

# Uma Abordagem sobre Diversidade de Transmissão para Redes WLAN

Luciano Leonel Mendes e Renato Baldini Filho

**Abstract**—The aim of this paper is to present a proposal for the use of space-time transmission diversity for WLAN (Wireless Local Area Network). The concepts involved in generation and detection of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) symbols are presented. The reception space diversity will also be presented and the performance obtained in this scheme will be used for comparison. The space-time coding technique will be analyzed and some combining schemes with OFDM transmission will be approached. Finally, some channel estimation techniques will be considered and the analytical results will be compared with the results obtained by computational simulation.

**Index Terms**—Channel Estimation, OFDM, Transmission Diversity.

**Resumo**—o objetivo deste artigo é apresentar uma proposta para o uso de diversidade espaço-temporal de transmissão para redes WLAN (*Wireless Local Area Network* - Rede Local Sem Fio). Os conceitos envolvidos na geração e na recepção de sinais utilizando a técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) serão apresentados. A técnica de diversidade espacial na recepção também será abordada e o desempenho obtido neste esquema será usado como base de comparação. A transmissão utilizando codificação espaço-temporal será apresentada, juntamente com alguns métodos de integração com a técnica OFDM. Finalmente, algumas técnicas de estimação de canal serão apresentadas e o desempenho obtido em cada caso será analisado. Os resultados analíticos serão comparados com resultados obtidos através de simulação computacional.

**Palavras chave**—Diversidade de Transmissão, Estimação de Canal, OFDM.

## I. INTRODUÇÃO

Atualmente, tem-se observado um grande crescimento no interesse comercial pelas redes WLAN. Parte deste interesse foi motivado pela popularização de dispositivos móveis com alta capacidade de processamento, como celulares, PDA, notebooks, etc., e também pelo oferecimento de novos serviços digitais, como WAP (*Wireless Application Protocol* - Protocolo de Aplicações Sem Fio), SMS (*Short Messaging Service* - Serviço de Mensagens Curtas), MMS (*Multimedia Messaging Service* - Serviço de Mensagens Multimídia) entre outros, que estão cada vez mais integrados ao estilo de vida moderno.

Esta expansão das redes WLAN motiva um número cada vez maior de estudos dos diversos aspectos envolvidos com esta tecnologia como, por exemplo, os protocolos de roteamento e de acesso ao meio de comunicação [1]. No entanto, é comum observar que em muitos estudos a camada física é negligenciada.

Manuscrito recebido em 15 de dezembro de 2005; revisado em 15 de fevereiro de 2006.

L. L. Mendes (luciano@inatel.br) pertence ao INATEL - Av. João de Camargo, 510 - Sta Rita do Sapucaí - MG - 37540-000 e R. Baldini Filho (baldini@decom.fee.unicamp.br) pertence ao DECOM-FEEC-UNICAMP - Caixa Postal 6101 Campinas - SP - 13083-852.

Os padrões de rede sem fio que apresentam maior apelo comercial atualmente utilizam a técnica de transmissão OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - Multiplexação por Divisão em Freqüências Ortogonais). O WI-FI (*Wireless Fidelity*) e o WI-MAX (*Wireless Metropolitan Area Access*) adotaram esta técnica de transmissão digital devido a sua robustez frente os canais com múltiplos percursos. O primeiro objetivo deste artigo é apresentar os princípios da técnica OFDM e como ela minimiza os efeitos da seletividade em freqüência do canal no sinal recebido.

O ambiente de propagação típico de uma rede WLAN interfere diretamente sobre o desempenho do sistema. Para minimizar os efeitos da mobilidade, muitos fabricantes estão fornecendo equipamentos que utilizam diversidade espacial na recepção que utilizam o algoritmo MRC (*Maximum Ratio Combination* - Combinação por Máxima Razão). Normalmente utiliza-se duas antenas de recepção e uma de transmissão, o que fornece um ganho de diversidade de ordem 2. No entanto, é possível que as duas antenas de recepção também sejam empregadas para realizar diversidade de transmissão. Desta forma, é possível obter um ganho de diversidade de ordem 4 sem nenhum aumento significativo na complexidade de implementação do sistema. Segundo [2], o WI-MAX já prevê o uso de algum tipo de diversidade de transmissão em sua implementação.

Neste artigo, algumas abordagens de integração da diversidade de transmissão com a técnica OFDM também serão apresentadas. O trabalho está estruturado da seguinte forma: a Seção II apresenta os conceitos envolvidos na geração e recepção de sinais OFDM, bem como seu desempenho em canais AWGN e em canais Rayleigh. A Seção III aborda a diversidade de recepção quando a transmissão é realizada utilizando OFDM. A Seção IV sumariza a técnica de diversidade espacial na transmissão proposta por Alamouti [3]. A Seção V apresenta algumas propostas de integração com OFDM. A Seção VI apresenta algumas soluções para o problema de estimação de canal, considerando os métodos de integração apresentados na Seção V. Finalmente, a Seção VII apresenta as conclusões e os comentários finais.

## II. OFDM

A técnica de transmissão utilizando múltiplas portadoras foi apresentada na década de 60 como uma solução para transmitir sinais digitais a altas taxas. No entanto, o OFDM apenas começou a se tornar popular na década de 90, com o advento de processadores digitais de sinais com alta capacidade. Hoje, o OFDM é a interface aérea de diversos padrões de transmissão digital de banda larga, como os padrões de áudio digital DAB

(*Digital Audio Broadcasting* - Radiodifusão de Áudio Digital) [4], de televisão digital DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial* - Radiodifusão Terrestre de Vídeo Digital) [5] e ISDB-T (*Integrated Service of Digital Broadcasting Terrestrial* - Serviço Integrado de Radiodifusão Terrestre Digital) [6], além dos padrões WI-FI [7] e WI-MAX [2] de redes sem fio.

### A. Princípio da Técnica OFDM

Em um canal de comunicação onde as estações transmissoras e receptoras utilizam antenas omnidirecionais, é possível que réplicas atrasadas do sinal transmitido atinjam o receptor, vindas de percursos distintos, conforme ilustrado na Figura 1.

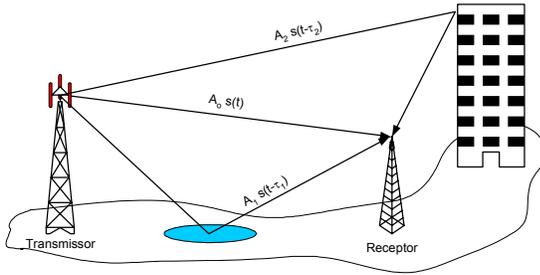


Fig. 1. Canal de comunicação com múltiplos percursos.

Neste caso, a resposta ao impulso do canal é dada por

$$h(t) = \sum_{k=0}^{K-1} A_k \delta(t - \tau_k) \quad (1)$$

onde  $A_k$  e  $\tau_k$  são, respectivamente, a atenuação e o atraso sofrido pelo  $k$ -ésimo percurso e  $K$  é o número de percursos entre a antena transmissora e receptora.  $\tau_0$  é o atraso sofrido no percurso em visada direta que, nesta análise, será desprezado. A resposta em frequência deste canal é dada pela transformada de Fourier da resposta ao impulso apresenta em (1), ou seja

$$H(j\omega) = \sum_{k=0}^{K-1} A_k \exp(j\omega\tau_k) \quad (2)$$

A Figura 2 apresenta a resposta em frequência para um canal onde  $K = 2$ ,  $A_0 = A_1 = 1$ ,  $\tau_0 = 0$  e  $\tau_1 = 1s$ .

Na Figura 2 é possível observar que a versão atrasada do sinal transmitido, denominada de ISI (*Intersymbol Interference* - Interferência Intersimbólica), introduz nulos no espectro do sinal. O grau de degradação introduzido por um canal desta natureza depende das atenuações e dos atrasos introduzidos em cada percurso, bem como da largura de faixa do sinal transmitido neste canal. A banda de coerência do canal é definida como a largura de faixa na qual o canal pode ser considerado plano, ou seja, se o sinal apresentar uma largura de faixa menor do que a banda de coerência do canal, então os efeitos dos múltiplos percursos podem ser negligenciados [8]. A banda de coerência de um canal é dada por

$$BW_c = \frac{1}{2\pi\bar{\tau}} \quad (3)$$

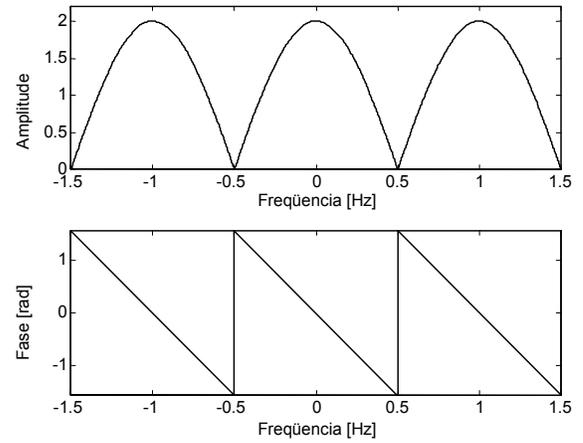


Fig. 2. Resposta em frequência de um canal com múltiplos percursos.

onde  $\bar{\tau}$  é a média dos atrasos introduzidos pelo canal. Normalmente, os atrasos introduzidos pelo canal são modelados com variáveis aleatórias com distribuição exponencial [8].

A largura de faixa de um sinal em banda passante proveniente de uma modulação digital em fase e quadratura é dada por [9]

$$BW_s = \frac{R_b}{\log_2(M)} (1 + \alpha) = R_s (1 + \alpha) \quad (4)$$

onde  $R_b$  é a taxa de bit necessária para garantir a qualidade de serviço do sistema,  $M$  é a ordem da modulação empregada,  $R_s$  é a taxa de sinalização na saída do modulador digital em fase e quadratura e  $\alpha$  é o fator de decaimento do filtro de Nyquist [9][10] empregado.

A Equação (4) mostra que a única maneira de diminuir substancialmente a largura de faixa do sinal é aumentando a ordem da modulação empregada. No entanto, esta medida não pode ser aplicada em muitos casos, pois o aumento da ordem da modulação pode requerer um aumento inviável na potência de transmissão, para que a taxa de erro de bit do sistema se mantenha a mesma [10]. Assim, caso a banda de coerência do canal seja menor do que a banda do sinal, este irá sofrer desvanecimento seletivo. Para minimizar o impacto desta interferência, os receptores devem utilizar um dispositivo adaptativo capaz de identificar e cancelar as versões atrasadas do sinal transmitido [11]. Este dispositivo, denominado de equalizador, pode se tornar complexo e caro, quando o canal de comunicação apresenta condições severas de seletividade em frequência.

O princípio básico do OFDM é dividir a seqüência de dados que deve ser transmitida a uma taxa de sinalização de  $R_s$  símbolos por segundo em  $N$  feixes de dados paralelos, cada um operando a uma taxa de  $R_s/N$  símbolos por segundo. Cada um destes feixes modulam uma sub-portadora, de modo que a vazão total do sistema seja equivalente a vazão com apenas uma portadora. Em geral, as frequências das portadoras utilizadas para transmitir sinais multiplexados no domínio da frequência devem estar espaçadas de um valor maior do que

a largura de faixa de cada sub-portadora, ou seja,

$$\begin{aligned} \Delta f &> BW_{sp} \\ &> \frac{BW_s}{N} \\ &> 2R_m = \frac{2R_s}{N} \end{aligned} \quad (5)$$

onde  $BW_{sp}$  é a largura de faixa ocupada por uma sub-portadora e  $R_m$  é a taxa de sinalização de uma sub-portadora. Neste caso, considerou-se  $\alpha = 1$ .

No entanto, realizar o espaçamento entre as sub-portadoras apresentado em (5), resulta em uma largura de faixa ocupada total muito maior do que a largura de faixa ocupada pelo mesmo sinal modulando um única portadora. Para evitar este problema, é necessário que as sub-portadoras sejam sobrepostas no espectro de frequência, sem introduzir ICI (*Inter-carrier Interference* - Interferência Entre Portadoras). Para isto, as sub-portadoras devem ser ortogonais entre si, ou seja,

$$\int_0^T \cos(\omega_i t) \cdot \cos(\omega_l t) = 0 \quad \text{qualquer } i, l \text{ e } i \neq l \quad (6)$$

onde  $T = 1/R_m$  é a taxa de sinalização de cada sub-portadora.

Existem diversos espaçamentos de frequência que garantem a ortogonalidade entre as sub-portadoras, porém, o menor espaçamento com fins práticos é  $\Delta f = R_m$ . Desta forma, para a frequência na qual uma sub-portadora apresenta amplitude máxima, todas as demais possuem amplitude nula. Outra grande vantagem de se utilizar  $\Delta f = R_m$  é que a largura de faixa ocupada pelo sinal OFDM é igual a largura de faixa ocupada por um sinal com portadora única. A Figura 3 apresenta a sobreposição das sub-portadoras utilizadas para gerar um sinal OFDM.

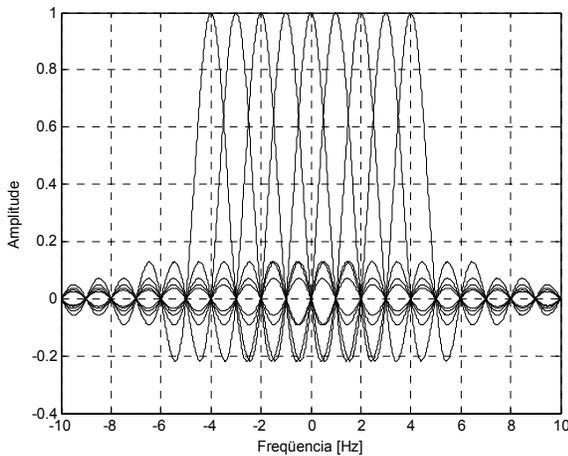


Fig. 3. Espectro das sub-portadoras sobrepostas de um sinal OFDM.

Caso o número de sub-portadoras seja suficientemente grande, o canal seletivo para o sinal com portadora única passa a se comportar como um canal plano para cada sub-portadora do sinal OFDM, evitando a necessidade do uso de equalizadores complexos no receptor. A Figura 4 ilustra o efeito do canal no sinal de portadora única e múltiplas portadoras.

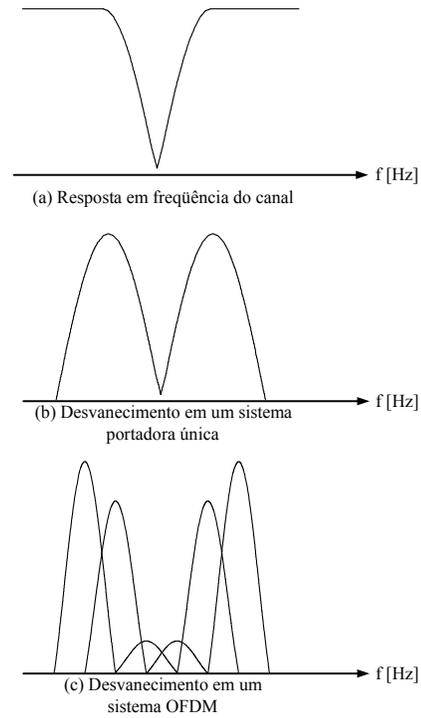


Fig. 4. (a) Resposta em frequência do canal. (b) Efeito no sinal transmitido utilizando uma única portadora. (c) Efeito no sinal transmitido utilizando múltiplas portadoras.

**B. Geração e Recepção de Sinais OFDM**

A primeira abordagem para geração de sinais OFDM consistia em utilizar um conversor serial-paralelo para separar a seqüência de entrada em  $N$  feixes de dados. Cada um destes feixes modulam uma sub-portadora complexa, formada por um seno e um cosseno na mesma frequência. A soma de todas as formas de onda moduladas resulta no sinal OFDM. O diagrama em blocos de um transmissor utilizando esta técnica é apresentado na Figura 5

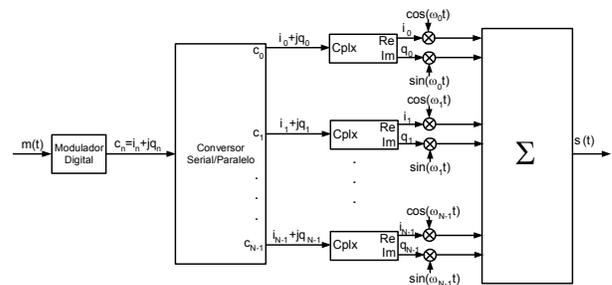


Fig. 5. Diagrama em blocos de um transmissor OFDM

No diagrama da Figura 5, a seqüência binária de dados,  $m(t)$ , é mapeada por um modulador digital em fase e quadratura em uma seqüência de símbolos complexos  $c_n = i_n + jq_n$ . A componente real do símbolo,  $i_n$ , que representa o sinal em fase, modula a cossnóide de frequência  $\omega_n$ , enquanto que a componente imaginária,  $q_n$ , que representa a componente em quadratura, modula a senóide também de frequência  $\omega_n$ . Desta

forma, o símbolo OFDM pode ser expresso por

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\omega_n t) + q_n \sin(\omega_n t)] \quad (7)$$

Como as funções senos e cossenos são ortogonais entre si e o espaçamento entre as frequências  $\omega_n$  é igual a  $R_m$ , de modo que a condição apresentada em (6) seja satisfeita, então o sinal OFDM pode ser detectado utilizando um banco de  $2N$  correladores, tal como mostrado na Figura 6.

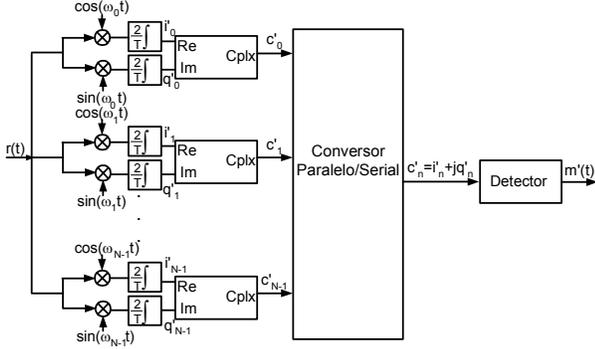


Fig. 6. Detector OFDM

Assumindo que o sinal recebido,  $r(t)$ , seja igual ao sinal transmitido,  $s(t)$ , a informação em fase transmitida na  $k$ -ésima portadora pode ser recuperada, conforme mostrado em (8) [12].

$$\begin{aligned} i'_k &= \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\omega_n t) + q_n \sin(\omega_n t)] \cdot \cos(\omega_k t) dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} i_n \cos(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_k t) dt \\ &\quad + \underbrace{\frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} q_n \sin(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_k t) dt}_0 \\ &= \frac{2}{T} \int_0^T i_k \cos(\omega_k t) \cdot \cos(\omega_k t) dt \\ &\quad + \underbrace{\frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=1; n \neq k}^{N-1} i_n \cos(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_k t) dt}_0 \\ &= \frac{2i_k}{T} \int_0^T \cos^2(\omega_k t) dt = i_k \end{aligned} \quad (8)$$

A recepção das componentes em quadratura pode ser feita realizando o mesmo procedimento apresentado em (8), mas utilizando a função  $\sin(\omega_k)$  ao invés da função  $\cos(\omega_k)$ .

Para que as sub-portadoras não interfiram entre si, é necessário que todos os osciladores apresentados no diagrama da Figura 5 estejam perfeitamente espaçados de  $R_m$  Hz. O mesmo é necessário no receptor e, além disto, o sincronismo de frequência com o transmissor deve ser preciso. No entanto, para que o OFDM apresente vantagens relevantes sobre o sistema de portadora única, é necessário que o número de portadoras seja elevado. No padrão Wi-Max, por exemplo, é previsto o uso de 256 ou 2048 portadoras [2]. A implementação deste número de osciladores em sincronismo é inviável para fins comerciais.

No entanto, é possível gerar o sinal OFDM de uma maneira mais simples, se a teoria de processamento digital de sinais for aplicada. Observando (7), é possível concluir que o sinal OFDM pode ser visto como uma série de Fourier truncada de  $N$  elementos, onde as componentes em fase e quadratura são os coeficientes desta série. A Equação (7) pode ser reescrita da seguinte forma

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Re [i_n \cos(\omega_n t) - j i_n \sin(\omega_n t) + j q_n \cos(\omega_n t) + q_n \sin(\omega_n t)] \quad (9)$$

Amostrando o sinal  $s(t)$  apresentado em (9) a uma taxa de  $R_s$  amostras por segundo, é possível representar o sinal OFDM como

$$s_m = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{-j \frac{2\pi n}{N} m} \right\} \quad (10)$$

onde  $m$  é o índice temporal das amostras do sinal OFDM.

A Equação (10) mostra que o sinal OFDM amostrado pode ser obtido realizando a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform* - Transformada Discreta de Fourier Inversa) dos símbolos  $c_n$ . Logo, os símbolos  $c_n$  podem ser vistos como o espectro de amplitude do símbolo OFDM,  $s_m$ .

Para demodular o sinal OFDM basta aplicar a DFT no sinal OFDM amostrado. No entanto, pelo fato de apenas a parte real do IDFT ser transmitida, é necessário compensar a perda da parte imaginária amostrando o símbolo OFDM com uma taxa duas vezes maior na recepção [12]. Assim, tem-se que [13]

$$c'_l = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{2N-1} s_m e^{j \frac{2\pi l}{2N} m} \quad \text{para } l = 0, 1, \dots, 2N-1 \quad (11)$$

Resolvendo (11), tem-se

$$c'_l = \begin{cases} 2i_0 & l = 0 \\ i_l + jq_l & 1 \leq l \leq N-1 \\ \text{irrelevante} & N \leq l \leq 2N-1 \end{cases} \quad (12)$$

Note que o símbolo recebido na primeira portadora não possui parte imaginária e a amplitude da parte real recebida é duas vezes a amplitude transmitida. A parte imaginária não é recebida, pois quando utiliza-se a IDFT, o símbolo OFDM gerado está em banda base, ou seja, a primeira frequência do sinal OFDM é 0 Hz. Logo, a função senoidal será nula, impedindo a transmissão do sinal  $q_0$ . A parte real do símbolo recebido na frequência nula tem o dobro da amplitude devido ao resultado da correlação apresentada em (8), para  $\omega_k = 0$ . A Figura 7 apresenta o sinal OFDM amostrado para a recepção e as componentes em fase e quadratura recuperadas. Neste caso, utilizou-se a modulação QPSK e 4 sub-portadoras para gerar o símbolo OFDM. A taxa de bits empregada foi de 2 bit/s.

O tempo disponível para que o processador digital realize a IDFT na transmissão e a DFT na recepção é de  $T = 1/R_m$  segundos. Com o aumento do número de portadoras, o tempo disponível para realizar as operações envolvidas na IDFT e na DFT aumenta linearmente, porém, o tempo necessário para realizar estas operações aumenta exponencialmente [13]. Para um número elevado de portadoras, a taxa de processamento necessária pode inviabilizar a geração e

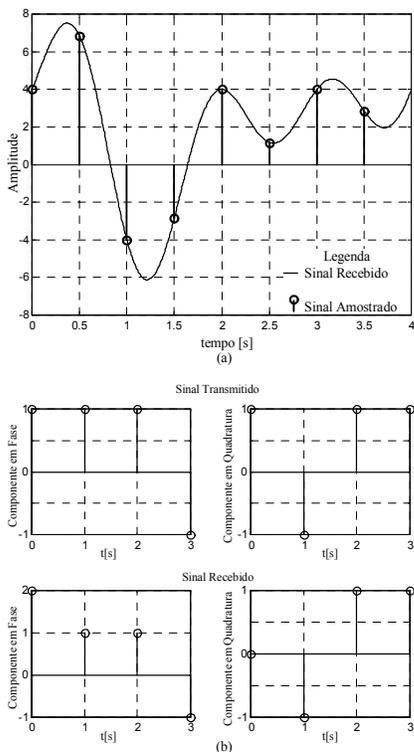


Fig. 7. Sinal OFDM amostrado para a recepção e a componente em fase e quadratura resultantes do processo de detecção.

a recepção do sinal OFDM. Desta forma, pode-se concluir que o emprego da IDFT/DFT substitui a complexidade de implementação dos osciladores em sincronismo pela carga computacional necessária para gerar/receber os sinais OFDM. Uma maneira de minimizar o tempo de processamento é utilizar um algoritmo eficiente para o cálculo da IDFT/DFT. Este algoritmo é denominado de FFT (*Fast Fourier Transform* - Transformada Rápida de Fourier) e permite que o tempo de geração/detecção de sinais OFDM seja reduzido, desde de que o número de portadoras empregado seja dado por

$$N = 2^p \tag{13}$$

onde  $p$  é um número inteiro maior que zero.

A Figura 8 mostra o diagrama em blocos de um modulador OFDM, enquanto que a Figura 9 mostra o diagrama em blocos de um receptor OFDM.

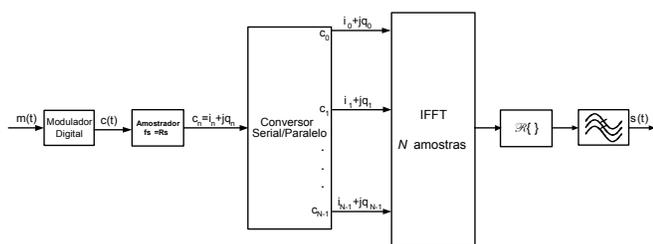


Fig. 8. Diagrama em blocos do modulador OFDM utilizando a IFFT.

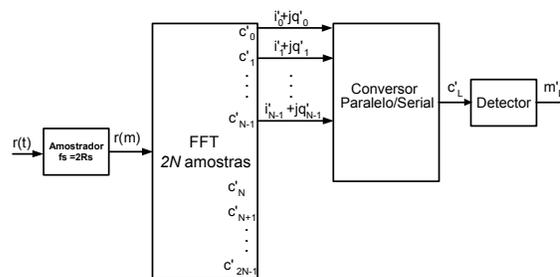


Fig. 9. Diagrama em blocos do receptor OFDM.

### C. Equalização e Tempo de Guarda

O fato da banda de coerência ser muito maior do que a largura de faixa de cada sub-portadora torna a técnica OFDM muito robusta aos efeitos dos múltiplos percursos do canal. No entanto, o receptor OFDM deve eliminar as diferentes atenuações e rotações de fase, que são introduzidas em cada sub-portadora. Além disto, a interferência das versões atrasadas do sinal transmitido pode reduzir o desempenho do sistema. Para corrigir estes problemas, normalmente a técnica OFDM emprega portadoras piloto para estimação da resposta em frequência do canal e tempo de guarda para eliminar a ISI do símbolo OFDM recebido.

As portadoras piloto são sub-portadoras que não carregam informação, ou seja, são tons senoidais com amplitude, frequência e fase constantes ao longo do tempo. Como o receptor conhece a amplitude, frequência e fase destas portadoras, o mesmo é capaz de estimar qual foi a atenuação e a rotação de fase que estas portadoras em específico sofreram no canal. Para estimar a resposta do canal nas demais frequências, basta interpolar as estimativas obtidas nas portadoras piloto, tal como ilustrado na Figura 10. Para realizar a equalização, basta multiplicar o resultado da FFT pelo inverso da estimativa da resposta em frequência.

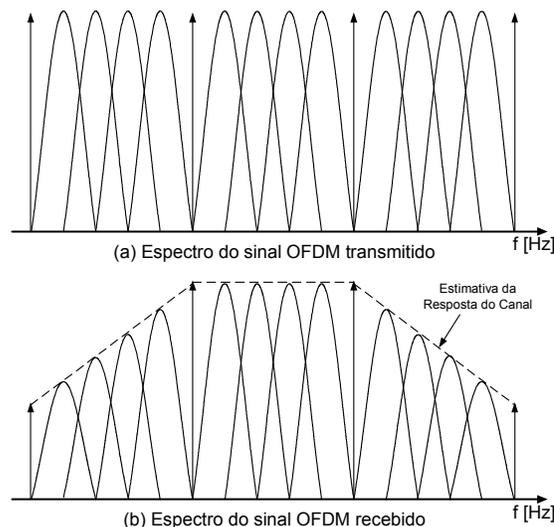


Fig. 10. Estimação do canal utilizando portadoras piloto.

O tempo de guarda é um período de tempo no início de

todos os símbolos OFDM que não possui informação útil. Deste modo, se o atraso introduzido pelo canal for menor que o tempo de guarda, a parcela do símbolo OFDM que carrega a informação útil não será afetada. O receptor retira o tempo de guarda antes de realizar o processo de detecção do símbolo OFDM. Em princípio, o tempo de guarda poderia ser um período sem sinalização. No entanto, isto causaria uma descontinuidade no domínio do tempo, conforme mostra a Figura 11, resultando em aumento dos lóbulos espectrais do sinal.

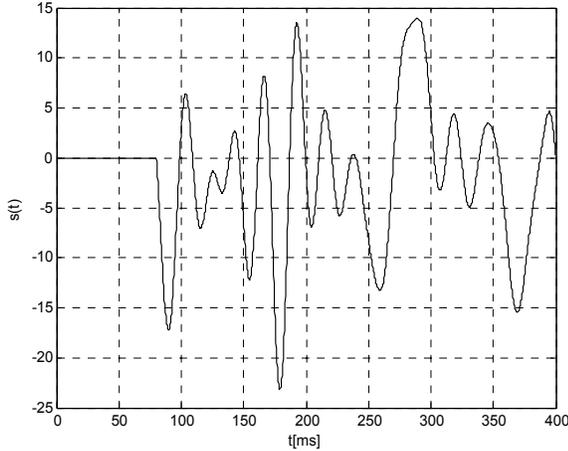


Fig. 11. Tempo de guarda nulo para símbolos OFDM.

Pelo fato do símbolo OFDM ser formado por senos e cossenos com frequências ortogonais, o mesmo se torna periódico a cada  $T$  segundos, se as componentes em fase e quadratura não variarem ao longo do tempo. Isto significa que o valor da primeira amostra do símbolo OFDM é sempre igual ao valor da última amostra. Portanto, se o final do símbolo OFDM for copiado para o início do mesmo, é possível introduzir um tempo de guarda sem causar descontinuidade temporal, conforme mostra a Figura 12. Esta técnica de inserção de tempo de guarda é conhecida como prefixo cíclico e tem sido empregada em praticamente todos os padrões que utilizam o OFDM na interface aérea.

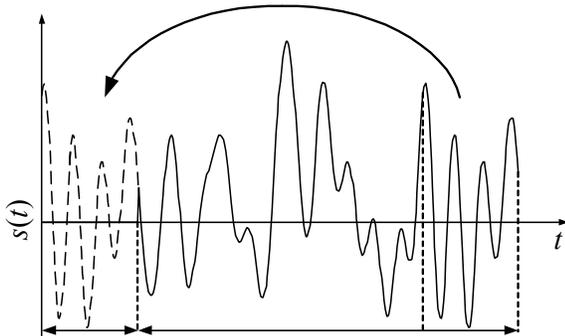


Fig. 12. Prefixo cíclico para inserção de tempo de guarda.

#### D. Desempenho da Técnica OFDM

O fato da largura de faixa do sinal OFDM ser igual a largura de faixa de um sinal com portadora única resulta no fato da potência do ruído que interfere no sistema ser igual nos dois casos [14]. Desta forma, caso um receptor ótimo seja utilizado em ambos os casos, o desempenho da técnica OFDM em um canal AWGN é igual ao desempenho da técnica com portadora única, desde que mantidas as relações sinal-ruído. Considere a modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying* - Modulação Digital Binária em Fase), cuja taxa de erro de bit em canais AWGN é dada por [9]

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\varepsilon}{2N_0}} \right) \quad (14)$$

onde  $N_0$  é a densidade espectral de ruído bilateral,  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  é a função erro complementar definida como

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt \quad (15)$$

e  $\varepsilon$  é a energia média de bit expressa em função da menor distância entre dois símbolos adjacentes da constelação,  $d_{min}$ , conforme mostra (16).

$$\varepsilon = \frac{d_{min}^2}{4} \quad (16)$$

A Figura 13 apresenta o desempenho de um sistema que utiliza modulação BPSK e técnica OFDM com 2048 portadoras, comparado com a curva obtida em (14).

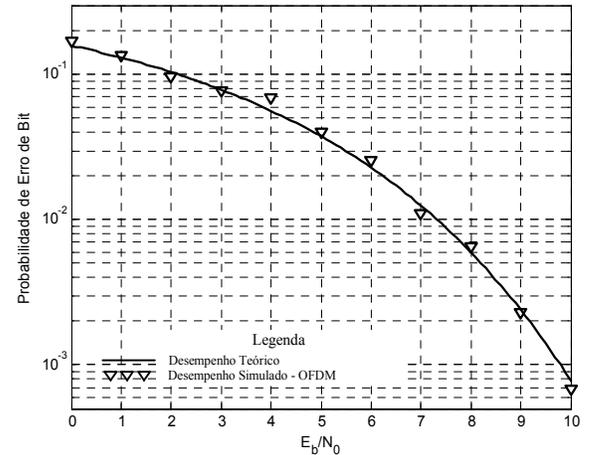


Fig. 13. Desempenho teórico e simulado de um sistema com modulação BPSK e OFDM em canal AWGN.

No caso de redes WLAN, a mobilidade é um fator importante. Assim, além de conhecer o desempenho da técnica OFDM na presença de ruído AWGN, é fundamental conhecer seu desempenho em um canal rádio móvel, onde a atenuação sofrida pelo sinal transmitido normalmente apresenta distribuição Rayleigh e a rotação de fase introduzida pelo canal é uma variável aleatória cuja distribuição é uniforme entre  $-\pi$  e  $\pi$ . Logo, pode-se escrever o sinal recebido como

$$r = h s + n = \alpha \exp(j\theta) s + n \quad (17)$$

onde  $h$  é o fator de atenuação complexo cujo módulo,  $\alpha$  possui distribuição Rayleigh e a fase,  $\theta$ , possui distribuição uniforme e  $n$  é uma amostra do ruído gaussiano.

Normalmente, a velocidade com que o móvel se desloca em relação à estação transmissora é baixa. Isto significa que a variação da amplitude e da fase ao longo do tempo é lenta, comparada com o tempo de sinalização do sistema, de modo que o canal se mantém praticamente constante durante a transmissão de vários símbolos. Assumindo que isto aconteça tanto para o caso da sinalização serial, quanto para o caso do OFDM, então pode-se modelar o efeito da mobilidade como uma variação da relação sinal-ruído ao longo do tempo. O intervalo de tempo durante o qual o canal pode ser denominado de invariante no tempo é chamado de tempo de coerência do canal, e é definido como

$$\tau_{ch} = \frac{1}{f_D} \quad (18)$$

onde  $f_D$  é o desvio Doppler. O valor máximo do desvio Doppler, para um móvel se deslocando a uma velocidade  $v$  metros por segundo é dado por

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \quad (19)$$

onde  $\lambda = c/f$  é o comprimento de onda do sinal de frequência  $f$ .

Pode-se considerar que o desvanecimento em um dado canal rádio móvel é lento se o tempo de sinalização for menor que o tempo de coerência do canal. Isto significa que o símbolo é transmitido antes que mudanças drásticas ocorram no valor de  $\alpha$  e  $\theta$ . Neste cenário, os circuitos utilizados para estimar a resposta do canal apresentam bom desempenho, de modo que a rotação de fase sofrida pelo canal pode ser compensada. Assim, pode-se reescrever (17) como

$$r = \alpha s + n \quad (20)$$

Como o desempenho do OFDM é igual ao da portadora única em um canal AWGN, espera-se que o desempenho de ambas as técnicas também sejam iguais para o caso de desvanecimento plano, desde que o tempo de coerência do canal seja maior do que o tempo do sinal OFDM. Desta forma, fica claro que o sinal OFDM é mais susceptível ao desvio de frequência Doppler do que o sinal com portadora única, uma vez que o tempo de símbolo OFDM é  $N$  vezes maior que o tempo de sinalização serial.

O desempenho de um sistema de transmissão digital em um canal Rayleigh, considerando uma perfeita estimativa do canal, é dada por

$$p_e = \int_{-\infty}^{\infty} p(e/\alpha)p(\alpha)d\alpha \quad (21)$$

onde  $p(e/\alpha)$  é a probabilidade de erro em canal AWGN ponderada pela variação da relação sinal ruído devido ao desvanecimento.

Aplicando (14) e (15) em (21), e realizando os cálculos necessários, tem-se

$$p_e = \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{E}/N_0}{1 + \bar{E}/N_0}} \right] \quad (22)$$

onde  $\bar{E}/N_0 = E[\alpha^2]\varepsilon/N_0 = 2\sigma_\alpha^2 \cdot \varepsilon/N_0$  é a relação sinal-ruído média no receptor e  $\sigma_\alpha$  é o desvio padrão das variáveis aleatórias gaussianas complexas que geraram o desvanecimento de Rayleigh [14].

A Figura 14 mostra a curva de desempenho da modulação BPSK com detecção coerente, comparado com o desempenho simulado da técnica OFDM com 2048 portadoras.

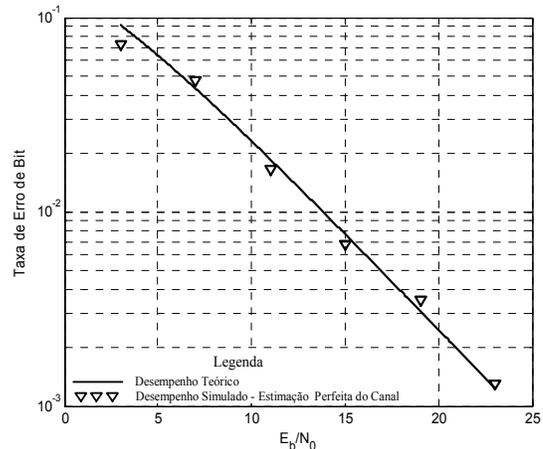


Fig. 14. Probabilidade de erro de bit para modulação BPSK coerente em canal AWGN e Rayleigh para  $\sigma_\alpha = 1$ .

### III. DIVERSIDADE ESPACIAL NA RECEPÇÃO

No esquema de diversidade utilizando MRC (*Maximum Ratio Combiner* - Combinador de Máxima Razão), os sinais provenientes das  $L$  antenas de recepção são combinados linearmente para formar o sinal que irá ser entregue para o detector. Assim, é possível maximizar a relação entre a energia de símbolo e a densidade espectral de ruído. A Figura 15 apresenta o esquema de diversidade MRC.

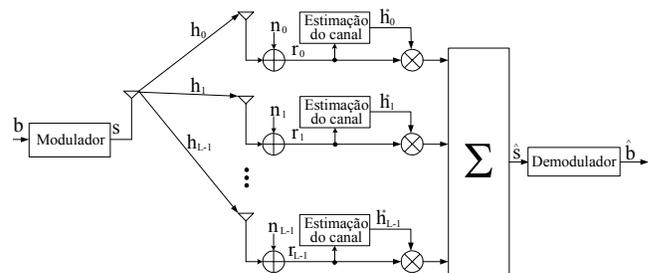


Fig. 15. Diagrama em blocos de um sistema MRC com  $L$  antenas de recepção.

O sinal transmitido,  $s$ , percorre  $L$  percursos independentes até atingir as antenas de recepção. Cada percurso apresenta um fator de atenuação  $h_i = \alpha_i e^{-j\theta_i}$ , onde  $\alpha_i$  é uma variável aleatória com distribuição Rayleigh e  $\theta_i$  é uma variável aleatória uniformemente distribuída entre  $-\pi$  e  $\pi$ . Segundo a Figura 15, o sinal recebido na  $i$ -ésima antena é dado por

$$r_i = s \cdot h_i + n_i \quad (23)$$

onde  $n_i$  é uma amostra do ruído aditivo com densidade espectral de potência bilateral  $N_0$ . O sinal  $r_i$  é entregue ao estimador de canal, responsável em obter os coeficientes  $h_i^*$ . Para a análise analítica do desempenho deste esquema, assume-se que o estimador de canal é ideal. Finalmente, o sinal  $\hat{s}$ , dado por

$$\hat{s} = \sum_{k=0}^{L-1} r_i \cdot h_i^* \quad (24)$$

é utilizado pelo detector para estimar a informação transmitida. Logo, tem-se que

$$\begin{aligned} \hat{s} &= \sum_{k=0}^{L-1} (s \cdot h_i + n_i) \cdot h_i^* \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} s \cdot h_i \cdot h_i^* + \sum_{k=0}^{L-1} n_i \cdot h_i^* \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_i^2 s + \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_i e^{-j\theta_i} n_i \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \dots + \alpha_{L-1}^2) s + \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_i e^{-j\theta_i} n_i \end{aligned} \quad (25)$$

O resultado apresentado em (25) mostra como o esquema apresentado na Figura 15 fornece diversidade. Observando o primeiro termo de (25), fica claro que a probabilidade de todos os coeficientes  $\alpha_i^2$  apresentarem um desvanecimento severo é pequena. A probabilidade da atenuação de potência inserida no  $i$ -ésimo percurso estar abaixo de um limiar de recepção  $\gamma$  é dada por

$$p[\alpha_i < \gamma] = \int_0^\gamma p(\alpha_i) d\alpha_i = p_{\gamma_i} \quad (26)$$

Logo, a probabilidade de todos os percursos apresentarem uma atenuação abaixo do limiar de recepção é dada por

$$p_{\gamma_T} = p_{\gamma_0} \cdot p_{\gamma_1} \cdot p_{\gamma_2} \cdot \dots \cdot p_{\gamma_{L-1}} = p_{\gamma_i}^{L-1} \quad (27)$$

Para determinar o desempenho de um sistema de transmissão digital neste cenário, é necessário determinar a energia do sinal e a densidade espectral de ruído na saída do combinador. Como a densidade espectral de ruído de cada amostra  $n_i$  é  $N_0$ , tem-se que a densidade de potência total é dada por

$$N_{0T} = N_0 \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_i^2 \quad (28)$$

Já a energia do sinal na saída do combinador é dada por

$$\bar{E}_T = \bar{\varepsilon}_s \sum_{k=0}^{L-1} (\alpha_i^2)^2 = \bar{\varepsilon}_s \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_i^4 \quad (29)$$

onde  $\bar{\varepsilon}_s$  é a energia média dos símbolos da constelação empregada.

Portanto, a relação sinal-ruído na saída do combinador é dada por

$$\begin{aligned} SNR = \eta &= \frac{\bar{\varepsilon}_s}{N_0} \cdot \sum_{k=0}^{L-1} \frac{\alpha_i^4}{\alpha_i^2} \\ &= \frac{\bar{\varepsilon}_s}{N_0} \cdot \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_i^2 \end{aligned} \quad (30)$$

Note que este resultado implica que a melhor relação sinal-ruído é obtida quando o ganho do  $i$ -ésimo braço é multiplicado pela atenuação apresentada no  $i$ -ésimo percurso. Isto significa que o percurso mais atenuado é menos relevante na composição do sinal que será entregue ao detector. Outra observação importante é que, uma vez que a relação sinal-ruído do  $i$ -ésimo braço é dada por  $\alpha_i^2 \frac{\bar{\varepsilon}_s}{N_0}$ , então a relação sinal-ruído total pode ser vista como a soma das  $L$  relações sinal-ruído individuais. Deste modo, a relação sinal-ruído total pode ser alta, mesmo quando a relação sinal-ruído de cada braço é baixa.

A probabilidade de erro em um canal com desvanecimento plano modelado pela distribuição de Rayleigh pode ser obtida se a função densidade de probabilidade da relação sinal ruído na saída do combinador for conhecida. Seja  $\xi = \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_i^2$ . Como o desvanecimento em cada braço de recepção é Rayleigh, então a função densidade de probabilidade de  $\xi$  será a soma de  $L$  Rayleigh's ao quadrado. Primeiramente, deve-se encontrar a função densidade de probabilidade de  $w_i = \alpha_i^2$ .

$$p(w_i) dw_i = p(\alpha_i) d\alpha_i \quad (31)$$

onde  $dw_i = 2\alpha_i d\alpha_i$ .

Assim,

$$\begin{aligned} p(w_i) &= \frac{p(\alpha_i)}{2\alpha_i} \Big|_{\alpha_i=\sqrt{w_i}} \\ &= \frac{1}{2\sigma_\alpha} \exp\left(-\frac{\alpha_i^2}{2\sigma_\alpha^2}\right) \Big|_{\alpha_i=\sqrt{w_i}} \\ &= \frac{1}{2\sigma_\alpha} \exp\left(-\frac{w_i}{2\sigma_\alpha^2}\right) \end{aligned} \quad (32)$$

A função geratriz de momento de  $w_i$  é dada por

$$\begin{aligned} \phi(w_i) &= E[e^{sw_i}] = \int_0^\infty e^{sw_i} \cdot p(w_i) dw_i \\ &= \frac{1}{2\sigma_\alpha} \int_0^\infty \exp\left(sw_i - \frac{w_i}{2\sigma_\alpha^2}\right) dw_i \\ &= \frac{1}{2\sigma_\alpha} \int_0^\infty \exp\left[-w_i \left(\frac{1}{2\sigma_\alpha^2} - s\right)\right] dw_i \\ &= \frac{1}{2\sigma_\alpha} \cdot \frac{2\sigma_\alpha^2}{(1 - 2\sigma_\alpha^2 s)} \\ &= \frac{\sigma_\alpha}{2\sigma_\alpha^2 \left(\frac{1}{2\sigma_\alpha^2} - s\right)} \end{aligned} \quad (33)$$

Por definição, a função densidade de probabilidade da soma de variáveis aleatórias é igual a convolução das função densidade de probabilidade's individuais. Desta forma, a função densidade de probabilidade de  $\xi$  é dada por

$$p(\xi) = p(w_0) * p(w_1) * p(w_2) * \dots * p(w_{L-1}) \quad (34)$$

Logo, a função geratriz de momento de  $\xi$  é dada pelo produto das funções geratriz de momento de  $w_i$ . Como  $w_i$  são

identicamente distribuídas, tem-se

$$\begin{aligned} \phi(\xi) &= \prod_{i=0}^{L-1} \phi(w_i) = \left[ \frac{\sigma_\alpha}{2\sigma_\alpha^2 \left( \frac{1}{2\sigma_\alpha^2} - s \right)} \right]^L \\ &= \sigma_\alpha^L \left[ \frac{1/2\sigma_\alpha^2}{(1/2\sigma_\alpha^2 - s)} \right]^L \end{aligned} \quad (35)$$

O resultado apresentado em (35) é a função geratriz de momento de uma variável aleatória com distribuição de Erlang. Logo, a função densidade de probabilidade de  $\xi$  é dada por

$$\begin{aligned} p(\xi) &= \frac{\sigma_\alpha^L \left( \frac{1}{2\sigma_\alpha^2} \right) \xi^{L-1} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_\alpha^2} \xi\right)}{(L-1)!} \\ &= \frac{1}{2^L \sigma_\alpha^L (L-1)!} \xi^{L-1} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_\alpha^2} \xi\right) \end{aligned} \quad (36)$$

Finalmente, como  $\eta = \bar{\varepsilon}_s/N_0 \xi$ , a função densidade de probabilidade de  $\eta$  é dada por

$$\begin{aligned} p(\eta)d\eta &= p(\xi)d\xi \\ p(\eta) &= \frac{p(\xi)}{\bar{\varepsilon}_s/N_0} \Bigg|_{\xi=\frac{\eta}{\bar{\varepsilon}_s/N_0}} \end{aligned} \quad (37)$$

Aplicando (36) em (37), tem-se

$$\begin{aligned} p(\eta) &= \frac{1}{2^L \sigma_\alpha^L \bar{\varepsilon}_s/N_0 (L-1)!} \left( \frac{\eta}{\bar{\varepsilon}_s/N_0} \right)^{L-1} \\ &\quad \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_\alpha^2} \cdot \frac{\eta}{\bar{\varepsilon}_s/N_0}\right) \\ &= \frac{1}{(2\sigma_\alpha \bar{\varepsilon}_s/N_0)^L (L-1)!} \eta^{L-1} \exp\left(-\frac{\eta}{2\sigma_\alpha^2 \bar{\varepsilon}_s/N_0}\right) \end{aligned} \quad (38)$$

Fazendo  $2\sigma_\alpha \bar{\varepsilon}_s/N_0 = \bar{E}_s/N_0$ , tem-se

$$p(\eta) = \frac{1}{(\bar{E}_s/N_0)^L (L-1)!} \eta^{L-1} \exp\left(-\frac{\eta}{\bar{E}_s/N_0}\right) \quad (39)$$

A função densidade de probabilidade de  $\eta$  pode ser utilizada para estimar a probabilidade de erro de um dado esquema de modulação digital no canal Rayleigh. Por simplicidade, considere a modulação BPSK com detecção coerente. Neste caso, a probabilidade de erro de bit em canal AWGN é dada por

$$P[e|\eta] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\eta}) \quad (40)$$

Assim, a probabilidade de erro, considerando o esquema de diversidade MRC, é dada por [14]

$$\begin{aligned} P[e] &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\eta}) \cdot p(\eta) d\eta \\ &= \left( \frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left( \frac{1+\mu}{2} \right)^k \end{aligned} \quad (41)$$

onde

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{E}_s/N_0}{1 + \bar{E}_s/N_0}} \quad (42)$$

A Figura 16 apresenta o desempenho do esquema MRC para  $L = 2$ , assumindo um canal Rayleigh com  $\sigma_\alpha = 1$ . O desempenho teórico foi comparado com o desempenho simulado utilizando a técnica OFDM com 2048 portadoras e modulação BPSK.

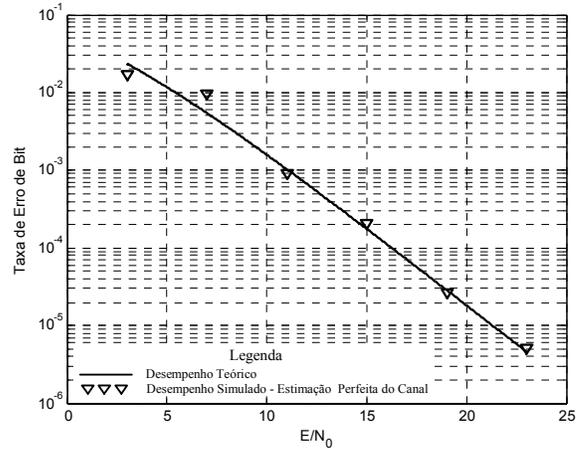


Fig. 16. Desempenho do esquema MRC para  $L = 2$  e  $\sigma_\alpha = 1$ .

#### IV. DIVERSIDADE DE TRANSMISSÃO

O esquema de diversidade de transmissão mais difundido nos dias de hoje foi proposto por Alamouti em [3]. Este esquema é conhecido como código de bloco espaço-temporal (STBC - *Space Time Block Code*). O princípio básico deste esquema consiste em arranjar os símbolos a serem transmitidos em uma matriz espaço-temporal, de modo que o receptor possa recuperar os dados utilizando a diversidade obtida através dos diferentes percursos entre as antenas de transmissão e recepção. A Tabela I apresenta a matriz espaço-temporal empregada neste esquema, onde  $c_k$  e  $c_{k+1}$  são os

TABELA I  
MATRIZ DE TRANSMISSÃO PARA O ESQUEMA DE ALAMOUTI.

	Antena 0	Antena 1
Instante $kT$	$c_k$	$c_{k+1}$
Instante $(k+1)T$	$-c_{k+1}^*$	$c_k^*$

símbolos transmitidos nos instantes de tempo  $kT$  e  $(k+1)T$ , respectivamente e  $T$  é o tempo de sinalização.

Assumindo, em uma primeira análise, que o receptor possui apenas uma antena de recepção, pode-se implementar este esquema de diversidade conforme apresentado na Figura 17.

Assim, o sinal recebido no instante de tempo  $kT$  é dado por

$$r_k = c_k \cdot h_0 + c_{k+1} \cdot h_1 + n_k \quad (43)$$

enquanto que o sinal recebido no instante  $(k+1)T$  é dado por

$$r_{k+1} = -c_{k+1}^* \cdot h_0 + c_k^* \cdot h_1 + n_{k+1} \quad (44)$$

onde  $n_k$  e  $n_{k+1}$  são as amostras de ruído nos instantes de tempo  $kT$  e  $(k+1)T$ , respectivamente.

Os sinais  $r_k$  e  $r_{k+1}$  devem ser combinados de modo que a diversidade obtida pela transmissão dos sinais em canais descorrelacionados seja obtida. A combinação apresentada em (45) e (46) resultam na diversidade desejada.

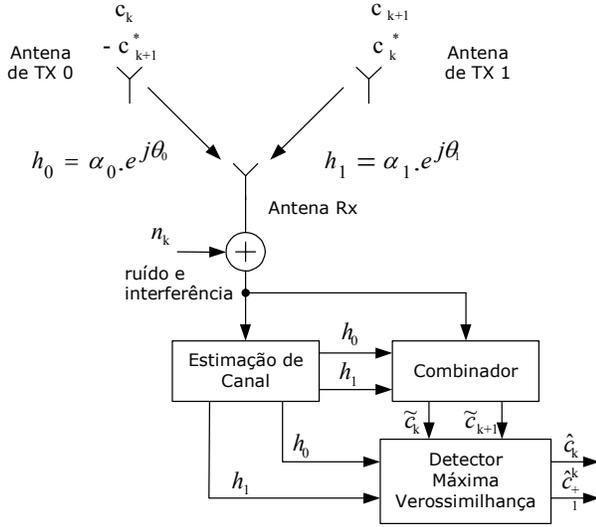


Fig. 17. Diagrama em Blocos do Esquema de Alamouti, considerando uma antena de recepção.

$$\begin{aligned}
 \hat{c}_k &= r_k \cdot h_0^* + h_1 \cdot r_{k+1}^* \\
 &= (c_k \cdot h_0 + c_{k+1} \cdot h_1 + n_k) \cdot h_0^* + \\
 &\quad + (-c_{k+1}^* \cdot h_0 + c_k^* \cdot h_1 + n_{k+1}) \cdot h_1 \\
 &= |h_0|^2 \cdot c_k + h_1 h_0^* c_{k+1} + h_0^* n_k - h_1 h_0^* c_{k+1} + \\
 &\quad + |h_1|^2 c_k + h_1 n_{k+1} \\
 &= (|h_0|^2 + |h_1|^2) c_k + h_0^* n_k + h_1 n_{k+1}
 \end{aligned} \quad (45)$$

$$\begin{aligned}
 \hat{c}_{k+1} &= h_1^* r_k - h_0 r_{k+1}^* \\
 &= h_1^* \cdot (c_k \cdot h_0 + c_{k+1} \cdot h_1 + n_k) \\
 &\quad - h_0 \cdot (-c_{k+1}^* \cdot h_0 + c_k^* \cdot h_1 + n_{k+1}) \\
 &= c_k h_0 h_1^* + |h_1|^2 c_{k+1} + h_1^* n_k + \\
 &\quad + |h_0|^2 c_{k+1} - c_k h_0 h_1^* - h_0 n_{k+1} \\
 &= (|h_0|^2 + |h_1|^2) c_{k+1} + h_1^* n_k - h_0 n_{k+1}
 \end{aligned} \quad (46)$$

As Equações (45) e (46) mostram que os símbolos estimados  $\hat{c}_k$  e  $\hat{c}_{k+1}$  sofrem a influência das amostras de ruído transmitidas nos instantes de tempo  $kT$  e  $(k+1)T$ . Isto significa que, se a potência total transmitida for equivalente a potência transmitida por uma única antena no esquema de diversidade de recepção, a potência transmitida em cada antena deve ser dividida por 2. Logo, como cada sinal recebido é contaminado por duas amostras de ruído independentes, espera-se que o desempenho do esquema de Alamouti sofra uma redução de desempenho de 3dB, quando comparado com o esquema MRC correspondente. Portanto, pode-se adequar (41) para obter uma expressão analítica para o desempenho do esquema de diversidade de transmissão, fazendo

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{E}/(2N_0)}{1 + \bar{E}/(2N_0)}} \quad (47)$$

A Figura 18 apresenta uma comparação do desempenho dos esquemas MRC e Alamouti para a modulação BPSK em um canal Rayleigh com  $\sigma_\alpha = 1$ , considerando a estimação perfeita do canal, onde é possível verificar que o esquema proposto por

Alamouti possui ganho de diversidade de mesma ordem que o MRC, embora tenha uma queda de desempenho de 3dB.

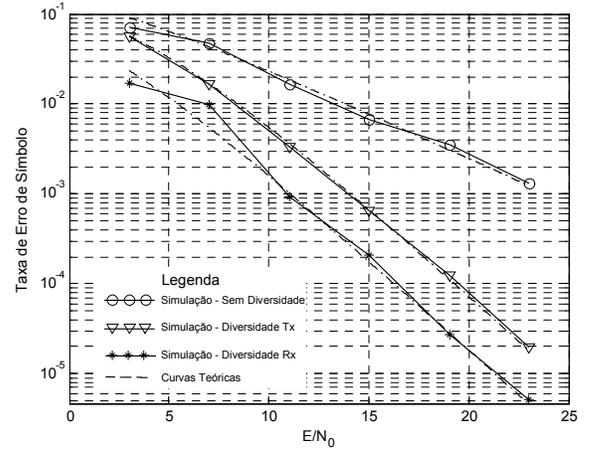


Fig. 18. Desempenho dos Esquemas MRC e Alamouti em canal Rayleigh com  $\sigma_\alpha = 1$ .

Para um receptor com duas antenas de recepção, o esquema de Alamouti fornece um ganho de diversidade de ordem 4. Considere o cenário apresentado na Figura 19.

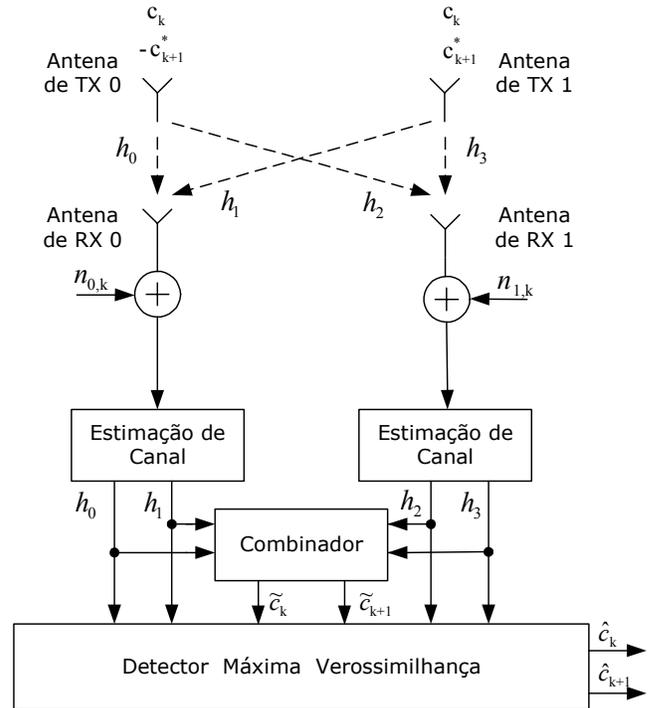


Fig. 19. Esquema de diversidade com duas antenas de transmissão e duas antenas de recepção.

Neste caso, a matriz de transmissão permanece a mesma, mas os sinais recebidos em cada antena e em cada instante de tempo são diferentes do caso anterior, onde o receptor possui apenas uma antena. Considere a seguinte nomenclatura para a modelagem matemática deste esquema:

- $h_0$ : canal de comunicação entre a antena de Tx. 0 e a antena de Rx. 0.
- $h_1$ : canal de comunicação entre a antena de Tx. 1 e a antena de Rx. 0.
- $h_2$ : canal de comunicação entre a antena de Tx. 0 e a antena de Rx. 1.
- $h_3$ : canal de comunicação entre a antena de Tx. 1 e a antena de Rx. 1.
- $r_{0,k}$ : sinal recebido pela antena de Rx. 0 no instante de tempo  $kT$ .
- $r_{1,k}$ : sinal recebido pela antena de Rx. 1 no instante de tempo  $kT$ .
- $r_{0,k+1}$ : sinal recebido pela antena de Rx. 0 no instante de tempo  $(k+1)T$ .
- $r_{1,k+1}$ : sinal recebido pela antena de Rx. 1 no instante de tempo  $(k+1)T$ .
- $n_{0,k}$ : amostra de ruído presente na antena de Rx. 0 no instante de tempo  $kT$ .
- $n_{1,k}$ : amostra de ruído presente na antena de Rx. 1 no instante de tempo  $kT$ .
- $n_{0,k+1}$ : amostra de ruído presente na antena de Rx. 0 no instante de tempo  $(k+1)T$ .
- $n_{1,k+1}$ : amostra de ruído presente na antena de Rx. 1 no instante de tempo  $(k+1)T$ .

Assim, pode-se escrever que

$$\begin{aligned}
 r_{0,k} &= h_0 c_k + h_1 c_{k+1} + n_{0,k} \\
 r_{1,k} &= -h_0 c_{k+1}^* + h_1 c_k^* + n_{1,k} \\
 r_{0,k+1} &= h_2 c_k + h_3 c_{k+1} + n_{0,k+1} \\
 r_{1,k+1} &= -h_2 c_{k+1}^* + h_3 c_k^* + n_{1,k+1}
 \end{aligned} \quad (48)$$

As Equações (49) e (50) apresentam como os sinais recebidos devem ser combinados para que a diversidade entre os quatro percursos independentes seja alcançada.

$$\begin{aligned}
 \hat{c}_k &= h_0^* r_{0,k} + h_1 r_{1,k}^* + h_2^* r_{0,k+1} + h_3 r_{1,k+1}^* \\
 &= h_0^* (h_0 c_k + h_1 c_{k+1} + n_{0,k}) + \\
 &+ h_1 (-h_0 c_{k+1}^* + h_1 c_k^* + n_{1,k})^* + \\
 &+ h_2^* (h_2 c_k + h_3 c_{k+1} + n_{0,k+1}) + \\
 &+ h_3 (-h_2 c_{k+1}^* + h_3 c_k^* + n_{1,k+1})^* \\
 &= (|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2) c_k + h_1^* n_{0,k} - h_0 n_{1,k}^* + \\
 &+ h_3^* n_{0,k+1} - h_2 n_{1,k+1}^*
 \end{aligned} \quad (49)$$

$$\begin{aligned}
 \hat{c}_{k+1} &= h_1^* r_{0,k} - h_0 r_{1,k}^* + h_3^* r_{0,k+1} - h_2 r_{1,k+1}^* \\
 &= h_1^* (h_0 c_k + h_1 c_{k+1} + n_{0,k}) - \\
 &- h_0 (-h_0 c_{k+1}^* + h_1 c_k^* + n_{1,k})^* + \\
 &+ h_3^* (h_2 c_k + h_3 c_{k+1} + n_{0,k+1}) - \\
 &- h_2 (-h_2 c_{k+1}^* + h_3 c_k^* + n_{1,k+1})^* \\
 &= (|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2) c_{k+1} + h_1^* n_{0,k} - \\
 &- h_0 n_{1,k}^* + h_3^* n_{0,k+1} - h_2 n_{1,k+1}^*
 \end{aligned} \quad (50)$$

## V. INTEGRAÇÃO DO STBC COM O OFDM

O esquema de diversidade de transmissão apresentado por Alamouti foi desenvolvido, inicialmente, para canais radiomóveis não seletivos em frequência [3]. Para utilizar esta técnica em canais seletivos em frequência, é necessário combiná-la com um esquema que seja robusto aos múltiplos

percursos. Neste cenário, o OFDM aparece como uma solução interessante a este problema.

Existem diversas maneiras de empregar diversidade de transmissão utilizando OFDM. A seguir serão apresentadas duas abordagens.

### A. Codificação Espaço-Freqüência com OFDM.

Na codificação espaço-freqüência, a matriz de transmissão apresentada na Tabela I não é montada em dois instantes de tempo distintos, mas sim em duas subportadoras adjacentes, conforme ilustra a Figura 20.

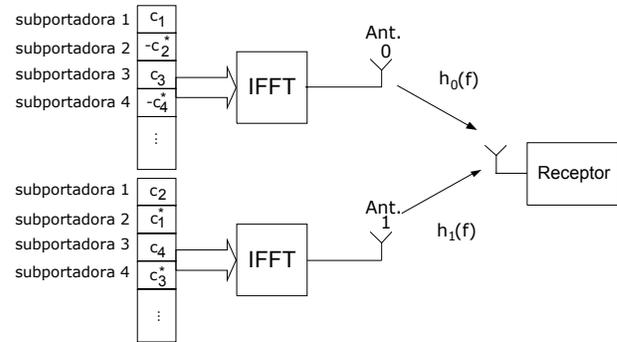


Fig. 20. Esquema de diversidade espaço-freqüência com OFDM.

É importante ressaltar que após a FFT na recepção, o mesmo procedimento de detecção apresentado em (45) e (46) podem ser empregadas para obter as estimativas dos símbolos transmitidos nas duas subportadoras, onde  $r_k$  passa a ser o sinal recebido na freqüência de uma subportadora e  $r_{k+1}$  passa a ser o sinal recebido na freqüência da subportadora adjacente.

Note que no esquema apresentado na Figura 20, o canal não precisa ser plano para todas as freqüências do sinal OFDM. Para que o esquema de diversidade de transmissão funcione adequadamente, apenas é necessário que a resposta em freqüência do canal seja a mesma para as duas subportadoras adjacentes. Outro ponto importante é que a resposta do canal deve se manter invariante ao longo do tempo do símbolo OFDM,  $T$ , ou seja, o tempo de coerência do canal deve ser maior do que o tempo de sinalização do sistema OFDM.

### B. Codificação Espaço-Temporal com OFDM.

Além do método apresentado acima, é possível montar a matriz de transmissão da Tabela I utilizando dois símbolos OFDM adjacentes, conforme apresentado na Figura 21.

Novamente, pode-se empregar (45) e (46) para estimar os símbolos recebidos, onde  $r_k$  passa a ser o sinal recebido na freqüência de uma dada portadora de um símbolo OFDM transmitido no instante  $kT$  e  $r_{k+1}$  passa a ser o sinal recebido na freqüência da mesma subportadora, porém em um símbolo OFDM transmitido no instante de tempo  $(k+1)T$ . Neste caso, a resposta em freqüência do canal não precisa ser a mesma para duas subportadoras adjacentes, mas o canal deve ser manter constante durante a a sinalização de dois símbolos OFDM consecutivos.

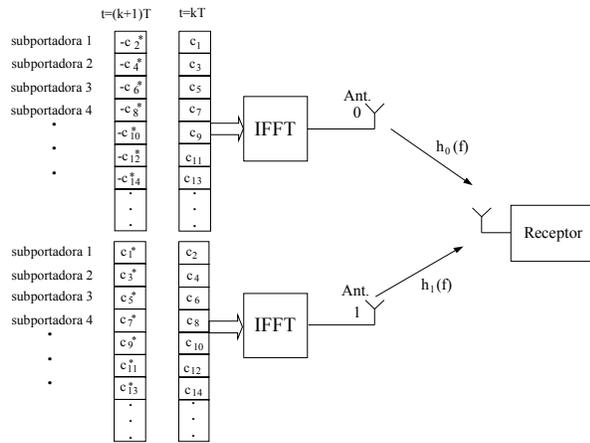


Fig. 21. Esquema de diversidade espaço-temporal com OFDM.

Em outras palavras, a técnica de codificação espaço-freqüência possui maior robustez ao efeito Doppler do que a técnica de codificação espaço-temporal, uma vez que, no primeiro caso, o tempo de coerência do canal deve ser maior que a duração de um símbolo OFDM, enquanto que no segundo caso, o tempo de coerência do canal deve ser maior que dois símbolos OFDM. No entanto, a codificação espaço-freqüência é mais suscetível a seletividade em freqüência do canal, pois é necessário que a resposta em freqüência seja a mesma para as duas subportadoras adjacentes. Já para a codificação espaço-temporal, não há esta necessidade, o que significa que este esquema apresenta maior robustez aos efeitos dos múltiplos percursos.

## VI. TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE CANAL

Para que o esquema de diversidade de transmissão apresentado na Seção V apresente os resultados esperados, é necessário que o receptor conheça a resposta do canal. Sem o conhecimento da resposta do canal, a técnica de diversidade de transmissão apresentada não pode ser empregada. Portanto, a estimação de canal na recepção é fundamental para que o sistema de comunicação funcione adequadamente.

Existem diversas técnicas de estimação de canal para sistemas OFDM [15]. Neste trabalho, três técnicas foram analisadas e os resultados são apresentados nas subseções a seguir.

### A. Estimação de Canal Utilizando Símbolos Pilotos e Supressão de Sinalização

Esta técnica consiste em transmitir um símbolo piloto na antena 0, enquanto a sinalização pela antena 1 é suprimida. Assim, estima-se  $h_0$  (entre a antena de transmissão 0 e a antena de recepção) sem a influência do sinal da antena de transmissão 1. No próximo tempo de sinalização, transmite-se o símbolo piloto pela antena 1, com a sinalização suprimida na antena 0. Assim, é possível estimar  $h_1$  (entre a antena de transmissão 1 e a antena de recepção) sem a influência do sinal da antena de transmissão 0. A Figura 22 apresenta a técnica de estimação de canal com supressão de sinalização em cada portadora. Como durante a transmissão dos símbolos

piloto não há transmissão de dados, todas as portadoras do sinal OFDM podem ser usadas para estimar o canal. Isto significa que esta técnica de estimação de canal resulta na máxima resolução no domínio da freqüência possível. Assim, se o canal não variar significativamente durante o intervalo de tempo entre a transmissão de símbolos piloto, então o erro na estimativa do canal é mínimo.

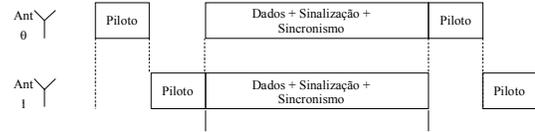


Fig. 22. Estimação de canal utilizando símbolos pilotos.

Para que o esquema de diversidade não perca desempenho, é necessário que o erro na estimativa do canal seja pequeno. Na técnica apresentada, as estimativas dos canais obtidas com a transmissão dos símbolos piloto devem ser válidas para todos os símbolos OFDM que serão transmitidos antes que uma nova estimativa seja realizada. Isto significa que o tempo entre a transmissão dos símbolos piloto deve ser menor que o tempo de coerência do canal. Para que os erros na estimação do canal sejam minimizados, os símbolos piloto são transmitidos em um intervalo de tempo da ordem de um décimo do tempo de coerência do canal. No entanto, em sistemas de redes WLAN, a necessidade de mobilidade faz com que o tempo de coerência do canal seja da mesma ordem de grandeza do tempo de símbolo OFDM [16], inviabilizando o uso desta técnica de estimação de canal para redes WLAN.

A Figura 23 apresenta o desempenho de um sistema OFDM com 2048 portadoras, que utiliza diversidade de transmissão e estimação de canal com símbolos pilotos e supressão de sinalização. O resultado é comparado com o desempenho teórico. A modulação digital empregada é a QPSK. O canal possui 10 percursos, onde cada um apresenta perfil Rayleigh e o espaçamento entre os percursos é igual ao tempo de sinalização serial. O canal se mantém estático durante a sinalização de 10 símbolos OFDM, onde 2 são símbolos piloto. É importante ressaltar que o tempo utilizado para a transmissão de símbolos pilotos deve ser considerado na análise de desempenho do sistema. No entanto, este fato foi desprezado na curva de desempenho apresentada na Figura 23, uma vez que o objetivo deste trabalho é verificar a perda de desempenho devido apenas aos erros na estimação do canal.

### B. Estimação de Canal Utilizando Símbolos Pilotos Sem Supressão de Sinalização

A técnica de estimação apresentada anteriormente requer que uma das antenas de transmissão permaneça em "silêncio" durante o envio do símbolo piloto na outra antena. Neste caso, a técnica de Alamouti não é utilizada para estimação de canal. No entanto, se os símbolos pilotos forem montados segundo o esquema de Alamouti, é possível enviar os dois símbolos piloto ao mesmo tempo nas duas antenas e estimar ambos os canais simultaneamente. A Figura 24 apresenta como os símbolos pilotos devem ser transmitidos em ambas as antenas, considerando o uso da técnica OFDM.

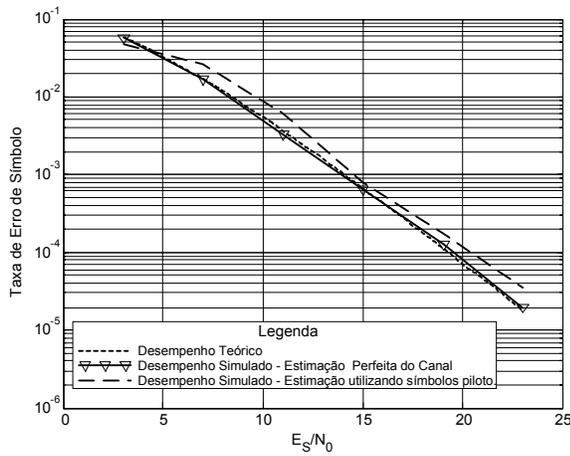


Fig. 23. Estimação de canal utilizando símbolos pilotos.

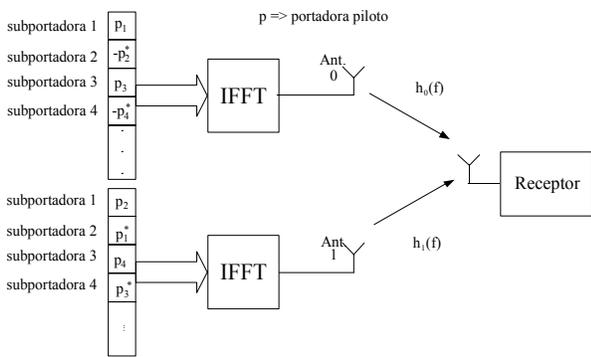


Fig. 24. Estimação de canal utilizando símbolos pilotos com a técnica de Alamouti.

Note que, neste caso, utilizou-se a técnica de combinação espaço-freqüência com o OFDM para a transmissão dos símbolos pilotos. Também é possível utilizar a combinação espaço-temporal com OFDM, tal como apresentado na Seção VB. Conforme o esquema da Figura 24, é possível utilizar pares de portadoras piloto para estimar o canal. Neste caso, o sinal recebido na freqüência 1 é dado por

$$r_0 = h_0(f_1)p_1 + h_1(f_1)p_2 \quad (51)$$

enquanto que o sinal recebido na freqüência 2 é dado por

$$r_1 = -h_0(f_2)p_2^* + h_1(f_2)p_1^* \quad (52)$$

Como a resposta em freqüência do canal para as duas portadoras adjacentes deve ser a mesma, então

$$\begin{aligned} h_0(f_1) &= h_0(f_2) = h_0 \\ h_1(f_1) &= h_1(f_2) = h_1 \end{aligned} \quad (53)$$

Aplicando o resultado de (53) em (51), tem-se

$$h_0 = \frac{r_0 - p_2 h_1}{p_1} \quad (54)$$

Aplicando (54) em (52) tem-se, após algumas manipulações

$$h_1 = \frac{p_1 r_1 - p_2^* r_0}{|p_1|^2 + |p_2|^2} \quad (55)$$

que é a estimativa do canal entre a antena de transmissão 1 a a antena de recepção, para as freqüências 1 e 2.

Aplicando (55) em (54) tem-se a estimativa do canal entre a antena de transmissão 0 e a antena de recepção, para as freqüências 1 e 2. Note que o ruído não foi considerado nesta análise e o mesmo provoca erros nestas estimativas. O fato da resposta do canal não ser exatamente igual para as duas subportadoras adjacentes também introduz erros na estimação do canal. Esta técnica de estimação de canal apresenta a mesma limitação que o esquema da subseção anterior, ou seja, a vazão de dados do sistema fica sacrificada caso o tempo de coerência do canal seja pequeno. Devido a limitação com relação ao tempo de coerência do canal e a similaridade com a técnica apresentada na subseção VIA, esta técnica de estimação de canal não foi simulada.

### C. Estimação de Canal Utilizando Portadoras Pilotos nos Símbolos OFDM

Quando o tempo de coerência do canal é da ordem de grandeza do tempo de símbolo OFDM, não é possível utilizar símbolos piloto para estimar o canal. Neste caso, o canal deve ser estimado a cada símbolo ou, no máximo, a cada par de símbolos OFDM. Assim, a solução é inserir portadoras piloto nos símbolos OFDM, que são subportadoras que não carregam informação, e utilizar o esquema de Alamouti para estimar o canal. Duas abordagens são possíveis. Na primeira, utiliza-se codificação espaço-freqüência e, na segunda, codificação espaço-temporal. Considerando o primeiro caso, as portadoras pilotos devem ser arranjadas em pares nos símbolo OFDM, conforme apresenta a Figura 25.

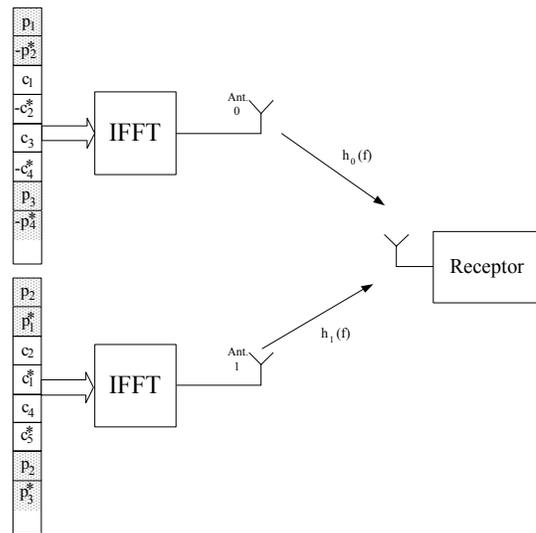


Fig. 25. Estimação de canal utilizando portadoras piloto com a técnica espaço-freqüência.

As Equações (54) e (55) podem ser novamente utilizadas para estimar o canal para as freqüências das portadoras piloto. A estimativa do canal para as demais portadoras pode ser obtida a partir da interpolação linear das estimativas obtidas para as pilotos, tal como ilustrado na Figura 10. A Figura 26 apresenta o desempenho desta técnica de estimação de

canal para modulação QPSK e 2048 portadoras, onde 258 são selecionadas como tons piloto. O canal possui 10 percursos com perfil Rayleigh, tal como utilizado na subseção VIA. A potência empregada para a transmissão dos tons pilotos deve ser considerada no cálculo de desempenho do sistema. No entanto, este fato não foi considerado nesta análise, pois o objetivo deste trabalho é estimar apenas o efeito dos erros de estimação de canal no desempenho do sistema.

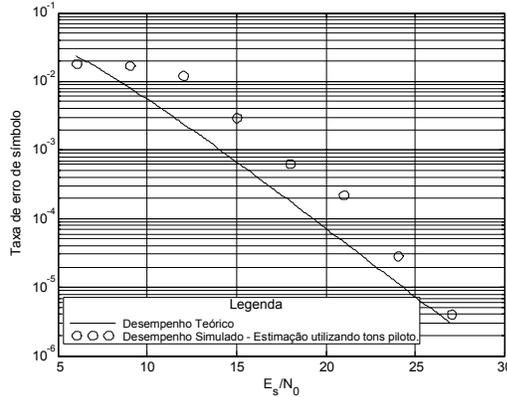


Fig. 26. Estimação de canal utilizando portadoras pilotos e codificação espaço-freqüência.

Comparando as Figuras 23 e 26 é possível observar que a estimação de canal utilizando portadoras piloto apresenta um desempenho menor que a estimação de canal utilizando símbolos piloto, principalmente para baixos valores de relação sinal-ruído. Isto ocorre porque a estimação de canal utilizando portadoras piloto no símbolo OFDM possui uma menor resolução em freqüência. Desta forma, os erros de estimativa introduzidos pelo ruído causam maior degradação, uma vez que estes erros afetam a estimativa de diversas portadoras de dados.

A principal desvantagem da estimação de canal utilizando portadoras piloto em todos os símbolos combinada com a técnica espaço-freqüência é que, considerando um mesmo número de portadoras piloto por símbolo, a resolução em freqüência obtida na estimação do canal é a metade da resolução em freqüência obtida quando utiliza-se a transmissão OFDM com uma única antena, considerando o mesmo número de portadoras piloto. Isto acontece porque no esquema de codificação espaço-freqüência combinado com OFDM são necessárias duas portadoras piloto para estimar a resposta do canal para uma freqüência, lembrando que a resposta do canal deve ser a mesma para duas portadoras adjacentes. Este problema pode ser minimizado se a posição das portadoras piloto mudarem a cada símbolo OFDM. Considere que o espaçamento entre cada par de tons piloto seja de 30 kHz para um dado número de portadoras piloto, mas a banda de coerência do canal a ser estimado é de 20 kHz. A princípio, a técnica de estimação combinada com a codificação espaço-freqüência não é capaz de estimar este canal, pois o espaçamento entre os pares de tons piloto é maior do que a banda de coerência do canal. No entanto, considere que o canal permaneça estático durante dois símbolos OFDM adjacentes.

Neste caso, se as portadoras piloto do segundo símbolo forem deslocadas em freqüência de 15 kHz, então a combinação das estimativas obtidas nos dois símbolos adjacentes resultará em um espaçamento de 15 kHz entre as pilotos, o que permite a correta estimação do canal apresentado. A Figura 27 ilustra o princípio desta técnica.

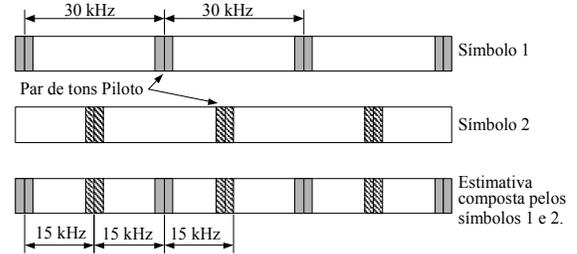


Fig. 27. Estimação de canal utilizando portadoras piloto com a codificação espaço-freqüência.

Outra maneira de utilizar portadoras piloto nos símbolos OFDM para estimar o canal é empregar a técnica de codificação espaço-temporal. Neste caso, as portadoras pilotos são enviadas nos símbolos OFDM tal como apresentado na Figura 28.

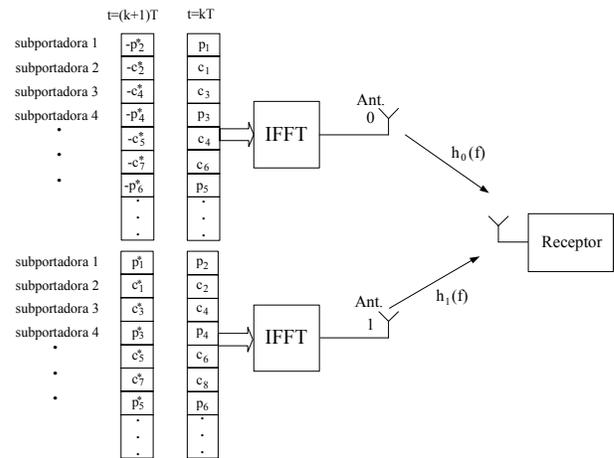


Fig. 28. Estimação de canal utilizando portadoras piloto com a codificação espaço-temporal.

As Equações (54) e (55), reescritas aqui por conveniência, podem ser utilizadas novamente para obter as estimativas dos canais, na freqüência das portadoras piloto.

$$h_0 = \frac{r_k - p_2 h_1}{p_1} \tag{56}$$

$$h_1 = \frac{p_1 r_{k+1} - p_2^* r_k}{|p_1|^2 + |p_2|^2}$$

No entanto, agora as variáveis  $r_k$  e  $r_{k+1}$  representam, respectivamente, os sinais recebidos nos instantes  $kT$  e  $(k + 1)T$ , em uma dada freqüência. É importante salientar que, embora a resposta em freqüência do canal não tenha que ser a mesma para duas portadoras adjacentes, ainda é necessário que o espaçamento entre as portadoras piloto seja menor do

que a banda de coerência do canal. Outro ponto importante que merece destaque é o fato que a resolução da estimativa de canal nesta técnica é a mesma daquela obtida utilizando o OFDM convencional. Finalmente, para que esta técnica funcione de maneira adequada, é necessário que a resposta em frequência do canal não varie durante a transmissão de dois símbolos adjacentes. A Figura 29 apresenta o desempenho obtido com a técnica de estimação de canal combinada com a codificação espaço-temporal, assumindo as mesmas condições apresentadas para as simulações anteriores.

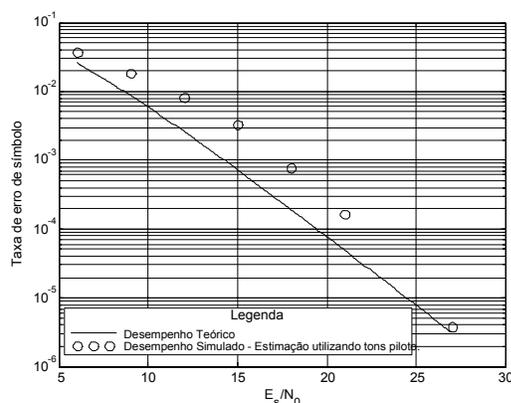


Fig. 29. Estimação de canal utilizando portadoras pilotos e codificação espaço-temporal.

## VII. CONCLUSÕES

O aumento na demanda por altas taxas de transmissão em sistemas de comunicação móveis fez com que o interesse na técnica OFDM crescesse a partir da década de 90. O padrão de redes sem fio Wi-Fi e Wi-Max adotaram o OFDM como interface aérea. Com a mobilidade, surgiu a necessidade de combater os efeitos do desvanecimento, introduzidos pelo desvio de frequência Doppler. Muitos fabricantes optaram por oferecer equipamentos com diversidade de recepção, com o objetivo de aumentar o desempenho do sistema em condições adversas. A diversidade de recepção com duas antenas permite um ganho de diversidade de ordem dois. O uso da técnica de codificação espaço-temporal ou espaço-frequência, associada ao OFDM, pode oferecer ganho de diversidade de ordem quatro, sem grande aumento de complexidade do sistema.

Neste trabalho, o desempenho das diferentes opções de integração do esquema de diversidade de transmissão com a técnica OFDM foram obtidas através de expressões analíticas e comprovadas com simulação computacional. Os efeitos do erro de estimação de canal, para os diferentes métodos de integração, também foram considerados nas simulações. Os resultados obtidos apontam que o conhecimento das características do canal, como tempo e banda de coerência, é necessário para que se determine qual é a melhor maneira de integrar a diversidade de transmissão com a técnica OFDM.

## REFERÊNCIAS

- [1] Sheng Zhong, Li Li, Yanbin, Yang Richard Yang, "On Designing Incentive-Compatible Routing and Forwarding Protocols in Wireless Ad-Hoc Networks", Mobicom 2005, 2005.
- [2] H. Córdova, P. Boets, L. Van Biesen, "Insight Analysis into WI-MAX Standard and its trends", WWAN2005, 2005.
- [3] Alamouti, S. "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [4] ETSI ETS 300 401: "Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers", v1.3.3, 2001-5.
- [5] 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.
- [6] International Telecommunication Union, *Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T)*, ITU-R 205/11, 1999.
- [7] Amundsen, k., "IEEE 802.11 Wireless LAN - Draft Standard", 2nd IEEE Workshop on Wireless LANs, Oct. 1996.
- [8] M. d. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, 1993.
- [9] B. Sklar, *Digital Communications - Fundamental and Applications*, Prentice Hall, 1988.
- [10] S. Haykin, *Communication System*, 4th ed. John Wiley, 2001.
- [11] A. Antoniov, *Digital Filters*, McGraw-Hill, 1993.
- [12] L. Mendes, *Análise de Desempenho de Sistemas Multiportadora em Canais com Ceifamento de Pico*, Master Thesis, INATEL, 2003.
- [13] A. R. Bahai and B. R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications - Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic, 1999.
- [14] S. Benedetto and E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications*, Plenum Pub Corp, pag. 232, 1999.
- [15] Che-Shen Yeh, Yinyi Lin, "Channel estimation using pilot tones in OFDM systems", IEEE Transactions on Broadcasting, 1999.
- [16] G. V. Rangaraj, M. R. Raghavendra, K. Giridhar, "Improved Channel Estimation for OFDM Based WLAN Systems", Telecommunication and Networking Group.

**Luciano Leonel Mendes** nasceu em São José dos Campos, SP, em 29 de agosto de 1977. Possui os títulos: Técnico em Eletrônica (ETEP, 1994), Engenheiro Eletricista (Inatel, 2001) e Mestre em Engenharia Elétrica (INATEL, 2003). Atualmente está em fase de doutoramento pela UNICAMP.

Desde 2001 atual no Grupo de Pesquisa em Comunicações Sem Fio do INATEL, tendo como resultado diversos artigos publicados em congressos nacionais e internacionais. Atualmente participa dos projetos de TV Digital do INATEL e trabalha na equipe de definição do Sistema Brasileiro de Televisão Digital. Suas principais áreas de atuação são: Comunicação Digital, Codificação de Canal e Sistemas de Transmissão Sem Fio.

**Renato Baldini Filho** Renato Baldini Filho é formado em Engenharia Elétrica (1980) pela Unicamp, possui o título de mestre em Engenharia Elétrica (1983) pela Unicamp, obteve o PhD (1992) pela University of Manchester - UK e possui o título de Livre Docente (1998) pela Unicamp. Atuou como engenheiro-pesquisador no Convênio Unicamp/CPqD-Telebrás (1982-1984) e desde 1984 é professor da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp, sendo atualmente Professor Associado. Suas principais áreas de interesse são: Transmissão Digital, Teoria da Codificação, Técnicas de Múltiplo Acesso, Comunicações Móveis, Comunicações via Satélite e Criptografia.