíclico. Uma propriedade da DFT é de que a convolução cíclica no domínio do tempo implica em produto no domínio da freqüência [25]. Assim, a saída do demodulador pode ser expressa por:

$$R(k) = H_{\alpha}(k)X_{\alpha}(k) + H_{\beta}(k)X_{\beta}(k) + Z(k), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (4.27)$$

onde $Z(k)$ denota a DFT do ruído do canal:

$$H_{\alpha}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} h_{\alpha}(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (4.28)$$

$$H_{\beta}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} h_{\beta}(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (4.29)$$

Estendendo a análise para uma forma vetorial, sejam \mathbf{H}_{α} e \mathbf{H}_{β} duas matrizes diagonais $N \times N$ cujas diagonais correspondam às DFTs das respectivas respostas ao impulso, $H_{\alpha}(n)$ e $H_{\beta}(n)$. Supondo que as respostas dos canais sejam constantes por dois períodos de tempo, os sinais recebidos em instantes consecutivos são assim denotados:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1 &= \mathbf{H}_{\alpha} \mathbf{X}_{\alpha} + \mathbf{H}_{\beta} \mathbf{X}_{\beta} + \mathbf{Z}_1 \\ \mathbf{R}_2 &= -\mathbf{H}_{\alpha} \mathbf{X}_{\beta}^* + \mathbf{H}_{\beta} \mathbf{X}_{\alpha}^* + \mathbf{Z}_2 \end{aligned} \quad (4.30)$$

onde \mathbf{Z}_1 e \mathbf{Z}_2 denotam as DFTs do ruído do canal.

Assumindo que as respostas dos canais são conhecidas, ou que podem ser estimadas precisamente, as variáveis de decisão no receptor são formadas pelas seguintes combinações:

$$\tilde{\mathbf{X}}_1 = \mathbf{H}_1^* \mathbf{R}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{R}_2^*$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_2 = \mathbf{H}_2^* \mathbf{R}_1 - \mathbf{H}_1 \mathbf{R}_2^* \quad (4.31)$$

Substituindo (4.30) em (4.31) concluímos que:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}}_1 &= (|\mathbf{H}_1|^2 + |\mathbf{H}_2|^2) \mathbf{X}_1 + \mathbf{H}_1^* \mathbf{Z}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{Z}_2^* \\ \tilde{\mathbf{X}}_2 &= (|\mathbf{H}_1|^2 + |\mathbf{H}_2|^2) \mathbf{X}_2 + \mathbf{H}_2^* \mathbf{Z}_1 - \mathbf{H}_1 \mathbf{Z}_2^* \end{aligned} \quad (4.32)$$

Com isso, um detector de máxima verossimilhança realiza o processamento de decisão de maneira análoga ao caso de Alamouti.

4.6.2 Codificação Espácio-Freqüencial com OFDM

Na codificação espácio-freqüencial, a matriz geradora G_2 do esquema de Alamouti mostrada em (4.16) não é estruturada em dois instantes de tempo distintos, mas em subportadoras adjacentes. Desta forma, seguindo o mesmo raciocínio da sub-seção anterior, considere os modelos da Figura 4.6 e da Figura 4.7.

Agora, o vetor de símbolos $\mathbf{X}(n) = [X_0(n) \ X_1(n) \ \dots \ X_k(n) \ \dots \ X_{N-2}(n) \ X_{N-1}(n)]^T$ é codificado em espácio-freqüencial resultando em dois vetores de dados \mathbf{X}_α e \mathbf{X}_β assim representados:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_\alpha &= [X_0(n) \ -X_1^*(n) \ \dots \ X_k(n) \ -X_{k+1}^*(n) \ \dots \ X_{N-2} \ -X_{N-1}^*(n)]^T \\ \mathbf{X}_\beta &= [X_1(n) \ X_0^*(n) \ \dots \ X_k(n) \ X_{k+1}^*(n) \ \dots \ -X_{N-1} \ X_{N-2}^*(n)]^T \end{aligned} \quad (4.33)$$

Durante o instante de bloco n , \mathbf{X}_α é preparado para ser transmitido pela antena $t_x \alpha$, enquanto \mathbf{X}_β é preparado para ser transmitido simultaneamente pela antena $t_x \beta$.

As operações do codificador e decodificador espácio-freqüencial podem ser mais bem descritas em termos de subconjuntos de vetores pares e ímpares. Considere, então, que $\mathbf{X}_{par}(n)$ e $\mathbf{X}_{impar}(n)$ sejam dois vetores de tamanho $N/2$ representando os elementos pares e ímpares do vetor $\mathbf{X}(n)$, ou seja:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{par} &= [X_0(n) \ X_2(n) \ \dots \ X_{N-4}(n) \ X_{N-2}(n)]^T \\ \mathbf{X}_{impar} &= [X_1(n) \ X_3(n) \ \dots \ X_{N-3}(n) \ X_{N-1}(n)]^T \end{aligned} \quad (4.34)$$

De maneira semelhante, $\mathbf{X}_{\alpha,par}$, $\mathbf{X}_{\alpha,impar}$, $\mathbf{X}_{\beta,par}$, $\mathbf{X}_{\beta,impar}$ denotam os elementos dos vetores pares e ímpares de \mathbf{X}_α e \mathbf{X}_β , sendo que:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\alpha,par} &= \mathbf{X}_{par} & \mathbf{X}_{\alpha,impar} &= -\mathbf{X}_{impar}^* \\ \mathbf{X}_{\beta,par} &= \mathbf{X}_{impar} & \mathbf{X}_{\beta,impar} &= \mathbf{X}_{par}^* \end{aligned} \quad (4.35)$$

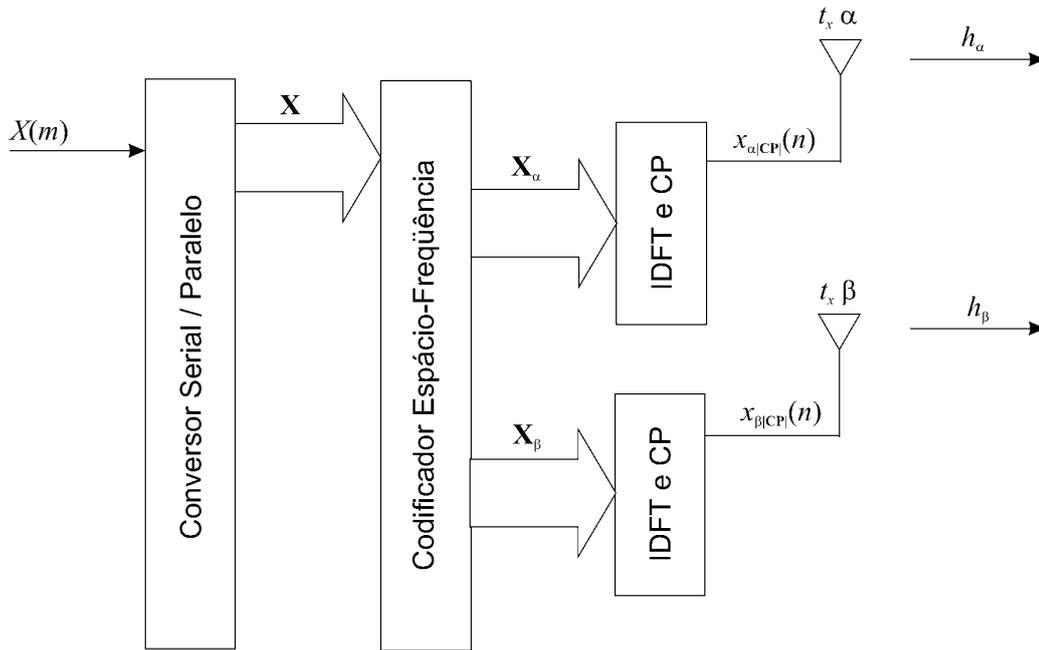


Figura 4.6: Diagrama em blocos de um transmissor SF-OFDM agregado ao esquema de Alamouti

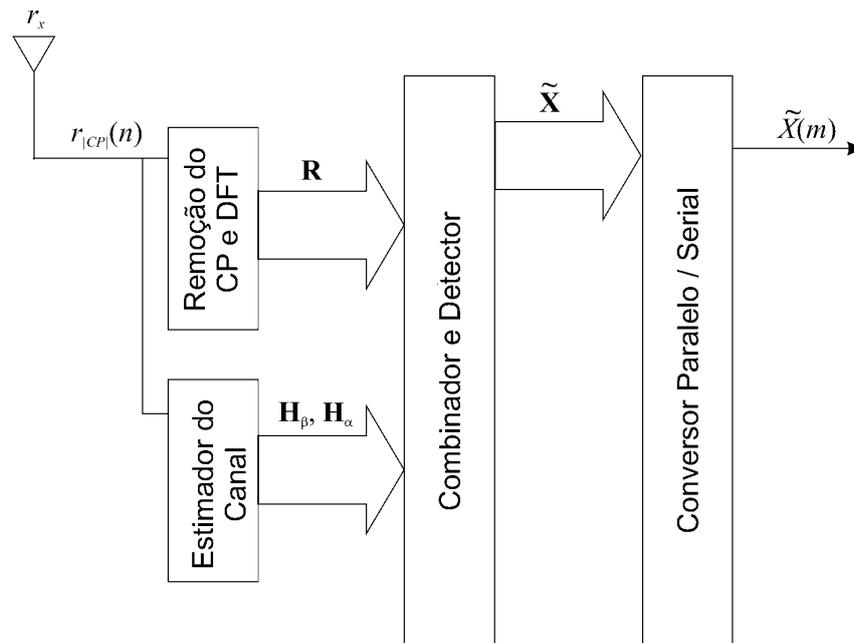


Figura 4.7: Diagrama em blocos de um receptor SF-OFDM agregado ao esquema de Alamouti

Assim, o código de bloco espaço-freqüencial pode ser descrito pela seguinte matriz geradora:

$$G_{SF_OFDM} = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_{par} & \mathbf{X}_{impar} \\ -\mathbf{X}_{impar}^* & \mathbf{X}_{par}^* \end{pmatrix} \quad (4.36)$$

Sejam também $\mathbf{H}_{\alpha,par}$, $\mathbf{H}_{\beta,par}$, $\mathbf{H}_{\alpha,impar}$ e $\mathbf{H}_{\beta,impar}$ as matrizes diagonais pares e ímpares de \mathbf{H}_{α} e \mathbf{H}_{β} , relativas aos canais $h_{\alpha}(n)$ e $h_{\beta}(n)$. Logo, o sinal no receptor pode ser descrito como :

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{par} &= \mathbf{H}_{\alpha,par}\mathbf{X}_{\alpha,par} + \mathbf{H}_{\beta,par}\mathbf{X}_{\beta,par} + \mathbf{Z}_{par} \\ \mathbf{R}_{impar} &= \mathbf{H}_{\alpha,impar}\mathbf{X}_{\alpha,impar} + \mathbf{H}_{\beta,impar}\mathbf{X}_{\beta,impar} + \mathbf{Z}_{impar},\end{aligned}\quad (4.37)$$

o que constitui-se em

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}_{\alpha}\mathbf{X}_{\alpha} + \mathbf{H}_{\beta}\mathbf{X}_{\beta} + \mathbf{Z} \quad (4.38)$$

Supondo que os canais sejam conhecidos, ou que podem ser estimados precisamente no receptor, o combinador pode realizar a seguinte operação para criar uma estimação de $\tilde{\mathbf{X}}$:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{X}}_{par} &= \mathbf{H}_{\alpha,par}^*\mathbf{R}_{par} + \mathbf{H}_{\beta,impar}\mathbf{R}_{impar}^* \\ \tilde{\mathbf{X}}_{impar} &= \mathbf{H}_{\beta,par}^*\mathbf{R}_{par} - \mathbf{H}_{\alpha,impar}\mathbf{R}_{impar}^*\end{aligned}\quad (4.39)$$

Supondo que os ganhos complexos do canal entre subportadoras adjacentes sejam aproximadamente constantes, ou seja, $\mathbf{H}_{par} \approx \mathbf{H}_{impar}$, então, ao substituir (4.37) em (4.39) temos que:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{X}}_{par} &= (|\mathbf{H}_{\alpha,par}|^2 + |\mathbf{H}_{\beta,par}|^2)\mathbf{X}_{par} + \mathbf{H}_{\alpha,par}^*\mathbf{Z}_{par} + \mathbf{H}_{\beta,impar}\mathbf{Z}_{impar}^* \\ \tilde{\mathbf{X}}_{impar} &= (|\mathbf{H}_{\alpha,impar}|^2 + |\mathbf{H}_{\beta,impar}|^2)\mathbf{X}_{impar} + \mathbf{H}_{\beta,par}^*\mathbf{Z}_{par} - \mathbf{H}_{\alpha,impar}\mathbf{Z}_{impar}^*\end{aligned}\quad (4.40)$$

Após constituir $\tilde{\mathbf{X}}$, o detector de máxima verossimilhança realiza a decisão pelo símbolo mais próximo na constelação.

4.6.3 Desempenho dos sistemas ST-OFDM e SF-OFDM

Foram realizadas algumas simulações de desempenho da BER em função da SNR para os sistemas ST-OFDM e SF-OFDM. Os gráficos da Figura 4.8 e da Figura 4.9 salientam as eficiências e deficiências de ambos os métodos a partir de uma determinada situação do canal. Em todos os casos, assumiu-se a perfeita estimação do canal no receptor, transmitindo o sinal em 256 subportadoras por símbolo OFDM de modulação QPSK e com tempo de amostragem de 1 μ s.

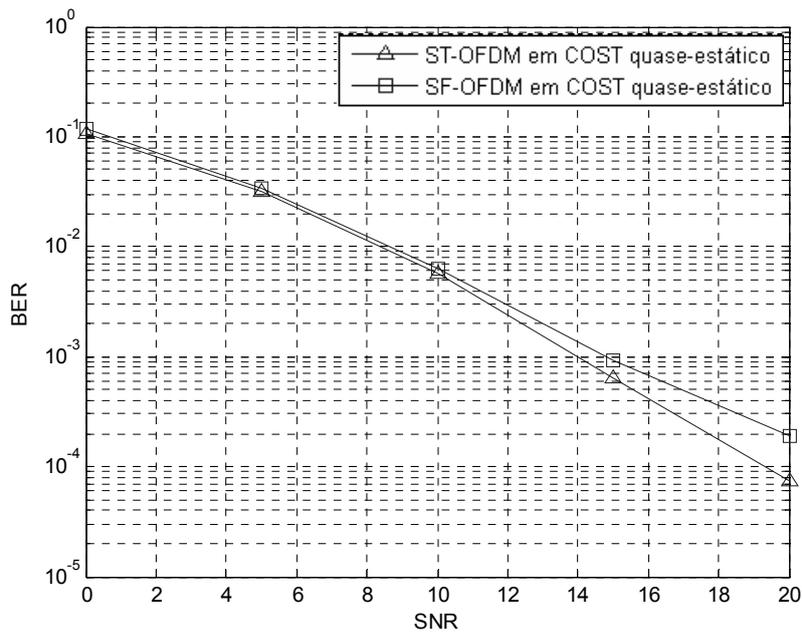


Figura 4.8: ST-OFDM e SF-OFDM num canal COST quase-estático

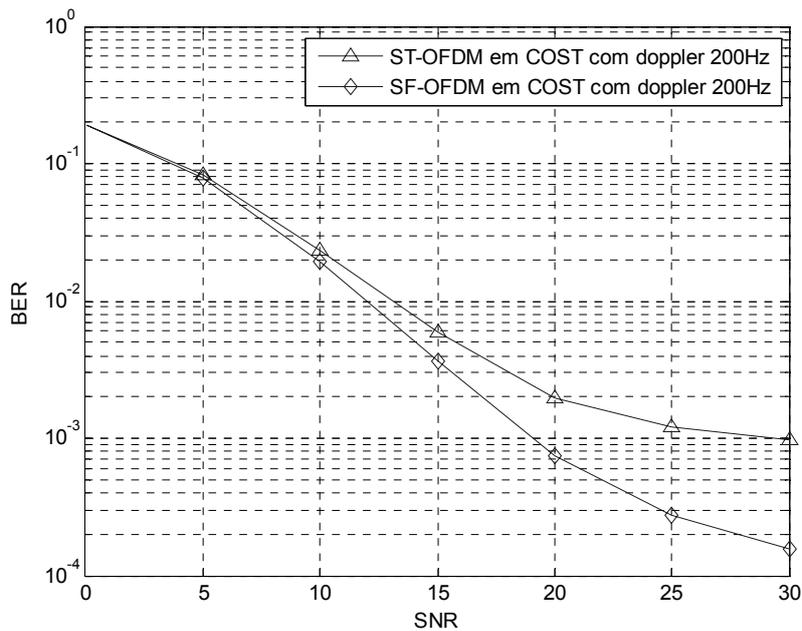


Figura 4.9: ST-OFDM e SF-OFDM num canal COST com freq. Doppler a 200Hz

Nesta primeira situação descrita pelas figuras acima, considerou-se o canal COST-207 TU [39], conforme o perfil de potência apresentado na Tabela 2.1. Observa-se que embora ambos os métodos sejam eficazes em canais seletivos em frequência, em canais variantes no tempo o SF-OFDM mostrou ser mais eficiente, pois para a codificação ST-OFDM, o canal deve se manter constante durante a sinalização de dois símbolos OFDM

consecutivos, ao contrário da codificação SF-OFDM, na qual o canal deve se manter constante por pelo menos um símbolo OFDM. Desta forma, seja Λ o coeficiente de variabilidade do canal durante um símbolo OFDM, descrito por

$$\Lambda = f_a NT_s \quad (4.41)$$

Então, quanto mais elevado o valor do coeficiente Λ , mais limitado os códigos ficarão no que diz respeito à taxa de erro de bits.

Considere agora o perfil de potência descrito pela Tabela 3.2

Tabela 3.2, que enfatiza variações bruscas na resposta em frequência do canal, como mostrado na Figura 4.10 para uma realização aleatória desse canal em um período de amostragem de $1\mu\text{s}$.

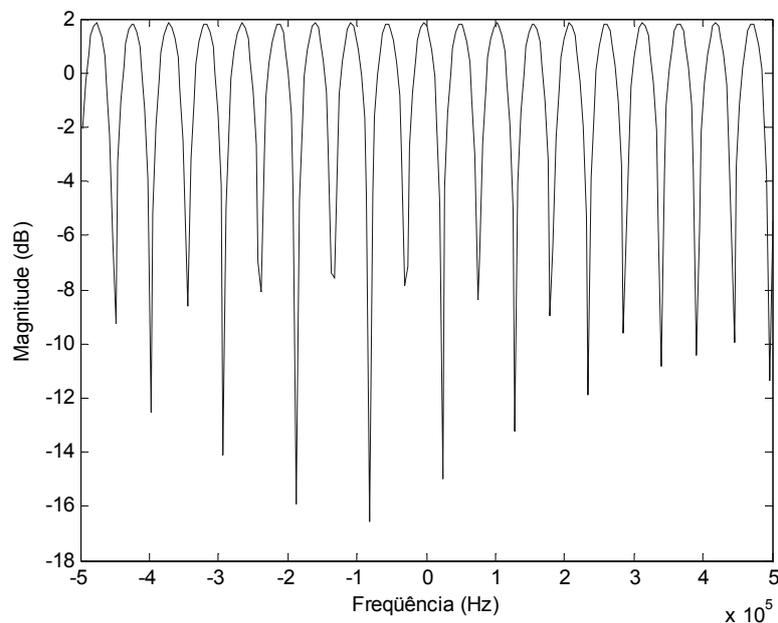


Figura 4.10: Resposta em frequência de um canal de dois taps com atraso de $20\mu\text{s}$ entre eles

Neste caso, observa-se pela Figura 4.11 e pela Figura 4.12 que o desempenho do código ST-OFDM foi mais eficiente do que o SF-OFDM. A qualidade do código SF-OFDM fica comprometida porque é necessário que a resposta em frequência do canal seja constante para duas subportadoras adjacentes. Nota-se novamente que o coeficiente de variabilidade Λ prejudicou a qualidade do sinal, limitando-o a taxas de erro de bits maiores.

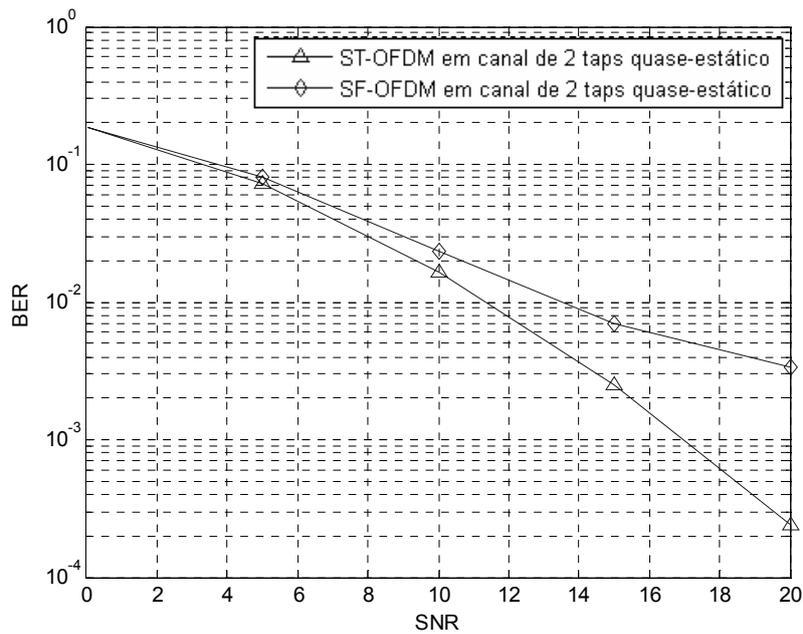


Figura 4.11: ST-OFDM e SF-OFDM no canal de dois taps quase-estático

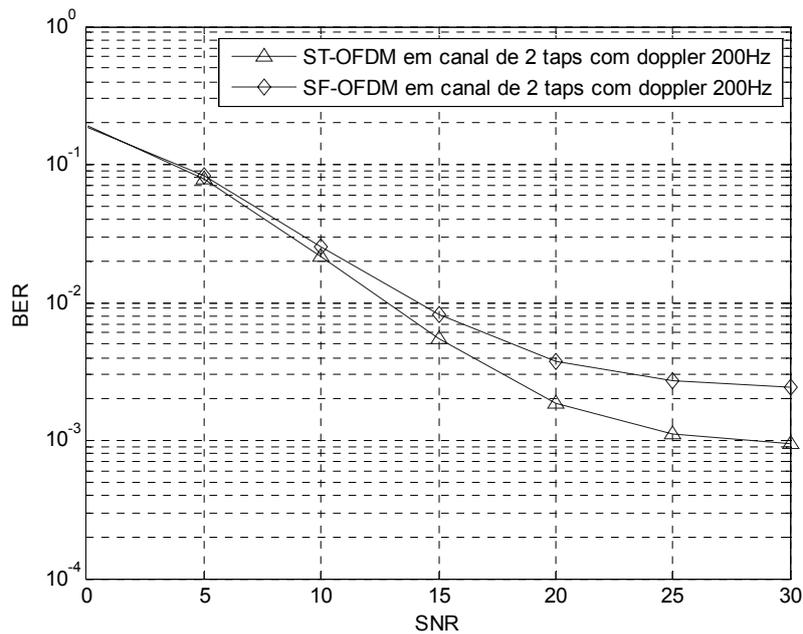


Figura 4.12: ST-OFDM e SF-OFDM no canal de dois taps com freq. Doppler a 200Hz

O capítulo que segue explora outras formas de diversidade e combina as técnicas discutidas até agora com o objetivo de aproveitar as vantagens de cada uma delas, buscando proporcionar uma maior robustez e minimizar deficiências dependendo das condições do canal.

5 Propostas de combinação de diversidade na frequência, no espaço e no tempo

5.1 Introdução

O capítulo anterior apresentou técnicas de transmissão para canais seletivos em frequência fazendo uso de codificação espaço-temporal e espaço-frequencial. Contudo, dependendo das condições do canal Rayleigh, o desempenho das técnicas fica comprometido.

Técnicas de codificação espaço-frequencial e a incorporação do domínio do tempo numa codificação espaço-tempo-frequência foram exploradas por muitos pesquisadores [38], [41]-[48]. Em [41], Bölcskei e Paulraj mostram que códigos espaço-frequenciais baseados diretamente em códigos espaço-temporais, com o tempo sendo reinterpretado como frequência (a exemplo da proposta de Lee [38]), não exploram a diversidade em frequência em um canal com desvanecimento seletivo em frequência. Garantir a máxima diversidade em frequência requer que os símbolos de informação sejam cuidadosamente espalhados em cada tom espectral, assim como em cada antena transmissora.

Já em [44], os autores obtiveram a máxima diversidade espacial e em frequência propondo um método de multiplicação de uma parte da matriz DFT com os vetores de símbolos da entrada, mas com taxas reduzidas a $\frac{1}{4}$ e partindo do pressuposto de que os atrasos de multipercorso estão situados exatamente nos instantes de amostragem do receptor. Além disso, considera-se que a potência esteja uniformemente distribuída por cada caminho de multipercorso, o que na prática não ocorre.

Em [49], Su *et al* propõem um método simples de se transformar qualquer código espaço-temporal com máxima diversidade espacial em um código espaço-frequencial com máxima diversidade em frequência. Nessa técnica, uma repetição do código de bloco espaço-temporal pelos tons modulados em OFDM garante diversidade em frequência, embora a taxa de transmissão seja reduzida proporcionalmente ao número de repetições do

bloco. Tendo em vista a idéia de repetição de Su, uma nova proposta a partir do espalhamento temporal da informação será exposta, garantindo uma otimização de desempenho para situações em que o canal varie rapidamente ao longo do tempo, conjugando os benefícios que cada técnica tem a oferecer para diferentes situações do canal de comunicação. A seção que segue toma como ponto de partida a técnica de diversidade em frequência descrita por Su.

5.2 Códigos Espaço-Freqüenciais com Máxima Diversidade

Como foi visto no Capítulo 4, a diversidade em frequência ocorre quando réplicas do mesmo sinal são enviadas ao receptor por portadoras distintas, de tal forma que a separação entre elas seja maior do que a largura de faixa de coerência, para que no receptor os sinais sejam afetados por desvanecimentos descorrelacionados. Bölcskei e Paulraj em [41] concluem que a máxima diversidade alcançável para um código espaço-freqüencial é descrita por

$$\min\{LM_T M_R, NM_R\}, \quad (5.1)$$

onde L é o número de caminhos independentes em um canal com desvanecimento seletivo em frequência, M_T e M_R são os números de antenas transmissoras e receptoras, respectivamente, e N é o número total de subportadoras.

Su em [49] propõe a codificação espaço-freqüencial por meio de códigos espaço-temporais para qualquer perfil de atraso de potência, demonstrando que códigos espaço-temporais que alcançam a máxima diversidade espacial, com desvanecimento plano quase-estático, podem ser usados para construir códigos espaço-freqüenciais que alcancem a máxima diversidade disponível num canal com desvanecimento seletivo em frequência.

O codificador espaço-freqüencial descrito por Su consiste em repetir o código espaço-temporal l vezes ($1 \leq l \leq L$), obtido a partir de um mapeador Ψ_l e definido pelo seguinte produto escalar:

$$\Psi_l = \mathbf{1}_{l \times 1} \otimes (\mathbf{G}_{ST_OFDM}) \quad (5.2)$$

onde $\mathbf{1}_{l \times 1}$ é a matriz de conteúdo unitário formada por l linhas e uma única coluna e \mathbf{G}_{ST_OFDM} é a matriz de bloco espaço-temporal definida em (4.21).

Suponha que ρ seja o maior número inteiro de subportadoras que podem ser agrupadas tal que $\rho l \leq N$. Então a matriz do código espaço-freqüencial \mathbf{G}_{\max_SF} é construída como

$$\mathbf{G}_{\max_SF} = \begin{bmatrix} \Psi_l \\ \mathbf{0}_{(N-\rho l) \times M_T} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

onde o incremento pela matriz de zeros é usado para assegurar que \mathbf{G}_{\max_SF} tenha tamanho $N \times M_T$. Para o modelo de Alamouti adaptado ao esquema OFDM, Ψ_l é representada tal como segue:

	T_s	$T_s + 1$		
$\Psi_l =$	$\begin{bmatrix} X_1(0) & X_2(0) \\ X_1(1) & X_2(1) \\ \vdots & \vdots \\ X_1(\rho-1) & X_2(\rho-1) \\ X_1(0) & X_2(0) \\ X_1(1) & X_2(1) \\ \vdots & \vdots \\ X_1(\rho-1) & X_2(\rho-1) \\ \vdots & \vdots \\ X_1(0) & X_2(0) \\ X_1(1) & X_2(1) \\ \vdots & \vdots \\ X_1(\rho-1) & X_2(\rho-1) \end{bmatrix}$	$\Psi_l = \begin{bmatrix} -X_2(0)^* & X_1(0)^* \\ -X_2(1)^* & X_1(1)^* \\ \vdots & \vdots \\ -X_2(\rho-1)^* & X_1(\rho-1)^* \\ -X_2(0)^* & X_1(0)^* \\ -X_2(1)^* & X_1(1)^* \\ \vdots & \vdots \\ -X_2(\rho-1)^* & X_1(\rho-1)^* \\ \vdots & \vdots \\ -X_2(0)^* & X_1(0)^* \\ -X_2(1)^* & X_1(1)^* \\ \vdots & \vdots \\ -X_2(\rho-1)^* & X_1(\rho-1)^* \end{bmatrix}$	(5.4)	}
				}
				Código repetido pela l -ésima vez

A vantagem de se utilizar esse esquema é assegurada pelo seguinte teorema, cuja demonstração pode ser encontrada em [49].

Teorema 1: *Suponha que um sistema MIMO-OFDM equipado com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras contenha N subportadoras e que o canal seletivo em frequência contenha L caminhos independentes, sendo que o máximo atraso de multipercurso é menor do que um período de bloco OFDM. Se um código espaço-temporal (bloco ou trellis) designado para M_T antenas transmissoras alcança a máxima diversidade para canais com desvanecimento plano quase-estático, então o código espaço-freqüencial obtido deste código espaço-temporal por meio do mapeamento Ψ_l ($1 \leq l \leq L$) alcançará diversidade na ordem de pelo menos*

$$\min\{lM_T M_R, N M_R\} \quad (5.5)$$

Contudo, a taxa de símbolo do código espaço-freqüencial obtido por meio do mapeamento é l vezes menor comparado ao seu correspondente código espaço-temporal.

5.3 Espalhamento temporal da informação por meio da transformada de Hadamard

Em [48], Park *et al.* propõem um esquema de transmissão com ganho de diversidade no tempo. Através dele, o desempenho do código SF-OFDM, inicialmente proposto por Lee [38], é melhorado por meio de um espalhamento temporal da informação, fazendo uso da transformada de Hadamard.

\mathbf{W}_M é dita uma matriz de Hadamard de ordem M se \mathbf{W} é uma matriz $M \times M$ com entradas 1 e -1 tal que $\mathbf{W}\mathbf{W}^T = MI$, onde I é a matriz identidade $M \times M$. Equivalentemente, as linhas (ou colunas) de \mathbf{W} são dois-a-dois ortogonais. Mais ainda, se a primeira linha e a primeira coluna de \mathbf{W} possuem entradas 1, então \mathbf{W} é dita uma matriz de Hadamard normalizada. Assim, seja a matriz de Hadamard de ordem dois, descrita por:

$$\mathbf{W}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

As outras matrizes de ordem $M = 2^v$, onde v é um valor inteiro e positivo, podem ser obtidas por meio da seguinte relação:

$$\mathbf{W}_{2^v} = \mathbf{W}_2 \otimes \mathbf{W}_{2^{v-1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{2^{v-1}} & \mathbf{W}_{2^{v-1}} \\ \mathbf{W}_{2^{v-1}} & -\mathbf{W}_{2^{v-1}} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

onde \otimes denota o produto de Kronecker.

O método de Park *et al.* pode ser codificado e decodificado com baixa complexidade computacional com base nas definições de [47], pela simplicidade com que a transformação de Hadamard efetua as operações. Os esquemas de codificação e decodificação são representados na forma de diagrama de blocos na Figura 5.1 e na Figura 5.2, respectivamente.

No transmissor, a exemplo dos casos anteriores, os dados de entrada $X(m)$ são modulados digitalmente em banda passante e agrupados na conversão serial-paralela, resultando num vetor descrito por

$$\mathbf{X}(n) = [X_0(n) \quad X_1(n) \quad \dots \quad X_{N-1}(n)]^T \quad (5.8)$$

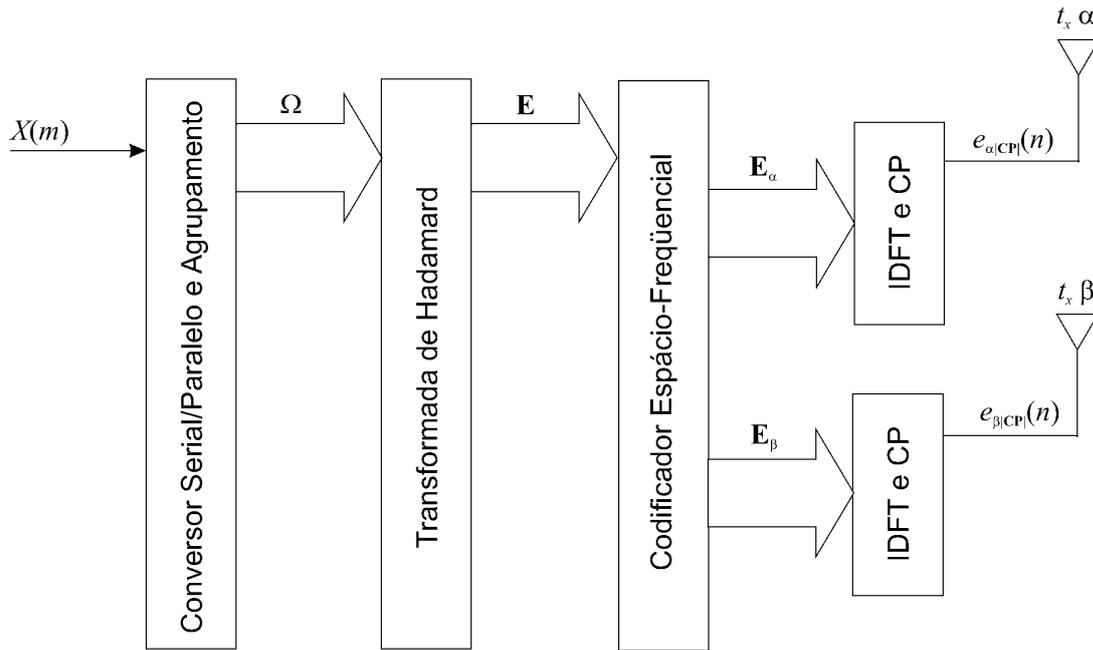


Figura 5.1: Transmissor SF-OFDM com espalhamento temporal da informação

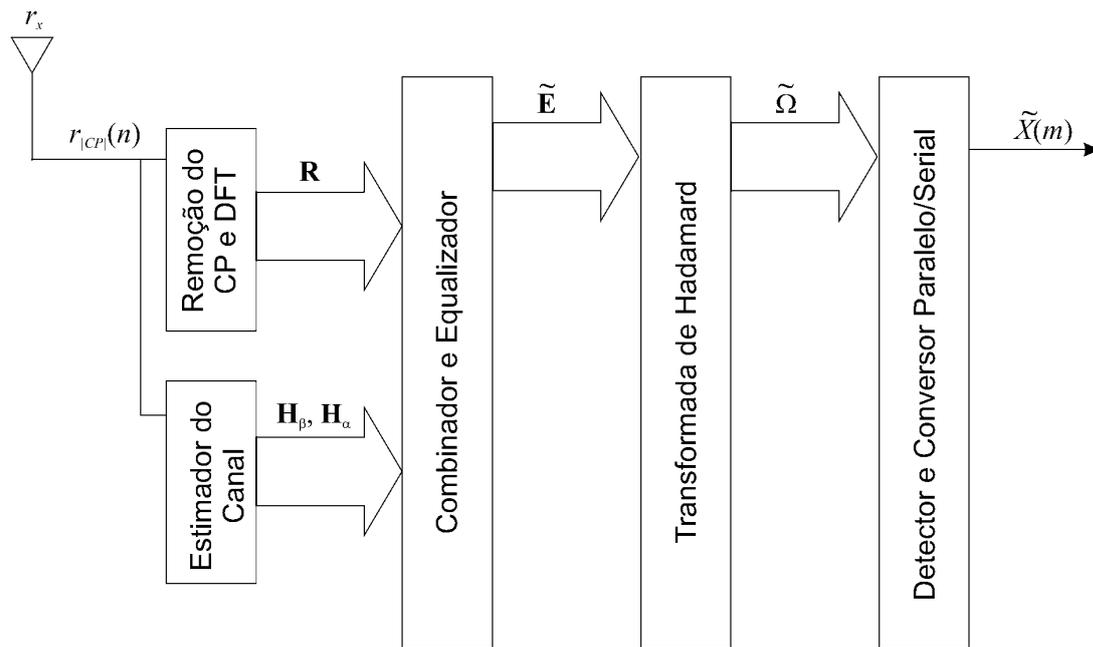


Figura 5.2: Receptor SF-OFDM com espalhamento temporal da informação

Seja Ω a matriz de dados composta por M símbolos de $\mathbf{X}(n)$, descrita como segue e ilustrada pela Figura 5.3.

$$\Omega = [\mathbf{X}(0) \quad \mathbf{X}(1) \quad \dots \quad \mathbf{X}(M-1)] \quad (5.9)$$

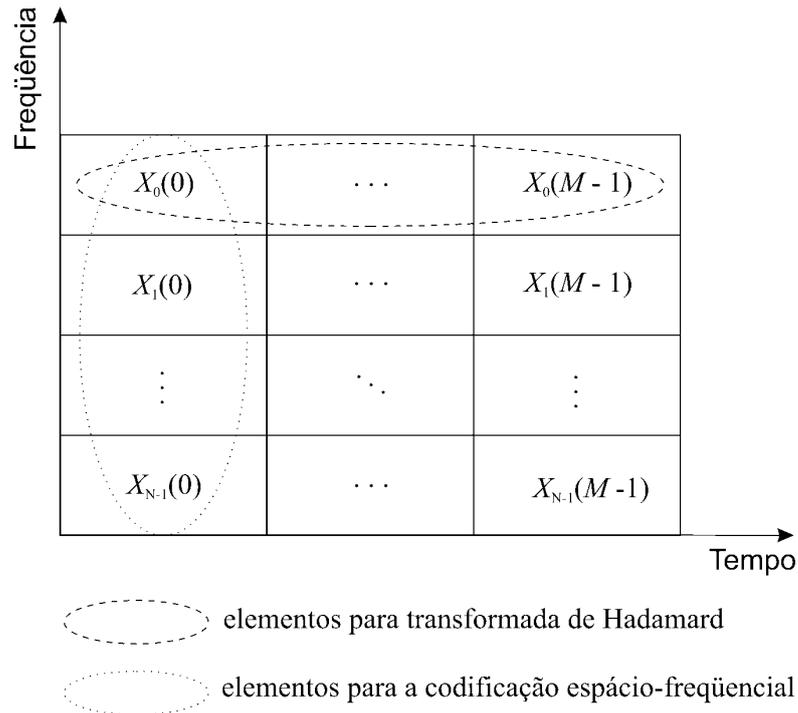


Figura 5.3: Esquema de espalhamento da informação no tempo e na frequência

Aplicando a transformada de Hadamard em Ω no domínio do tempo, podemos expressar o bloco pré-codificado como segue:

$$\mathbf{E} = \Omega \mathbf{W}_M \quad (5.10)$$

Cada linha da matriz \mathbf{E} possui o conteúdo de uma das N subportadoras, espalhado em M períodos de tempo. Embora a condição das subportadoras mais fortes fique pior, a média resultante pelo espalhamento da informação no domínio do tempo garante ganho em canais variantes no tempo, pois o uso da transformada de Hadamard melhora a condição de desvanecimento das subportadoras mais fracas.

A codificação/decodificação espaço-freqüencial pelo esquema de Lee e a modulação/demodulação OFDM no transmissor foram descritas no capítulo anterior pelas Equações (4.33)-(4.38).

A estimação do vetor $\tilde{\mathbf{E}}(n)$ segue procedimento semelhante, mas há a necessidade de um equalizador que corrija a magnitude e a fase dos M símbolos recebidos, para a correta interpretação dos sinais após a transformada reversa de Hadamard. Assim,

$$\tilde{\mathbf{E}}_{par} = \frac{\mathbf{H}_{\alpha,par}^* \mathbf{R}_{par} + \mathbf{H}_{\beta,impar} \mathbf{R}_{impar}^*}{|\mathbf{H}_{\alpha,par}|^2 + |\mathbf{H}_{\beta,par}|^2}$$

$$\tilde{\mathbf{E}}_{\text{impar}} = \frac{\mathbf{H}_{\beta,\text{par}}^* \mathbf{R}_{\text{par}} - \mathbf{H}_{\alpha,\text{impar}} \mathbf{R}_{\text{impar}}^*}{|\mathbf{H}_{\alpha,\text{impar}}|^2 + |\mathbf{H}_{\beta,\text{impar}}|^2} \quad (5.11)$$

onde assume-se que os ganhos complexos dos canais entre subportadoras adjacentes são constantes, isto é,

$$\mathbf{H}_{\text{par}}(n) = \mathbf{H}_{\text{impar}}(n) \quad (5.12)$$

Pode-se então agrupar os símbolos estimados para, finalmente, obter o bloco de decisão $\tilde{\mathbf{\Omega}}$ por meio da transformada reversa de Hadamard. Desta forma,

$$\tilde{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}(0) & \tilde{\mathbf{E}}(1) & \dots & \tilde{\mathbf{E}}(M-1) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

$$\tilde{\mathbf{\Omega}} = \tilde{\mathbf{E}}\mathbf{W}_M^{-1} = \tilde{\mathbf{E}}\mathbf{W}_M \quad (5.14)$$

As simulações descritas a seguir mostram o ganho de desempenho da técnica de Hadamard em canais com frequência Doppler elevada.

Numa primeira abordagem, utilizou-se o canal COST207 TU, assumindo-se a perfeita estimação do canal no receptor. O sistema OFDM é composto por 512 subportadoras com modulação QPSK numa taxa de 5×10^6 símbolos por segundo em cada subportadora.

A Figura 5.4 mostra a taxa de erro de símbolo em função da máxima frequência Doppler com uma SNR constante de 20dB e utilizando $M = 32$. Observa-se o ganho de desempenho adquirido pelo sistema proposto por Park conforme o espalhamento Doppler se torna mais elevado. Isto porque as variações dos ganhos complexos dos canais no tempo induzem uma maior diversidade temporal, já que a transformada de Hadamard espalha o sinal ao longo de M símbolos OFDM. Porém, quando o espalhamento Doppler é pequeno, os ganhos complexos dos canais em M símbolos OFDM variam de maneira mais lenta e, portanto, o ganho de diversidade no tempo é irrelevante. Isso leva a crer que, embora aumentando-se o número de blocos M exija mais memória e uma maior complexidade computacional na aplicação da transformada de Hadamard, pode-se obter uma melhoria de desempenho para canais variantes no tempo.

Numa outra situação, o código utilizando $M = 16$ foi submetido a um canal com grande espalhamento temporal, cujo perfil de potência está descrito na Tabela 3.2. Embora o espalhamento Doppler seja de 200 Hz, a simulação da Figura 5.5 mostra que o desempenho do esquema ficou prejudicado quando comparado ao esquema ST-OFDM. As razões são as mesmas do caso SF-OFDM de Lee. Ou seja, para canais com espalhamento

temporal longo, o que representa variações bruscas em subportadoras adjacentes, o esquema SF-OFDM de Lee e seus derivados obtêm resultados insatisfatórios, dado que esses métodos necessitam que a resposta em frequência do canal se mantenha constante para duas sub-portadoras adjacentes.

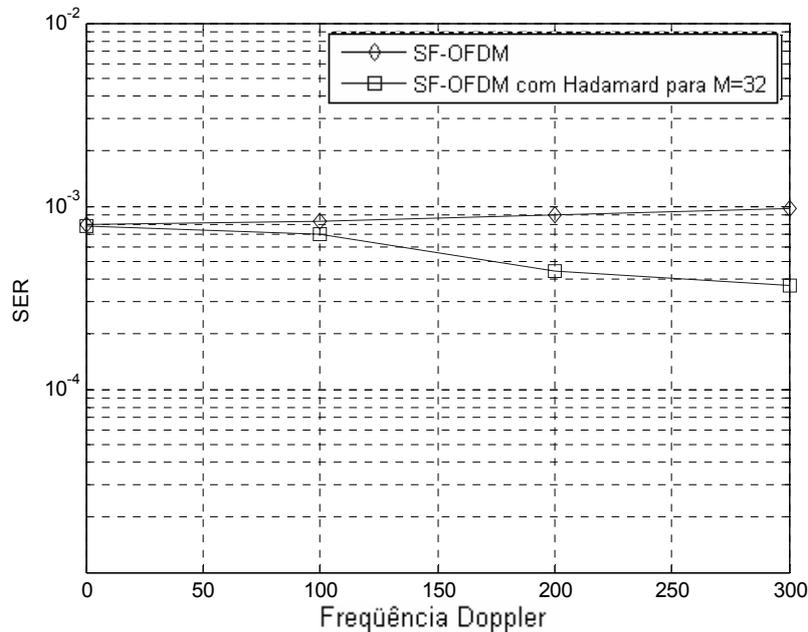


Figura 5.4: Desempenho do sistema SF-OFDM com a Transformada de Hadamard num canal COST para SNR = 20 dB

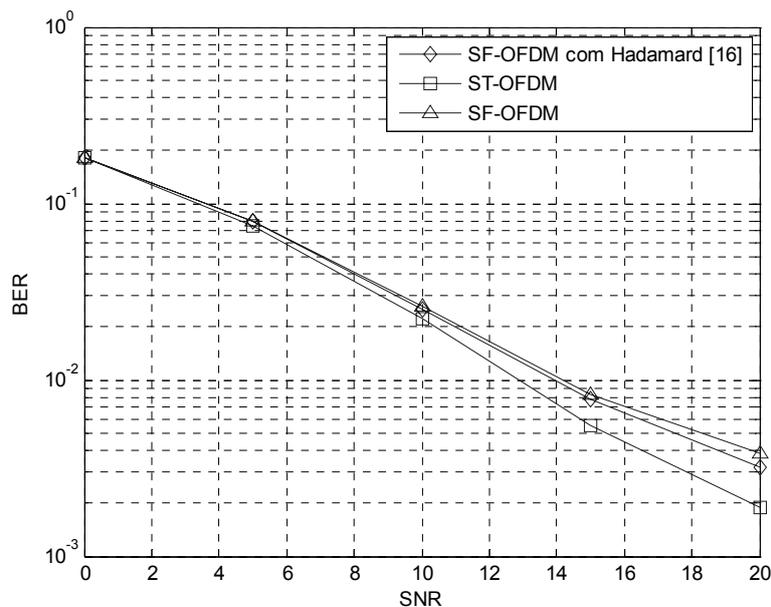


Figura 5.5: Desempenho do sistema SF-OFDM com a Transformada de Hadamard num canal de dois taps espaçados entre si de 20µs

Visto que o ST-OFDM é mais susceptível ao efeito Doppler pela necessidade do canal se manter constante durante dois períodos de símbolo, os parâmetros que diferenciam um sistema do outro estão em função do espalhamento temporal e do espalhamento Doppler. Além disso, os códigos ST-OFDM e SF-OFDM propostos por Lee não obtêm diversidade em frequência. Sendo assim, uma nova proposta será exposta de maneira que conjugue os ganhos adquiridos em cada técnica e minimize os problemas inerentes a cada uma delas, numa combinação híbrida.

5.4 Um novo esquema MIMO-OFDM com máxima diversidade em frequência para canais variantes no tempo

Tendo em vista a problemática existente nos sistemas ST-OFDM e SF-OFDM com Hadamard, esta seção apresenta um novo esquema de codificação que procura combinar as vantagens de cada uma das técnicas discutidas anteriormente.

Alcançar a máxima diversidade possível num sistema requer que os símbolos de informação sejam cuidadosamente espalhados sobre os tons de frequência, bem como nas antenas transmissoras, de forma a obter desvanecimentos completamente decorrelacionados. A nova proposta baseia-se numa técnica de diversidade em frequência, tempo e espaço, por meio do mapeamento do código espaço-temporal com um código espaço-frequencial em simples repetições de bloco, conjugada ao espalhamento temporal dos símbolos OFDM utilizando a técnica de Hadamard, garantindo também ganhos de desempenho em casos de espalhamento Doppler elevado.

Extrair diversidade em frequência se torna essencial quando se trata de sistemas MIMO-OFDM, como pode ser observado na Equação (5.5), que mostra que a ordem total de diversidade é aumentada pelo produto do número de antenas e pelas repetições do código, embora a taxa de símbolos seja reduzida por um fator l . Para ilustrar a vantagem de se utilizar a diversidade em frequência proposta por Su, considere a Figura 5.6 e a Figura 5.7. Ao repetir o símbolo OFDM, o desvanecimento profundo do canal em uma dada subportadora c_1 pode ser compensado pelo ganho do canal em uma outra subportadora que

contenha a mesma informação, situada em $c_2 = N/2 + c_1$. A Figura 5.7 sobrepõe as duas partes do espectro de frequência para ilustrar a vantagem da técnica.

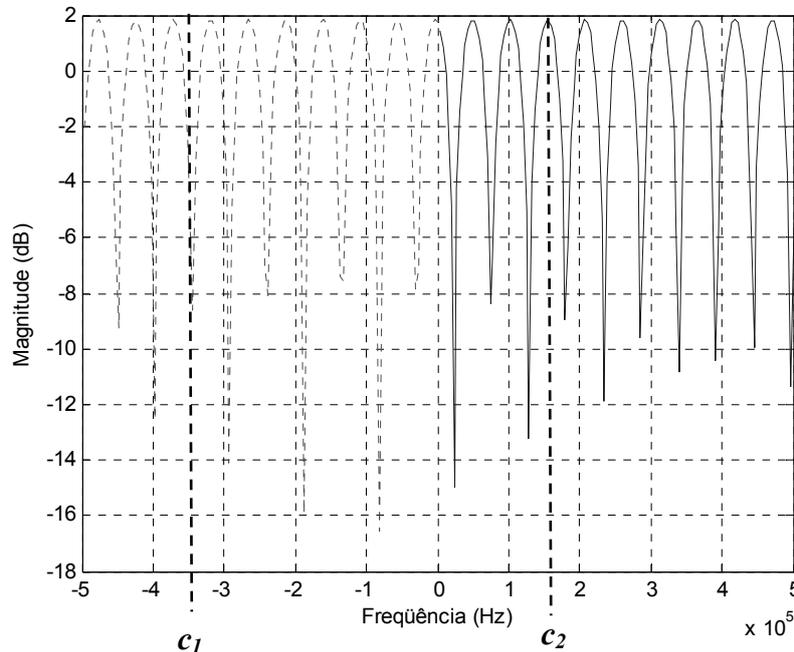


Figura 5.6: Resposta em frequência em uma dada realização para um canal de dois taps

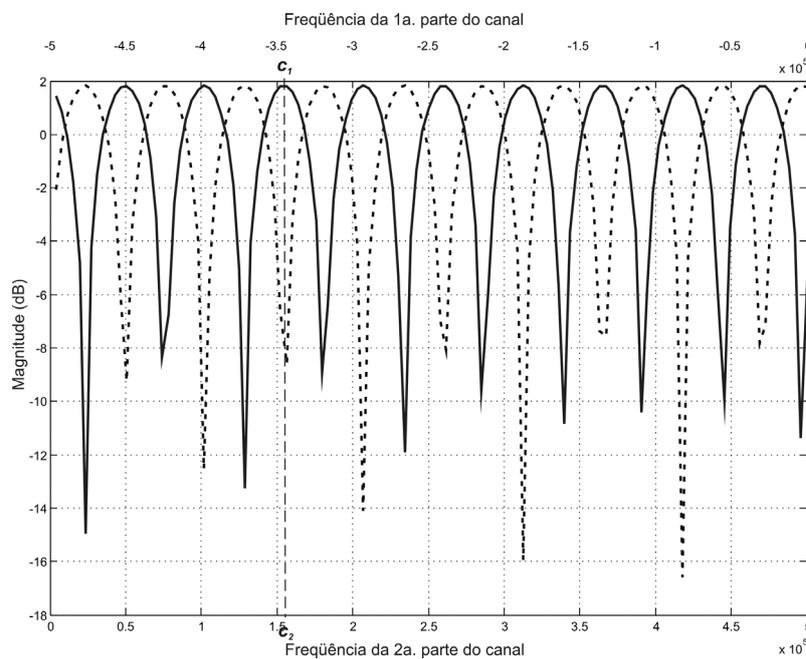


Figura 5.7: Sobreposição dos espectros de frequência

Desta maneira, o código não necessita mais que a resposta em frequência seja constante por duas subportadoras adjacentes, como é o caso do SF-OFDM de Lee. Pode-se então afirmar que a possibilidade de agregar a transformada de Hadamard ao sistema pode ser repensada, a fim de obter ganho em canais variantes no tempo. A nova proposta de

codificação e decodificação é representada em diagrama de blocos na Figura 5.8 e na Figura 5.9, respectivamente:

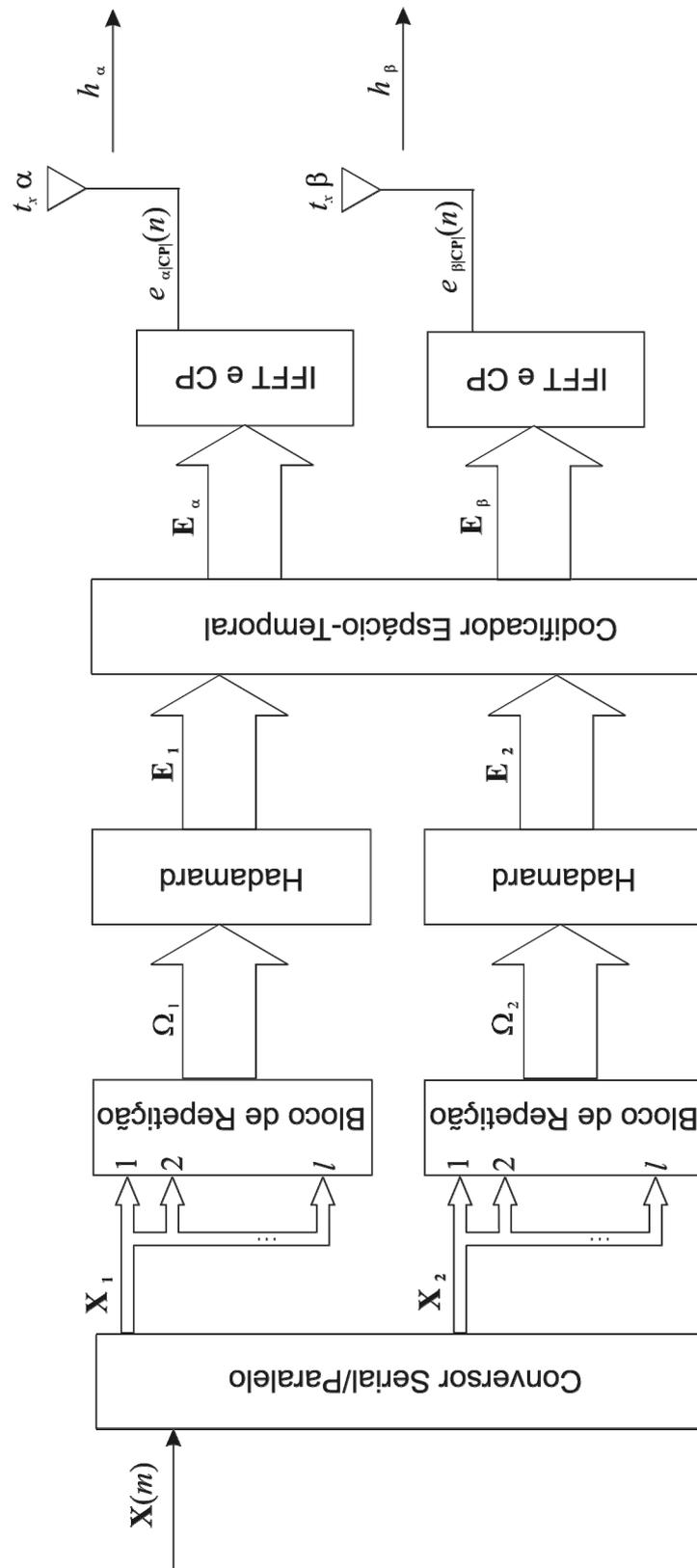


Figura 5.8: Transmissor da nova proposta SF-OFDM com Hadamard

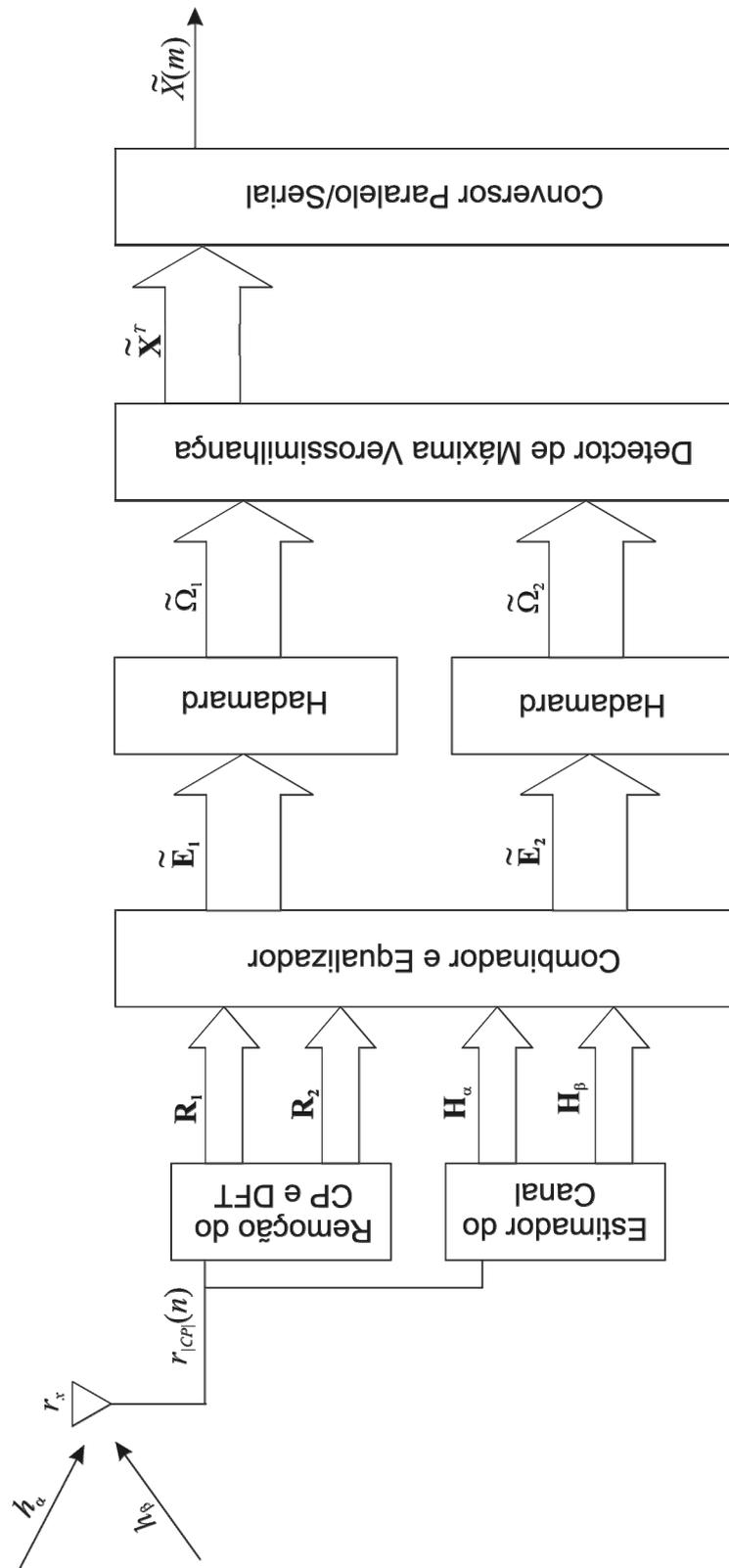


Figura 5.9: Receptor da nova proposta SF-OFDM com Hadamard

Os esquemas de transmissão e recepção apresentados nas figuras fazem uso do esquema tradicional de Alamouti para duas antenas transmissoras e uma única antena

receptora, com a codificação espaço-temporal definida pela matriz geradora \mathbf{G}_2 exposta na Equação (4.16). No entanto, estes esquemas podem ser generalizados para os casos de M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras, conforme explicado no Capítulo 4 sobre Código de Bloco Espaço-Temporal.

O codificador é, portanto, interpretado da seguinte forma: seja um conversor serial-paralelo que coleta os símbolos $X(m)$ e os transformam em dois vetores sucessivos de dados, denotados por $\mathbf{X}_1[X_1(0), \dots, X_1(N/l-1)]^T$ e $\mathbf{X}_2[X_2(N/l), \dots, X_2(2N/l-1)]^T$, onde N é o número total de subportadoras, cada qual com período T_s . \mathbf{X}_1 e \mathbf{X}_2 são então repetidos l vezes e adquirem dimensão $N \times 1$.

As matrizes $\mathbf{\Omega}_1$ e $\mathbf{\Omega}_2$ agrupam M símbolos distintos de \mathbf{X}_1 e \mathbf{X}_2 , denotados por

$$\mathbf{\Omega}_1 = [\mathbf{X}_1(0) \quad \mathbf{X}_1(1) \quad \dots \quad \mathbf{X}_1(M-1)] \text{ e}$$

$$\mathbf{\Omega}_2 = [\mathbf{X}_2(0) \quad \mathbf{X}_2(1) \quad \dots \quad \mathbf{X}_2(M-1)]$$

Realiza-se, então, a transformada de Hadamard nos M símbolos por meio de

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{\Omega}_1 \mathbf{W}_M \tag{5.15}$$

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{\Omega}_2 \mathbf{W}_M$$

Cada linha da matriz de \mathbf{E}_1 e de \mathbf{E}_2 possui o conteúdo de uma das N subportadoras, espalhado em M períodos de tempo.

Dessa forma, dada a Equação (5.2), o codificador Ψ_l terá a seguinte característica:

	T_s	$T_s + 1$		
$\Psi_l =$	$\begin{bmatrix} E_1(0) & E_2(0) \\ E_1(1) & E_2(1) \\ \vdots & \vdots \\ E_1(\rho-1) & E_2(\rho-1) \\ E_1(0) & E_2(0) \\ E_1(1) & E_2(1) \\ \vdots & \vdots \\ E_1(\rho-1) & E_2(\rho-1) \\ \vdots & \vdots \\ E_1(0) & E_2(0) \\ E_1(1) & E_2(1) \\ \vdots & \vdots \\ E_1(\rho-1) & E_2(\rho-1) \end{bmatrix}$	$\Psi_l = \begin{bmatrix} -E_2(0)^* & E_1(0)^* \\ -E_2(1)^* & E_1(1)^* \\ \vdots & \vdots \\ -E_2(\rho-1)^* & E_1(\rho-1)^* \\ -E_2(0)^* & E_1(0)^* \\ -E_2(1)^* & E_1(1)^* \\ \vdots & \vdots \\ -E_2(\rho-1)^* & E_1(\rho-1)^* \\ \vdots & \vdots \\ -E_2(0)^* & E_1(0)^* \\ -E_2(1)^* & E_1(1)^* \\ \vdots & \vdots \\ -E_2(\rho-1)^* & E_1(\rho-1)^* \end{bmatrix}$	(5.16)	<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="font-size: 3em; margin-right: 10px;">}</div> <div> <p>Código repetido pela 2ª vez</p> </div> </div>
				<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="font-size: 3em; margin-right: 10px;">}</div> <div> <p>Código repetido pela l-ésima vez</p> </div> </div>

onde ρ é o maior número de subportadoras que podem ser agrupadas tal que $\rho l \leq N$. Conforme (5.3), caso seja necessário, Ψ_l é incrementado de zeros para assegurar que o código tenha tamanho $N \times M_T$. A máxima diversidade em frequência é garantida se o número de repetições l for igual a L caminhos independentes do canal.

Após a modulação OFDM, os símbolos são transmitidos pelos canais h_α e h_β e, posteriormente, demodulados segundo as Equações (4.22)-(4.26). Podem-se, então, descrever os símbolos recebidos em instantes consecutivos de tempo como segue:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1 &= \mathbf{H}_\alpha \mathbf{E}_\alpha + \mathbf{H}_\beta \mathbf{E}_\beta + \mathbf{Z}_1 \\ \mathbf{R}_2 &= -\mathbf{H}_\alpha \mathbf{E}_\beta^* + \mathbf{H}_\beta \mathbf{E}_\alpha^* + \mathbf{Z}_2 \end{aligned} \quad (5.17)$$

onde \mathbf{H}_α e \mathbf{H}_β são duas matrizes diagonais cujos elementos da diagonal são DFTs das respectivas respostas ao impulso h_α e h_β . Já as matrizes \mathbf{Z}_1 e \mathbf{Z}_2 denotam a DFT do ruído do canal.

Para se tirar proveito do ganho de diversidade em frequência, \mathbf{R}_1 , \mathbf{R}_2 , \mathbf{H}_α e \mathbf{H}_β são divididos em l grupos. Assegura-se, desta forma, que a q -ésima subportadora ($0 \leq q \leq \rho-1$) seja formada por l réplicas, sendo o ganho dado pela soma dos ganhos em cada réplica. Uma melhor interpretação pode ser ilustrada pela Figura 5.10 abaixo, em que \mathbf{R}_1 e \mathbf{H}_α são divididos em l grupos, e cujo conteúdo em cada bloco ilustrado da matriz diagonal \mathbf{H}_α representa os elementos de sua diagonal.

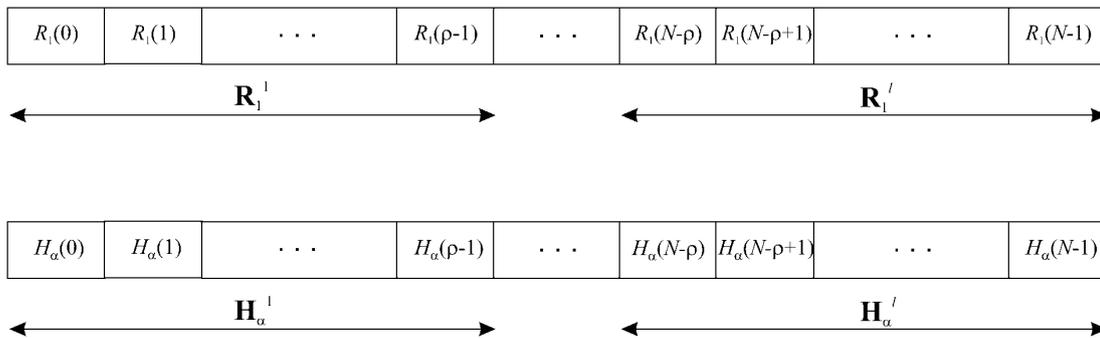


Figura 5.10: Divisão de \mathbf{R}_1 e de \mathbf{H}_α em l grupos para tirar proveito da diversidade em frequência

Idéia equivalente é conferida à \mathbf{R}_2 e \mathbf{H}_β . A estimação do sinal demodulado é portanto realizada no combinador por meio da seguinte operação:

$$\tilde{\mathbf{E}}_1 = \frac{\sum_{i=1}^l \left[(\mathbf{H}_\alpha^i)^* \mathbf{R}_1^i + \mathbf{H}_\beta^i (\mathbf{R}_2^i)^* \right]}{\Gamma} \quad (5.18)$$

$$\tilde{\mathbf{E}}_2 = \frac{\sum_{i=1}^l \left[(\mathbf{H}_\beta^i)^* \mathbf{R}_1 - \mathbf{H}_\alpha^i (\mathbf{R}_2)^* \right]}{\Gamma}$$

onde Γ é o equalizador responsável pela correção da magnitude e da fase, também agrupado em l sub-conjuntos e representado por:

$$\Gamma = \sum_{i=1}^l (|\mathbf{H}_\alpha^i|^2 + |\mathbf{H}_\beta^i|^2) \quad (5.19)$$

Desta forma, como já descrito anteriormente, o desvanecimento profundo em uma dada subportadora pode ser compensado pelo ganho mais elevado da resposta em frequência do canal em uma outra subportadora com informação equivalente.

Após agrupar $\tilde{\mathbf{E}}_1$ e $\tilde{\mathbf{E}}_2$ em M períodos consecutivos, pode-se realizar a transformada inversa de Hadarmad por meio de

$$\begin{aligned} \tilde{\Omega}_1 &= \tilde{\mathbf{E}}_1 \mathbf{W}_M \\ \tilde{\Omega}_2 &= \tilde{\mathbf{E}}_2 \mathbf{W}_M \end{aligned} \quad (5.20)$$

Portanto, $\tilde{\Omega}_1$ e $\tilde{\Omega}_2$ contêm os M símbolos estimados de $\tilde{\mathbf{X}}_1$ e $\tilde{\mathbf{X}}_2$. Após compará-los utilizando o critério do detector de máxima verossimilhança (Equação (4.9)-(4.10)), chega-se finalmente à decisão pelos símbolos transmitidos.

A seguir é apresentado o resultado de simulações em várias situações de canais para comprovar a eficácia do novo esquema.

5.5 Resultados de simulações

O esquema proposto foi simulado em uma série de situações do canal e comparado com esquemas já existentes para se verificar o seu desempenho em termos da taxa de erro de bit (BER). Utilizou-se o código de Alamouti, repetindo o código de bloco ($l = 2$), o que representa uma diversidade total de

$$lM_T M_R = 4$$

já que $M_T = 2$ e $M_R = 1$. Cada quadro é constituído por $2M(N + CP)$ instantes de amostragem, em que o prefixo cíclico CP foi variado de acordo com o comprimento do canal em cada situação para que não haja interferência intersimbólica. O canal de desvanecimento Rayleigh foi modelado como um filtro linear FIR, cuja resposta ao

impulso é dada por (2.22). Já a simulação do efeito Doppler foi possível com a utilização do espectro Doppler de Jakes apresentado em (2.16).

Para que seja feita uma comparação justa da taxa de símbolos transmitidos, os esquemas com diversidade em frequência utilizaram modulação QPSK, enquanto que os demais utilizaram modulação BPSK.

A tabela abaixo indica os perfis de potência dos canais utilizados para a simulação, recomendados pela ITU em [50].

Tabela 5.1: Perfis de multipercurso utilizados na simulação

Perfil		Tap 1	Tap 2	Tap 3	Tap 4	Tap 5	Tap 6
Brazil A	Atraso (µs)	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
	Aten. (dB)	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,4
Brazil B	Atraso (µs)	0	0,3	3,5	4,4	9,5	12,7
	Aten. (dB)	0	12	4	7	15	22
Brazil C	Atraso (µs)	0	0,089	0,419	1,506	2,322	2,799
	Aten. (dB)	2,8	0	3,8	0,1	2,5	1,3
Brazil D	Atraso (µs)	0,15	0,63	2,22	3,05	5,86	5,93
	Aten. (dB)	0,1	3,8	2,6	1,3	0	2,8
Brazil E	Atraso (µs)	0	1	2			
	Aten. (dB)	0	0	0			
GSM TU	Atraso (µs)	0	0,2	0,5	1,7	2,3	5
	Aten. (dB)	13	10	12	16	18	20

De acordo com [51], o Brazil A é baseado no perfil ATTC D (do inglês *Advanced Television Technology Center*), criado cerca de 15 anos atrás. Este simula um canal com pequenos atrasos de baixa potência.

No Brazil B, o espalhamento temporal é significativo e com potências moderadamente fortes, o que é representativo para uma recepção em ambiente externo debilitado.

Já no Brazil C, o espalhamento de atraso é pequeno, mas com potências em cada percurso de grande intensidade, podendo simular a propagação em um ambiente montanhoso, sem linha de visada.

No Brazil D, a situação é semelhante ao Brazil C, porém com maiores atrasos. Trata-se de uma adequada caracterização de recepção em ambiente interno debilitado.

Com o Brazil E tem-se a possibilidade de avaliação de um cenário SFN (do inglês *Single Frequency Network*), em que o receptor deve lidar com três sinais de mesma amplitude e com atrasos distintos, cada qual enviado por um transmissor diferente.

Finalmente, o perfil GSM TU é recomendado pela ITU para testes envolvendo recepção móvel em um ambiente tipicamente urbano.

Assume-se a perfeita estimação do canal no receptor, em que para cada tipo de canal foram consideradas duas situações: uma em que o canal possa ser considerado quase-estático e outra com espalhamento Doppler de 200Hz, simulando uma situação hipotética de uma pessoa utilizando um telefone celular num automóvel a aproximadamente 120 km/h. Utilizaram-se 256 subportadoras em cada símbolo OFDM, com período de amostragem de 1 μ s, para uma ordem de Hadamard de 16. Em todas as simulações, a potência em cada uma das duas antenas transmissoras é de 0,5W, caracterizando uma potência total de transmissão unitária. Os gráficos da BER em função da relação sinal-ruído são apresentados abaixo:

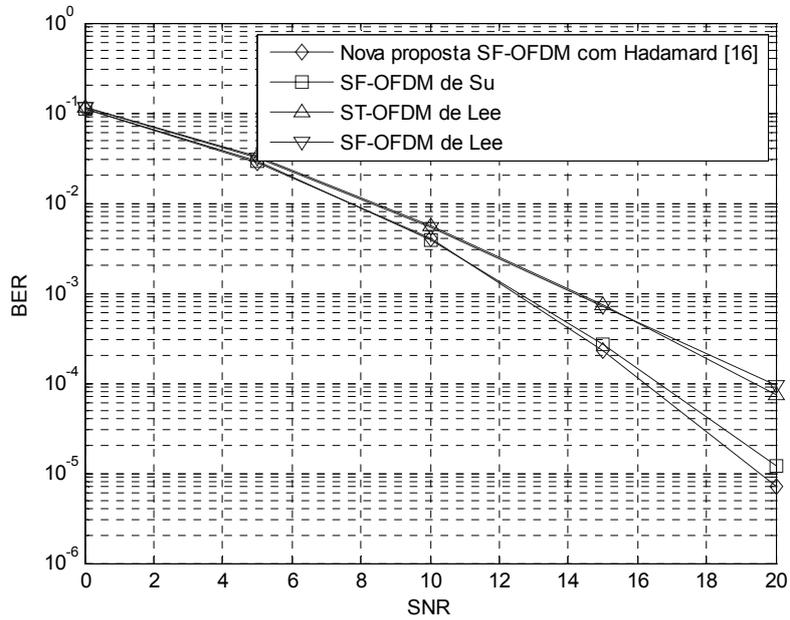


Figura 5.11: BER versus SNR para Brazil A quase-estático

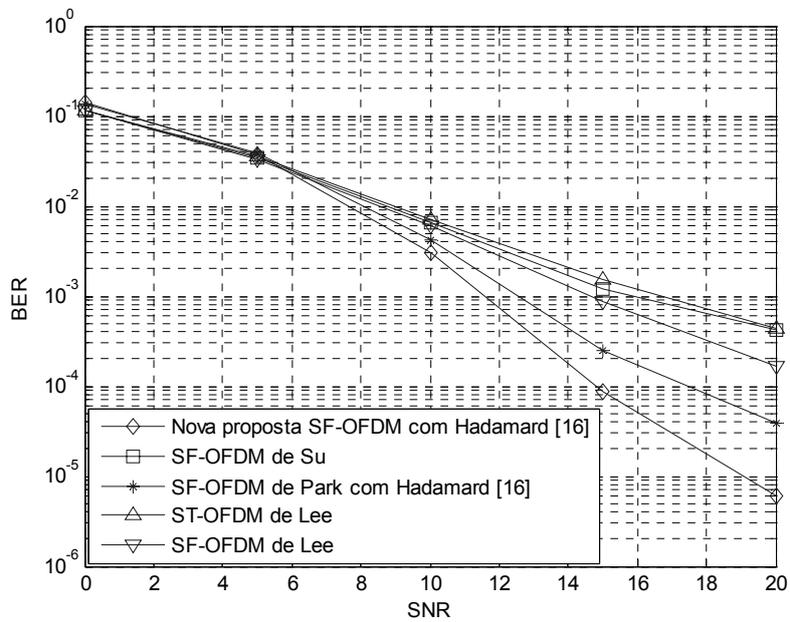


Figura 5.12: BER versus SNR para Brazil A com espalhamento Doppler de 200Hz

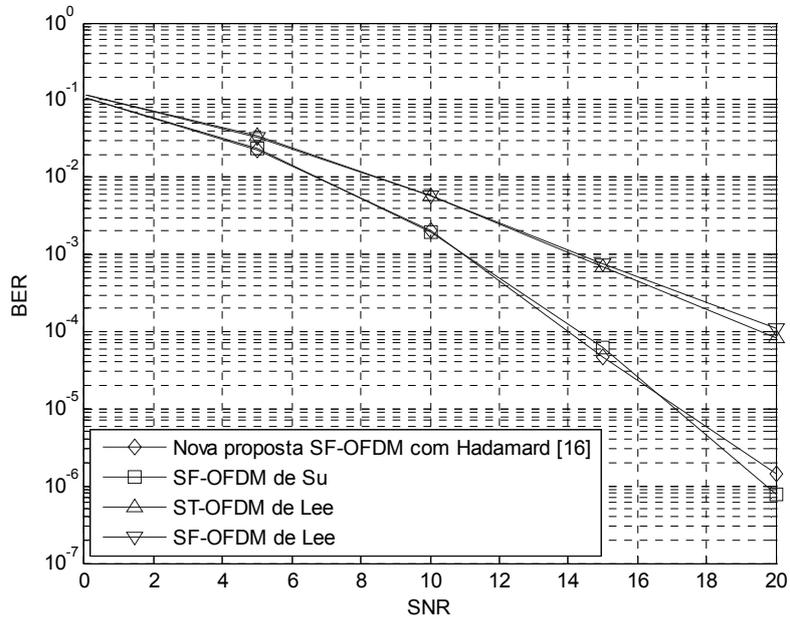


Figura 5.13: BER versus SNR para Brazil B quase-estático

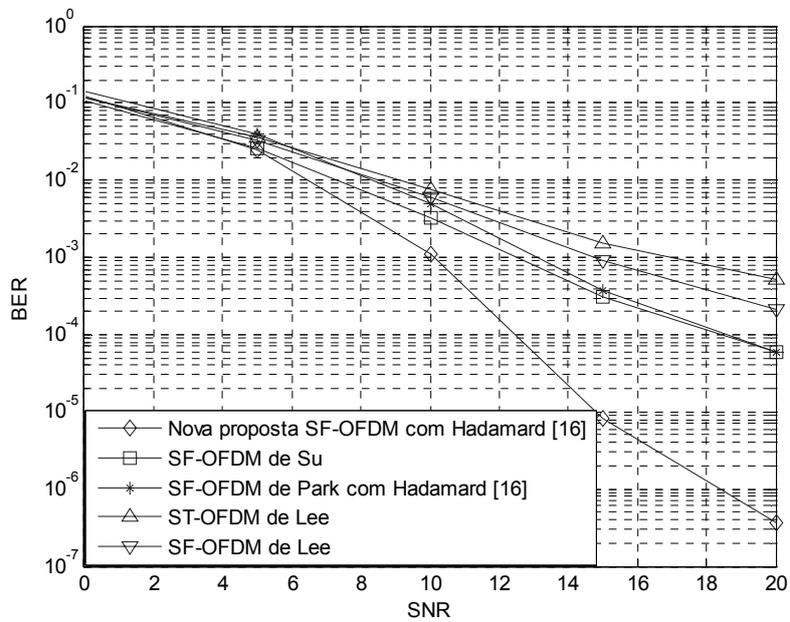


Figura 5.14: BER versus SNR para Brazil B com espalhamento Doppler de 200Hz

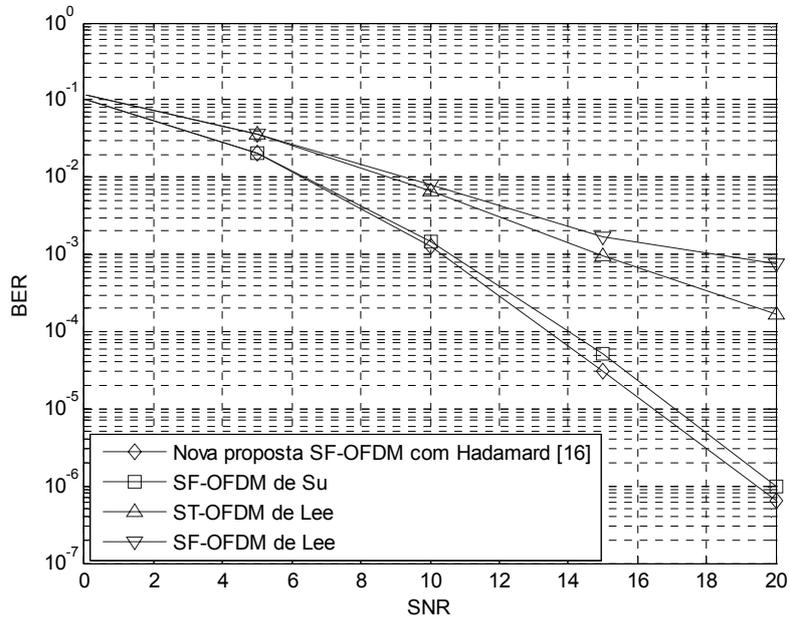


Figura 5.15: BER versus SNR para Brazil C quase-estático

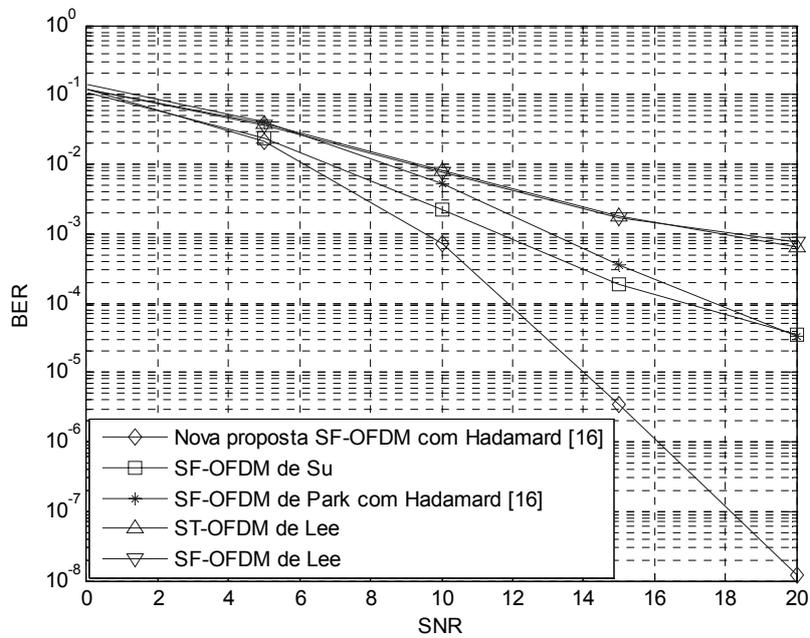


Figura 5.16: BER versus SNR para Brazil C com espalhamento Doppler de 200Hz

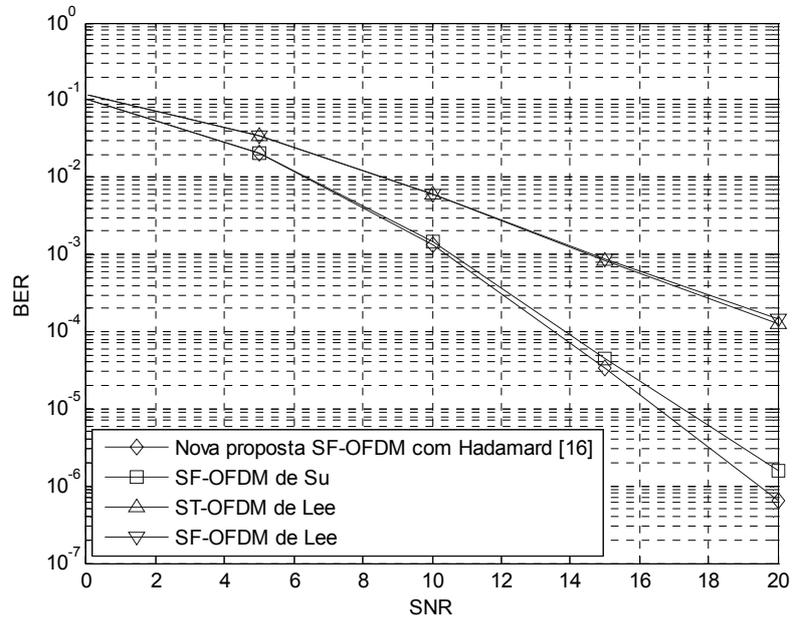


Figura 5.17: BER versus SNR para Brazil D quase-estático

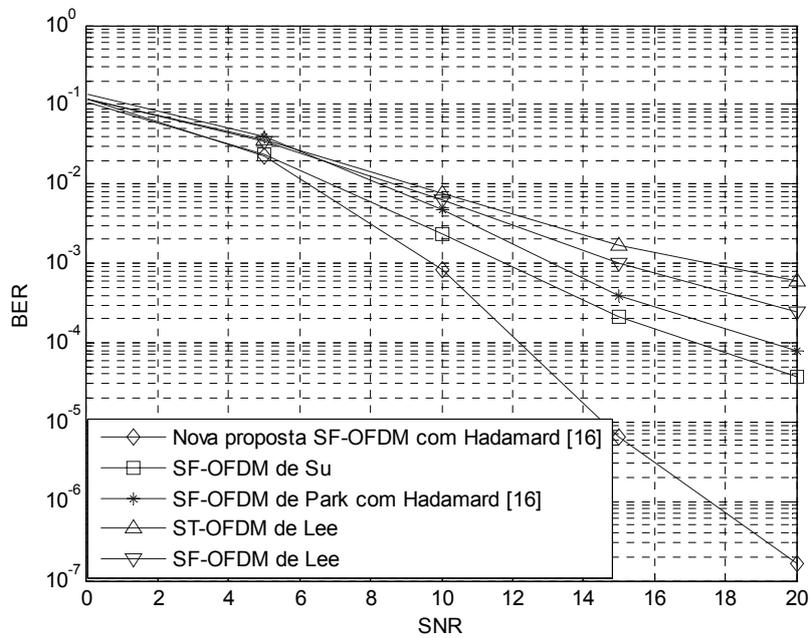


Figura 5.18: BER versus SNR para Brazil D com espalhamento Doppler de 200Hz

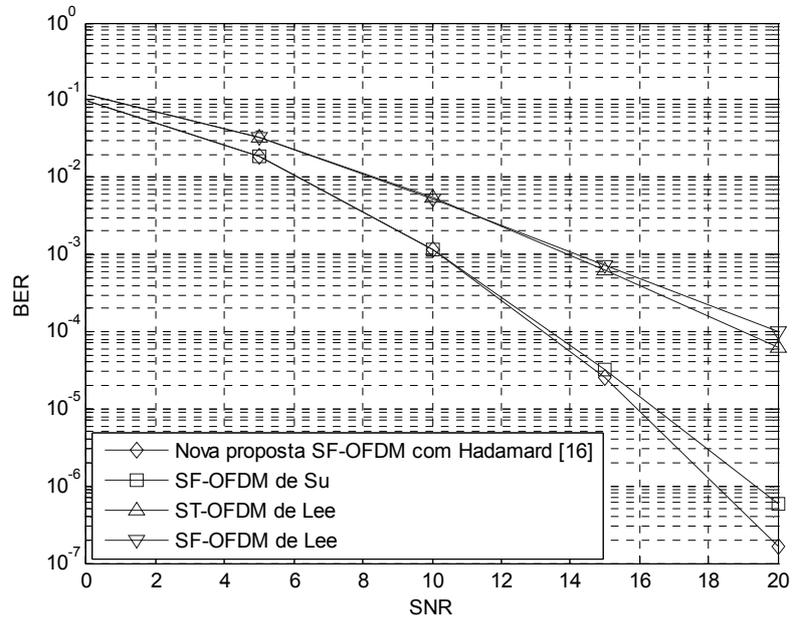


Figura 5.19: BER versus SNR para Brazil E quase-estático

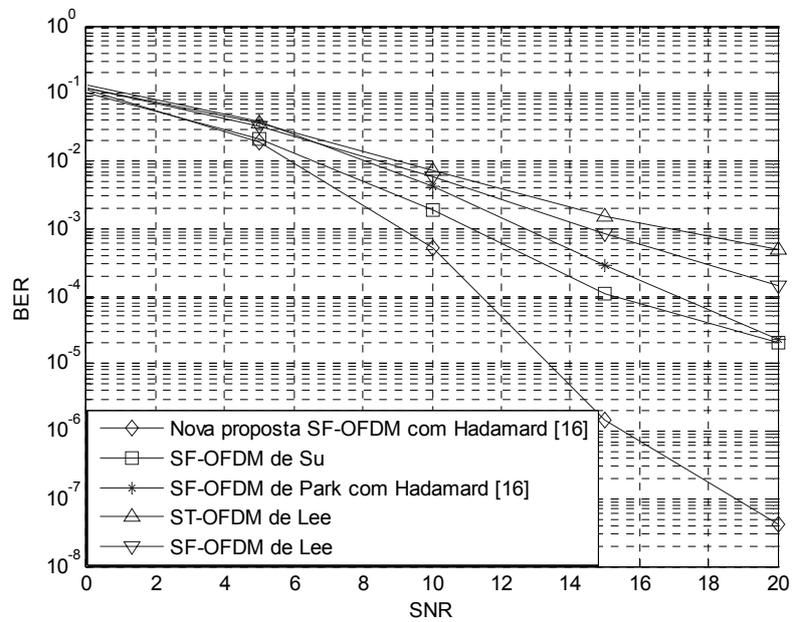


Figura 5.20: BER versus SNR para Brazil E com espalhamento Doppler de 200Hz

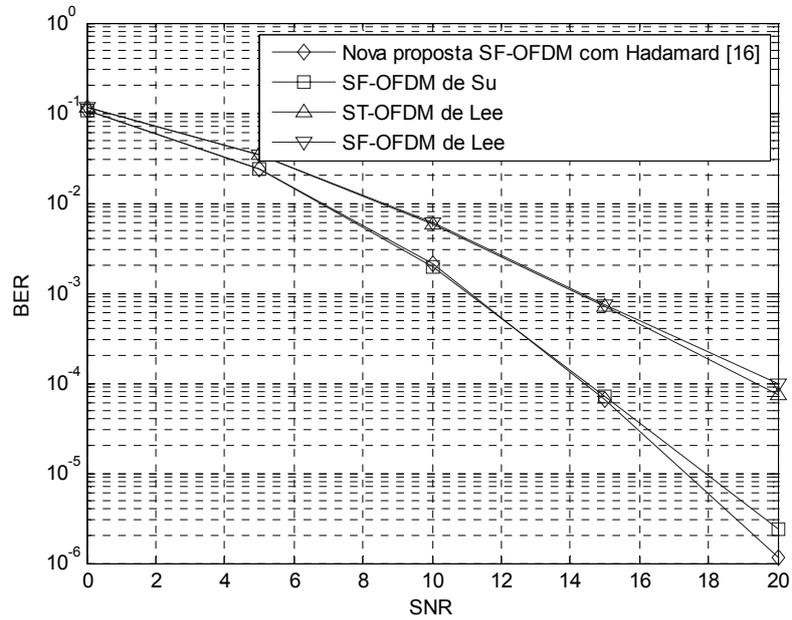


Figura 5.21: BER versus SNR para canal GSM quase-estático

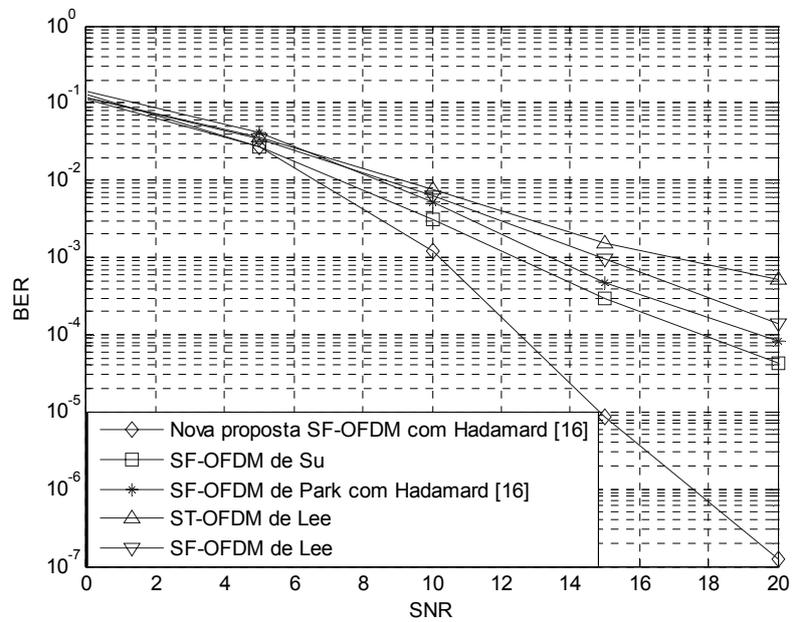


Figura 5.22: BER versus SNR para canal GSM com espalhamento Doppler de 200Hz

Podemos, então, tecer os seguintes comentários pela observação das curvas de desempenho.

Observa-se que para um canal quase-estático, a nova proposta não adquiriu melhorias quando comparado ao SF-OFDM de Su. Porém, o desempenho foi satisfatório quando comparado aos demais códigos, pois para que se obtenha diversidade em frequência, as frequências das réplicas dos símbolos devem estar separadas por um intervalo maior que a faixa de coerência do canal, o que não ocorre nos casos SF-OFDM de Lee e de Park, que fazem uso da diversidade em frequência para subportadoras adjacentes. Assim, pelo novo método, o desvanecimento profundo numa subportadora em um canal seletivo pode ser compensado pelo ganho de outra(s) subportadora(s) contendo a mesma informação.

Já para canais variantes no tempo, em todas as situações de canal a nova proposta obteve um ganho satisfatório. Neste caso, além do ganho oferecido pela diversidade, o esquema se beneficia do espalhamento da informação no domínio do tempo. Nele, o conteúdo de 16 símbolos em cada subportadora foi espalhado entre 16 períodos consecutivos de tempo, utilizando a transformada de Hadamard. Desta forma, se em dado momento o desvanecimento em uma subportadora é profundo, em outro instante o desvanecimento pode não ser tão expressivo. Os resultados de simulação mostram que a média obtida pelo espalhamento garantiu ganho em canais variantes no tempo. Isto explica a razão pela qual se obteve o ganho para um espalhamento Doppler elevado e de não se obter ganho para um canal quase-estático.

As simulações até agora utilizaram um coeficiente de diversidade igual a quatro. A Figura 5.23 explora a diversidade até o máximo ganho que pode ser alcançado segundo a Equação (5.1) num canal GSM com $T_s = 1\mu s$, para uma modulação QPSK, $M_T = 2$ e $M_R = 1$. Além do ganho obtido pela diversidade em frequência, há também o ganho referente ao aumento da potência do sinal no receptor, identificado pela Equação (5.18), o qual é proporcional à ordem de diversidade l utilizada, o que confere o deslocamento horizontal na curva de desempenho. Portanto, dependendo das condições do canal, pode-se submeter o esquema a potências de transmissão mais reduzidas do que a convencional. Deve-se porém salientar a redução na taxa de transmissão por um fator l , problema este que pode ser minimizado pelo uso de constelações maiores.

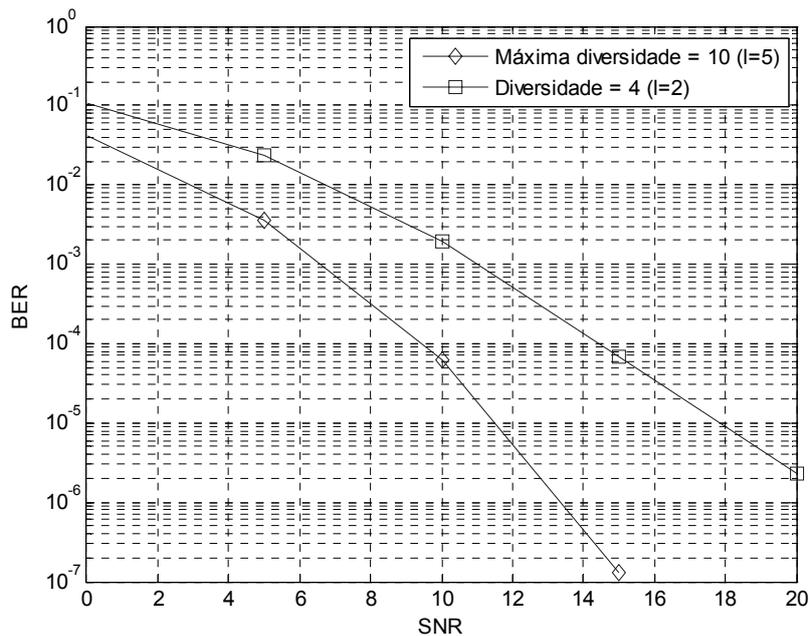


Figura 5.23: BER versus SNR para ilustrar o ganho de diversidade em frequência num canal GSM

Uma vez que o novo método utiliza o código de Alamouti, o canal deveria se manter constante por dois períodos de símbolo OFDM. Caso contrário, há quebra de ortogonalidade entre as subportadoras e a taxa de erro encontra um limite, conforme observado pela Figura 5.24, que simula um canal Brazil B com frequência Doppler de 200Hz e $T_s = 1\mu s$.

Dessa forma, seja Λ o coeficiente de variabilidade do canal durante um símbolo OFDM, repetido aqui por conveniência:

$$\Lambda = f_d N T_s \tag{5.21}$$

Se dobrarmos o número de subportadoras N , o coeficiente Λ é proporcionalmente aumentado, o que explica a queda de desempenho mostrada na Figura 5.25. Dada a referida relação, uma possível solução seria a redução do período de símbolo T_s , ou seja, o aumento da largura de faixa do sinal, conforme mostra a Figura 5.26, em que o período de símbolo foi alterado de $1\mu s$ para $0,2\mu s$. Contudo, este procedimento também aumentaria a seletividade em frequência do canal e, portanto, de acordo com as condições do canal, deve haver um consenso para balancear de maneira adequada tal parâmetro.

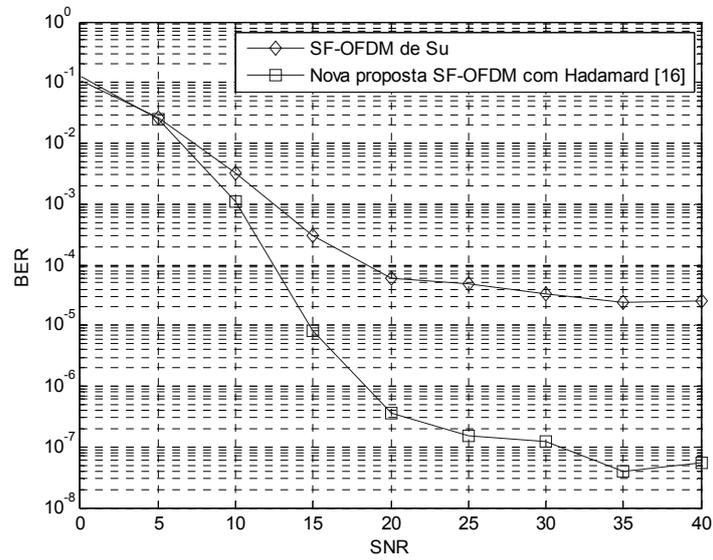


Figura 5.24: BER versus SNR para ilustrar o problema do limite da taxa de erro

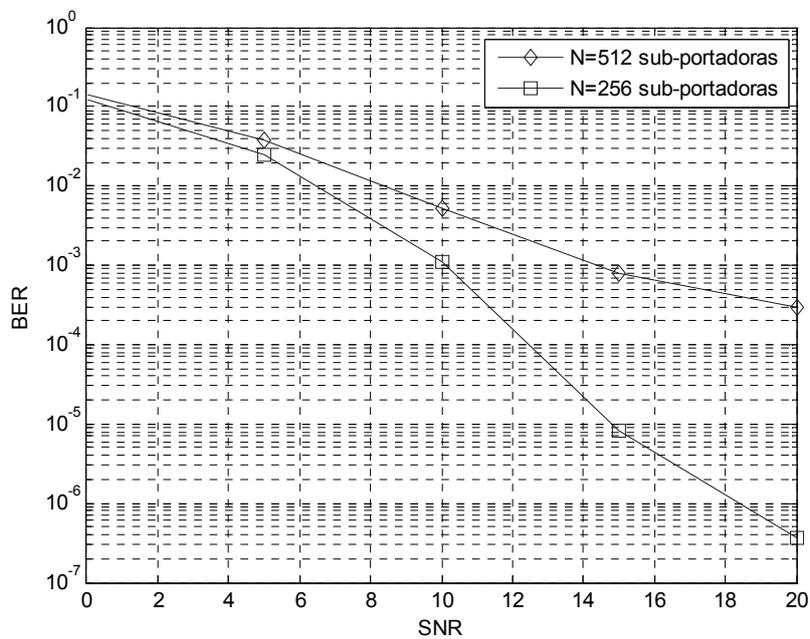


Figura 5.25: BER versus SNR para ilustrar o problema do aumento do número de subportadoras

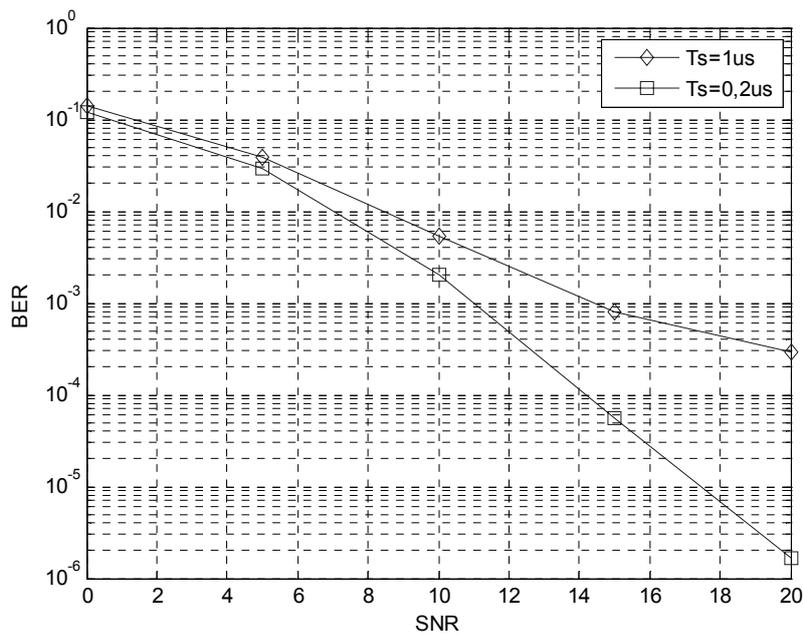


Figura 5.26: BER versus SNR para ilustrar o efeito da redução do período de símbolo

Considerando que a nova proposta é um híbrido entre a proposta de Su e a de Park, conclui-se que as deficiências de ambos os códigos foram minimizadas pelos ganhos que cada técnica tem a oferecer. Em outras palavras, o desempenho da proposta de Su foi melhorada em canais com espalhamento Doppler elevado pelo uso do espalhamento da informação no domínio do tempo. Já em sistemas derivados do SF-OFDM de Lee, na qual a proposta de Park se encaixa, em vez de se tratar a diversidade da informação em subportadoras adjacentes, as réplicas estão distantes o suficiente em frequência para que sejam maiores do que a largura de faixa de coerência do canal, e desta forma no receptor os sinais são afetados por desvanecimentos descorrelacionados. A nova proposta, então, obteve ganho de diversidade no tempo, na frequência e no espaço.

6 Conclusão e Trabalhos Futuros

Nesta dissertação, um novo esquema de codificação combinando técnicas de diversidade temporal, espacial e em frequência foi proposto para sistemas de comunicação móvel sem fio. O esquema baseia-se em técnicas já existentes na literatura, com o objetivo de compensar deficiências através do ganho que cada uma delas tem a oferecer. O novo esquema é bom o suficiente para um sinal atuar em condições severas de degradação por canais Rayleigh e com deslocamento Doppler elevado.

Visando minimizar a probabilidade de erros de bit, o código utiliza técnicas combinadas de diversidade no espaço, frequência e tempo. Réplicas do sinal transmitido nestes domínios são submetidas a desvanecimentos descorrelacionados, o que em outras palavras significa que se uma subportadora sofre um desvanecimento profundo, é provável que uma outra subportadora chegue com pouca distorção. Partindo deste princípio, o uso da transformada de Hadamard melhora a condição das subportadoras enfraquecidas por canais variantes no tempo, pois o conteúdo de cada uma delas é espalhado em instantes diferentes de tempo. Embora o método de Hadamard piore a condição das subportadoras mais fortes, a média resultante pelo espalhamento da informação no domínio do tempo garante ganho em canais variantes no tempo.

Por meio do novo esquema pode-se atingir a máxima diversidade em frequência, porém com a desvantagem de uma redução proporcional na taxa de transmissão, fato este que pode ser compensado aumentando-se o número de pontos da constelação durante a modulação. Numa comparação justa em taxa de transmissão envolvendo modulação BPSK para símbolos codificados sem diversidade em frequência e QPSK para o novo método, os resultados das simulações demonstraram a eficácia da nova proposta para qualquer situação de canal. Contudo, o coeficiente de variabilidade do canal Λ deve ser baixo para evitar a quebra de ortogonalidade entre as subportadoras, uma vez que o canal deve se manter constante por dois períodos de símbolo OFDM. Isso explica a razão de a taxa de erro de bits ficar limitada a um patamar de erro, mesmo que a relação sinal-ruído seja aumentada.

Embora os resultados tenham sido simulados a partir do esquema de Alamouti, o método pode ser ajustado para qualquer código de bloco espaço-temporal. Desta forma, diferentes combinações de múltiplas antenas tanto no transmissor quanto no receptor

podem ser utilizadas, observando se a devida taxa de transmissão e diversidade do sistema atenda à demanda necessária.

Dado o ganho de potência adquirido no combinador do receptor, o novo método pode utilizar potência reduzida no transmissor e, ainda assim, obter melhores resultados quando comparado às propostas estudadas, devido ao ganho de diversidade em frequência.

Dessa forma, o esquema pode integrar sistemas de comunicação móvel de terceira e de quarta geração, permitindo que uma alta demanda em conteúdo de dados e de multimídia possam ser transmitidos sob situações desfavoráveis do canal, esteja o usuário se locomovendo em altas velocidades ou não.

Apesar do bom resultado obtido, deve-se observar que tanto no transmissor quanto no receptor é necessário armazenar M_T matrizes de ordem $N \times M$ para que seja feita a transformada de Hadamard, a codificação de Alamouti e a modulação OFDM. Assim, a necessidade de memória e de tempo de execução podem restringir o uso deste esquema em sistemas de tempo real.

Para trabalhos futuros, visto que nesta dissertação o foco principal foi a minimização da taxa de erro de bits, deve-se buscar tirar proveito de tal vantagem para compensar a perda na taxa de dados transmitidos. Uma forma de se viabilizar isto é por meio da modulação adaptativa, referida em [23]-[24], em que a partir do conhecimento do estado do canal no transmissor, o codificador é capaz de avaliar as condições em que a informação chegaria no receptor e, desta forma, adaptar o transmissor para enviar os símbolos de dados em constelações de modulação maiores ou menores, dependendo da situação. Desta forma, a partir de um estudo mais apropriado da capacidade do canal, a taxa de símbolos se torna uma questão de adaptação apropriada da constelação a ser adotada na transmissão, segundo um critério de probabilidade de erro de bits. Uma outra alternativa para se maximizar a taxa transmissão seria por meio de um estudo em multiplexagem espacial [33], na qual símbolos com diferentes conteúdos são transmitidos por diferentes antenas, ao contrário da idéia de diversidade espacial que tende a criar redundância no sinal de informação. Uma proposta híbrida pode ser pensada combinando minimização da taxa de erro de bits por meio de diversidade junto à referida maximização da taxa de bits.

Outras sugestões para a extensão do trabalho são citadas abaixo:

- Utilização de um equalizador no domínio do tempo que limite o comprimento da resposta ao impulso do canal [52], o que permite o uso de prefixo-cíclicos menores, favorecendo a eficiência de transmissão do sistema;
- O estudo mais aprofundado em torno da capacidade do canal MIMO para se construir códigos que ofereçam melhores eficiências espectrais;

7 Referências

- [1] D. Halliday, K.S. Krane and R. Resnick, *Física 3*, LTC, vol. 3, 5th Ed., 2004.
- [2] A. Paulraj and T. Moorthi, “The evolution of mobile communications”, *IETE Technical Review*, pp. 353-358, Dec. 1995.
- [3] E. Fornari, *O “incrível” Padre Landell de Moura*, Globo, 1960.
- [4] A. Ghosh *et al.*, “Broadband wireless access with Wimax/802.16: current performance benchmarks and future potencial”, *IEEE Comm. Magazine*, vol. 43, Feb. 2005.
- [5] G.J. Foschini and M.J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”, *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 331-335, 1998.
- [6] T. Marzetta and B. Hochwald, “Capacity of a mobile multiple antenna communication link in Rayleigh flat fading”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, pp. 139-158, Jan. 1999.
- [7] T.S. Rappaport, *Wireless Communications – Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996.
- [8] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, 4th Ed.
- [9] W.H. Tranter, K.S. Shanmugan and T.S. Rappaport, *Principles of communication systems simulation*, Prentice Hall, 2004.
- [10] M.C. Jeruchim, P. Balaban and K.S. Shanmugan, *Simulation of communication systems*, Kluwer Academic, 2nd Ed., New York, 2000.
- [11] R.W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission”, *Bell System Tech. J.*, vol. 46, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [12] S.B. Weinstein and P.M. Ebert, “Data transmission by frequency-division multiplexing using discrete Fourier transform”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [13] O. Edfors *et al.*, “An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing”, Lulea University of Technology, Sep. 1996.

- [14] Peled, A. Ruiz, “Frequency domain data transmission using reduced computation complexity algorithms”, *IEEE Proc. Conf. Acoustic, Speech and Signal Processing*, pp. 964-967, 1980.
- [15] Radio broadcasting systems, *Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*, ETSI ETS 300 401, v1.3.3, 2001-5.
- [16] European Broadcasting Union, *Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, ETSI EN 300 744 v1.4.1, 2001.
- [17] *International Telecommunication Union, Channel Coding, Frame Structure, and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T)*, ITU-R 205/11, 1999.
- [18] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: *High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, IEEE Standard 802.11a – 1999.
- [19] Local and Metropolitan Area Networks – *Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, IEEE Standard 802.16a.
- [20] S. Haykin, *Communication Systems*, John Wiley & Sons Inc., 4th ed., 2001.
- [21] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, 4th Ed.
- [22] H. Schulze and C. Lüders, *Theory and Applications of OFDM and CDMA*, John Wiley and Sons Ltd., 2005.
- [23] S. Catreux et al., “Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks”, *IEEE Comm. Magazine*, pp. 108-115, Jun 2002.
- [24] T. Keller and L. Hanzo, “Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications”, *IEEE Proc. IEEE*, vol. 88, no. 5, pp. 611-640, May 2000.
- [25] A.V. Oppenheim and A.S. Willsky, *Signals & Systems*, Prentice Hall, 2nd ed., 1996.
- [26] G.C. Lima *et al.*, “Projeto MI-SBTVD: STC-OFDM e estimação do canal”, *Rev. Cient. Periódica – Telecomunicações*, vol. 09, no. 1, pp. 46-62, Nov. 2006.
- [27] L. Mendes and R.B. Filho, “Uma abordagem sobre diversidade de transmissão para redes WLAN”, *Rev. Cient. Periódica – Telecomunicações*, vol. 08, no. 02, pp-23-37, Dec. 2005.

- [28] A.R. Bahai and B.R. Saltzberg, *Multi-carrier digital communications – Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic, 1999.
- [29] A.J. Paulraj *et al.*, “An overview of MIMO communications – a key to gigabit wireless”, *Proc. IEEE*, vol. 92, no. 02, pp. 198-218, Feb. 2004.
- [30] A.B. Gershman and N.D. Sidiropoulos, *Space-time processing for MIMO communications*, John Wiley and Sons Ltd., 2005.
- [31] Y. Li, J.H. Winters and N.R. Sollenberger, “MIMO-OFDM for Wireless Communications: Signal Detection with Enhanced Channel Estimation”, *IEEE Trans. Comm.*”, vol. 50, no. 9, pp. 1471-1477, Sep. 2002.
- [32] H. Jafarkhani, *Space-time Coding – Theory and Practice*, Cambridge Univ., 2005.
- [33] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-Time Coding*, John Wiley & Sons Ltd., 2003.
- [34] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications”, *IEEE J. Select Areas in Comm.*, vol. 16, no. 8, Oct. 1998.
- [35] V. Tarokh, N. Seshadri and A.R. Calderbank, “Space-Time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [36] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A.R. Calderbank, “Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol 45, no. 5, pp. 1456-1467, Jul 1999.
- [37] K.F. Lee, “A Space-Time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels”, *Proc. IEEE*, pp. 149-152, 2000.
- [38] K.F. Lee, “A Space-Frequency transmitter diversity technique for OFDM systems”, *Global Telecommunications Conf.*, vol 3, pp. 1473-1477, 2000.
- [39] *COST207 TD(86)51-REV 3 (WG1)*, “Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests late 1986”, Sep. 1986.
- [40] D.T. Harvatin and R.E. Ziemer, “Orthogonal frequency division multiplexing performance in delay and Doppler spread channels”, *Proc. IEEE VTC*, pp. 1644-1648, May 1997.
- [41] H. Bölcskei and A. Paulraj, “Space-frequency coded broadband OFDM systems”, *Proc. IEEE Wireless Comm. Networking Conf.*, 2000.
- [42] B. Lu and X. Wang, “Space-time code design in OFDM systems, *Proc. Globecom*, vol. 2, pp. 1000-1004, 2000.

- [43] R. Blum, Y. Li, J. Winters and Q. Yan, “Improved space-time coding for MIMO-OFDM wireless communications”, *IEEE Trans. Comm.*, vo. 49, pp. 1873-1878, Nov. 2001.
- [44] H. Bölcskei and A. Paulraj, “Space-frequency codes for broadband fading channels”, *Proc. IEEE Int. Symp. Info. Theory*, 2001.
- [45] Y. Gong and K.B. Letaief, “An efficient space-frequency coded wide-band OFDM system for wireless communications”, *Proc. IEEE ICC*, vol. 1, pp. 475-479, 2002.
- [46] H. Gamal, A.R. Hammons, L. Youjian, M.P. Fitz and O.Y. Takeshita, “On the design of space-time and space-frequency codes for MIMO frequency selective fading channels”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol 49, pp. 2277-2292, Sep. 2003.
- [47] Z. Liu, Y. Xin and G. Giannakis, “Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels”, *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, pp. 2465-2476, Oct. 2002.
- [48] S. Park, H. Kim and H. Baik, “A simple STF-OFDM transmission scheme for fast fading channels”, *Vehicular Technology Conf.*, vol. 7, pp. 26-29, Sep. 2004.
- [49] W. Su, Z. Safar, M. Olfat and R. Liu, “Obtaining full-diversity space-frequency codes from space-time codes via mapping”, *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 51, pp. 2905-2916, Nov. 2003.
- [50] ITU Radiocommunication Study Groups: *Guidelines and Techniques for the Evaluation of DTTB Systems*, Document 6E/TEMP/131-E, Mar 2003.
- [51] D.A. Guimarães and G.R. Gomes, “Caracterização do canal para o MI-SBTVD”, *Rev. Cient. Period. Telecomunicações*, vol. 09, pp 32-45, Nov. 2006.
- [52] L. Yang and C.G. Kang, “Design of novel time-domain equalizer for OFDM systems”, *IEICE Trans. Comm.*, vol. E89-B, pp. 2940-2944, Oct. 2006.