

Receptores Cegos Melhorados de Mínima Variância com Estimação Conjunta de Canal para Canais Seletivos em Frequência

Tiago T. V. Vinhoza, Rodrigo C. de Lamare e Raimundo Sampaio-Neto

Resumo—Este artigo propõe um receptor CDMA cego de mínima variância (MV) com estimação conjunta de canal para canais seletivos em frequência. Uma solução de mínima variância para canais multipercursos é desenvolvida utilizando uma matriz de correlação melhorada e um método de estimação de canal de baixa complexidade, baseado na potência da matriz de correlação das observações, ambos os métodos propostos recentemente na literatura. O desempenho do receptor é investigado e resultados de simulações mostram melhoras significativas para o receptor proposto.

Palavras-Chave—DS-CDMA, Estimação de Canal, Receptores de Mínima Variância.

Abstract—We propose an enhanced blind minimum variance (MV) CDMA receiver with joint channel estimation for frequency selective channels. We develop a MV solution for multipath using a recently proposed enhanced correlation matrix and investigate the performance of the proposed approach with a low complexity blind channel estimation algorithm based on the power method. Simulation results shows significant improvements for the proposed receiver design.

Keywords—DS-CDMA, Channel Estimation, Minimum Variance Receivers.

I. INTRODUÇÃO

A detecção multiusuário é uma estratégia sofisticada para eliminar a interferência de múltiplo acesso (MAI) em sistemas DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) aumentando a capacidade do sistema. O trabalho pioneiro de Verdú [1] propôs e analisou o detector multiusuário ótimo (de máxima verossimilhança). Este receptor porém, apresenta uma complexidade exponencial com o número de usuários ativos, o que inviabiliza a sua utilização na prática. Este fato motivou o desenvolvimento de uma gama de receptores sub-ótimos com requisitos computacionais mais adequados para implementação [2]–[4].

Devido às características dos canais típicos de sistemas móveis celulares, sujeitos a desvanecimentos e a propagação por multipercursos, a utilização de versões adaptativas de receptores multiusuários, aliada à estimação dinâmica de parâmetros, pode trazer ganhos significativos com complexidade limitada.

Os algoritmos adaptativos requerem uma seqüência de símbolos de treinamento conhecida no receptor para a fase de

adaptação ou conhecimento das seqüências de espalhamento e atrasos do usuário de interesse.

Receptores lineares adaptativos às cegas estão dentre as mais promissoras técnicas para supressão da MAI. Estas técnicas oferecem uma questão de compromisso entre desempenho, complexidade e necessidade de seqüência de treinamento [5]. Honig et al. [6] mostraram a equivalência entre um receptor baseado no critério de mínima variância e um receptor baseado no critério de mínimo erro médio quadrático. A solução descrita em [6], porém, não funciona em canais dispersivos.

Esse artigo é organizado da seguinte forma. A Seção II apresenta o modelo de sinal DS-CDMA. As Seções III e IV são dedicadas aos receptores de mínima variância e à uma análise de razão sinal-interferência mais ruído (SINR), respectivamente. A Seção V apresenta o receptor de mínima variância melhorado com estimativa conjunta de canal. A Seção VI mostra as simulações e discute os resultados, enquanto que a Seção VII apresenta as conclusões deste trabalho.

II. MODELO DE SINAL DS-CDMA

Neste trabalho considera-se o enlace direto um sistema DS-CDMA síncrono com K usuários. Cada usuário emprega uma seqüência de espalhamento $p_k(t)$. A representação em banda básica sinal transmitido pelo k -ésimo usuário ($k = 1, 2, \dots, K$) é dada por:

$$s_k(t) = A_k \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k[i] p_k(t - iT) \quad (1)$$

onde:

- A_k é a amplitude do k -ésimo usuário.
- $b_k[i]$ é uma variável aleatória que representa o ponto da constelação de sinais BPSK associado ao i -ésimo símbolo transmitido pelo usuário. O conjunto dos possíveis valores que esta variável aleatória pode assumir é $\{-1, +1\}$.
- $p_k(t)$ representa a seqüência de espalhamento de duração T atribuída ao k -ésimo usuário expressa por:

$$p_k(t) = \sum_{m=1}^N a_k[m] \Psi(t - mT_c) \quad (2)$$

sendo N o ganho de processamento, $\{a_k[m]\}_{m=1}^N = \pm 1/\sqrt{N}$ os *chips* da seqüência de espalhamento do k -ésimo usuário, T_c o intervalo de *chip* e $\Psi(t)$ é um pulso de energia unitária no intervalo $[0, T_c]$.

- $T = NT_c$ o intervalo de símbolo

Cada usuário transmite em um canal multipercorso composto por L percursos resolvíveis. A resposta impulsional do equivalente em banda básica do canal variante no tempo pode ser escrita como:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(t - \tau - \tau_l). \quad (3)$$

onde τ_l é o atraso associado ao l -ésimo percurso que neste trabalho vai ser aproximado como um múltiplo do intervalo de *chip* T_c .

Na entrada do receptor, a representação em banda básica do sinal composto, corrompido por ruído aditivo Gaussiano branco é dado por:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) s_k(t - lT_c) + n(t) \quad (4)$$

onde $n(t)$ é o ruído térmico, modelado por um processo estocástico Gaussiano com densidade espectral de potência $S_n(f) = \sigma^2 = N_0/2$.

No receptor $x(t)$ é filtrado por um filtro casado ao pulso de *chip* e amostrado a taxa de N chips por símbolo. Supondo que ao longo da duração de um símbolo a resposta impulsional do canal permaneça constante $\mathbf{h}[i] = [h_0[i] \ h_1[i] \ \dots \ h_{L-1}[i]]^T$, a expressão da observação, dada pelo vetor, $\mathbf{x}[i]$ de dimensão $N + L - 1$ pode ser escrita como:

$$\mathbf{x}[i] = \sum_{k=1}^K \mathbf{s}_k[i] * \mathbf{h}[i] + \mathbf{n}[i] + \mathbf{v}[i] \quad (5)$$

$$= \sum_{k=1}^K A_k b_k[i] \mathbf{c}_k[i] + \mathbf{n}[i] + \mathbf{v}[i] \quad (6)$$

onde:

- $\mathbf{s}_k[i] = A_k b_k[i] \mathbf{p}_k$ é a parcela de sinal referente ao k -ésimo usuário e $*$ denota a operação convolução.
- $\mathbf{n}[i]$ é um vetor Gaussiano composto pelas amostras do ruído Gaussiano, de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_n = \sigma^2 \mathbf{I}$.
- $\mathbf{c}_k[i] = \mathbf{p}_k * \mathbf{h}[i]$ é a assinatura efetiva do k -ésimo usuário.
- $\mathbf{v}[i]$ é um termo que leva em conta a interferência entre símbolos.

A assinatura efetiva \mathbf{c}_k pode ser escrita como o produto de uma matriz de convolução \mathbf{C}_k de dimensão $(N + L - 1) \times L$ que contém versões deslocadas de 1 chip da seqüência de espalhamento do usuário com a resposta impulsional do canal \mathbf{h} .

$$\mathbf{c}_k[i] = \mathbf{C}_k \mathbf{h}[i] \quad (7)$$

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} a_k[0] & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & a_k[0] & \ddots & \dots \\ a_k[N-1] & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & a_k[N-1] & \ddots & a_k[0] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_k[N-1] \end{bmatrix} \quad (8)$$

III. RECEPTORES DE MÍNIMA VARIÂNCIA

O objetivo nesta seção é encontrar a expressão para um receptor linear descrito por:

$$y_k[i] = \mathbf{w}_k^H \mathbf{x}[i] \quad (9)$$

a partir do qual se obtenha uma estimativa dos símbolos transmitidos pelo k -ésimo usuário, $\hat{b}_k[i] = \text{sgn}\{\Re\{\mathbf{w}_k^H[i] \mathbf{x}[i]\}\}$, onde o operador H denota conjugado transposto e $\Re\{\bullet\}$ denota a parte real, de forma que o sinal de saída para cada usuário contenha menos interferência e esteja próximo do sinal desejado através de algum critério de projeto. Supondo o usuário 1 como o de interesse e que a função custo seja a variância de $y_1[i]$ [7]

$$J(\mathbf{w}_1) = E[|y_1[i]|^2] = \mathbf{w}_1^H \mathbf{R} \mathbf{w}_1 \quad (10)$$

onde $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}[i] \mathbf{x}^H[i]]$ é a matriz de correlação da observação $\mathbf{x}[i]$.

O conjunto de coeficientes ótimos \mathbf{w} é obtido minimizando-se (10). Para evitar a solução trivial ($\mathbf{w} = \mathbf{0}$) é necessário que haja uma restrição nos coeficientes do filtro. Supondo uma classe de restrições lineares, uma possível restrição é que $\mathbf{w}_1^H \mathbf{m}_1 = 1$, onde \mathbf{m}_1 é um vetor de parâmetros a ser determinado. Uma possível escolha seria $\mathbf{m}_1 = \mathbf{w}_1$ resultando na restrição $\|\mathbf{w}_1\|^2 = 1$. Esta solução entretanto é ótima como será verificado. Utilizando multiplicadores de Lagrange para resolver este problema de otimização com restrições obtém-se então

$$\mathbf{w}_1 = (\mathbf{m}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1)^{-1} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1 \quad (11)$$

IV. ANÁLISE DE RAZÃO SINAL-INTERFERÊNCIA MAIS RUÍDO

Nesta seção pretende-se analisar a razão sinal-interferência mais ruído (SINR) do receptor de mínima variância descrito por (11) em função da restrição utilizada. Esta análise é importante, pois a razão sinal-interferência mais ruído está relacionada ao desempenho do sistema em termos de taxa de erro de bit.

$$BER \cong Q(\sqrt{SINR}) \quad (12)$$

Além disso, esta análise revela que a restrição linear que maximiza a SINR depende da assinatura efetiva do usuário de interesse.

A matriz de correlação total \mathbf{R} do vetor de observação pode ser escrita como a soma da correlação do usuário de interesse, \mathbf{R}_u , com a correlação dos usuários interferentes, \mathbf{R}_I . De (6) tem-se que \mathbf{R}_u e \mathbf{R}_I são dados respectivamente por

$$\mathbf{R}_u = A_k^2 \mathbf{c}_1 \mathbf{c}_1^H \quad (13)$$

$$\mathbf{R}_I = \sum_{k=2}^K A_k^2 \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^H + \sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{\Gamma} \quad (14)$$

onde $\mathbf{c}_1 = \mathbf{C}_1 \mathbf{h}$ é a assinatura efetiva do usuário, \mathbf{h} é a resposta impulsional do canal e $\mathbf{\Gamma}$ é um termo devido a interferência entre símbolos.

Escrevendo a razão sinal-interferência em termos de \mathbf{R}_u e \mathbf{R}_I tem-se:

$$SINR = \frac{\mathbf{w}_1^H \mathbf{R}_u \mathbf{w}_1}{\mathbf{w}_1^H \mathbf{R}_I \mathbf{w}_1} \quad (15)$$

$$= \frac{\mathbf{w}_1^H \mathbf{R}_u \mathbf{w}_1}{\mathbf{w}_1^H (\mathbf{R} - \mathbf{c}_1 \mathbf{c}_1^H) \mathbf{w}_1} \quad (16)$$

Substituindo (11) em (16) temos uma expressão para a $SINR$ em termos do parâmetro da restrição \mathbf{m}_1

$$SINR(\mathbf{m}_1) = \frac{\|\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1\|^2}{\mathbf{m}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1 - \|\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1\|^2} \quad (17)$$

Para maximizar (17) é necessário maximizar a razão

$$\frac{\|\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1\|^2}{\mathbf{m}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1} \quad (18)$$

Utilizando o fato de a matriz \mathbf{R} ser hermitiana simétrica e com o auxílio da desigualdade de Schwartz (18) pode ser escrita como

$$\begin{aligned} \frac{\|\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1\|^2}{\mathbf{m}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1} &\leq \frac{\|\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}^{-1/2}\|^2 \|\mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{m}_1\|^2}{\mathbf{m}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1} \\ \frac{\|\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1\|^2}{\mathbf{m}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{m}_1} &\leq \mathbf{c}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}_1 \end{aligned} \quad (19)$$

com igualdade em (19) ocorrendo se $\mathbf{m}_1 = \mathbf{c}_1 = \mathbf{C}_1 \mathbf{h}$, que fornece a solução ótima no sentido de maximizar a $SINR$.

V. RECEPTOR MELHORADO COM ESTIMAÇÃO CONJUNTA DE CANAL

Todas as análises feitas consideravam que o receptor possuía conhecimento da matriz de correlação exata da observação. Em situações realistas, usamos uma estimativa desta matriz de correlação. No i -ésimo intervalo de sinalização uma estimativa $\hat{\mathbf{R}}[i]$ pode ser obtida recursivamente usando

$$\hat{\mathbf{R}}[i] = \lambda \hat{\mathbf{R}}[i-1] + (1-\lambda) \mathbf{x}[i] \mathbf{x}^H[i] \quad (20)$$

onde λ é um fator de esquecimento.

Em [8] Chen e Mitra propuseram um receptor MMSE cego baseado em uma estimativa melhorada da matriz de correlação do vetor de observação. Mostra-se através do lema

de inversão de matrizes que os coeficientes do receptor de mínima variância para canais planos podem ser escritos em termos apenas de \mathbf{R}_I e posteriormente um esquema eficiente para estimar \mathbf{R}_I é proposto.

Este trabalho estende o método de [8] para canais seletivos em frequência. Sabendo-se que $\mathbf{R} = \mathbf{R}_u + \mathbf{R}_I$ e utilizando o lema de inversão de matrizes é fácil mostrar que

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}_1}{\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}_1} = \frac{\mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{c}_1}{\mathbf{c}_1^H \mathbf{R}_I^{-1} \mathbf{c}_1} \quad (21)$$

Note que a expressão em (21) também é função da assinatura efetiva \mathbf{c}_1 . De (7) observa-se que para estimá-la é necessário estimar os parâmetros do canal \mathbf{h} . Para estimá-los de forma cega, foi empregado a potência da matriz de correlação total estimada $\hat{\mathbf{R}}[i]$ e escolheu-se o parâmetro \mathbf{h} como a solução do problema de otimização abaixo [9]

$$\hat{\mathbf{h}}[i] = \arg \min_{\mathbf{h}} \mathbf{h}^H \mathbf{C}_1^H \hat{\mathbf{R}}^{-m}[i] \mathbf{C}_1 \mathbf{h} \quad (22)$$

sujeito a $\|\hat{\mathbf{h}}[i]\| = 1$, onde m é um número inteiro. A solução deste problema de otimização corresponde ao vetor singular associado ao menor valor singular da matriz $\mathbf{C}_1^H \hat{\mathbf{R}}^{-m}[i] \mathbf{C}_1$ de dimensão $L \times L$. Em [9], a solução de (22) é dada como a solução de um problema de minimização LS (*least-squares*).

VI. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Os resultados de simulações apresentados são para um sistema DS-CDMA síncrono com modulação BPSK e que utiliza seqüências de espalhamento Gold de tamanho $N = 31$. Dada a matriz de convolução \mathbf{C}_1 , é obtida uma estimativa do vetor com os parâmetros do canal $\hat{\mathbf{h}}[i]$, dada por (22), a estimativa da matriz de correlação $\hat{\mathbf{R}}[i]$ definida em (20) e $\hat{\mathbf{R}}_I[i]$ utilizando o método proposto em [8]. A seguir é obtido o vetor com os coeficientes do filtro $\mathbf{w}_1[i]$ a partir do qual é obtida uma estimativa dos símbolos transmitidos $\hat{b}_1[i] = \text{sgn}[\Re\{\mathbf{w}_1^H[i] \mathbf{x}[i]\}]$.

É suposto também que todos os usuários estão recebendo o mesmo nível de potência. A seqüência de coeficientes do canal, que é comum a todos os usuários, $h_l[i] = p_l \alpha_l[i]$ ($l = 0, 1, 2$), onde $\alpha_l[i]$, são seqüências estatisticamente independentes de variáveis aleatórias Gaussianas correlatadas obtidas ao filtrar-se um processo Gaussiano branco complexo por um filtro com resposta em frequência dada aproximadamente por:

$$H(f) = k / \sqrt{1 - (f/f_d)^2} \quad (23)$$

onde k é uma constante de normalização, $f_d = v/\lambda$ é o máximo desvio Doppler de frequência, λ é o comprimento de onda, e v é a velocidade de deslocamento do terminal móvel [10]. Os resultados para o canal com desvanecimento são mostrados em termos da frequência Doppler normalizada. O valor de $f_d T = 0.01$ (ciclos/símbolos), que corresponde a um cenário de desvanecimento rápido, é utilizado para os experimentos ilustrados. Os pesos do canal utilizados foram $p_0 = 0.8639$, $p_1 = 0.4319$ e $p_2 = 0.2592$. Os resultados são dados pela média de 100 realizações com 1000 símbolos recebidos em cada realização. É importante ressaltar que o

método proposto demonstrou-se superior para diferentes perfis de canal e taxas de desvanecimento.

Nos experimentos foi feita uma comparação de desempenho entre o receptor cego de mínima variância com estimativa convencional da matriz correlação (MV Convencional) e o receptor melhorado proposto, doravante denominado MV Melhorado, para canais multipercurso com e sem desvanecimento. Em termos de taxa de erro de bits (BER), em um sistema moderadamente carregado, $K = 8$ usuários, para baixos valores da razão E_b/N_0 , o receptor MV Melhorado supera o receptor MV Convencional, mesmo para valores de $m = 1$, como ilustra a Figura 1. Com o aumento de E_b/N_0 ambos os receptores tendem a apresentar o mesmo desempenho para o caso de canal sem desvanecimento. Para canais com desvanecimento rápido, vale ressaltar que o receptor MV Melhorado proposto supera em desempenho o receptor convencional, em valores altos de E_b/N_0 , até para o caso de $m = 1$, como mostra a Figura 2.

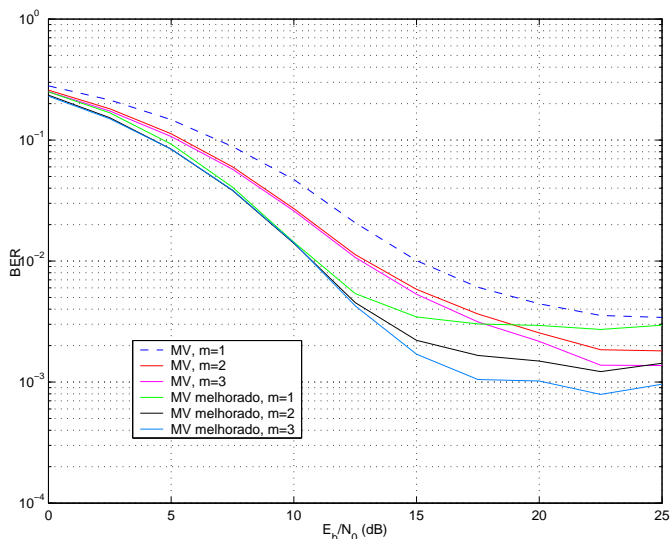


Fig. 1. Taxa de Erro de Bits (BER) para Canais Multipercurso sem Desvanecimento ($\lambda = 0.995$, $K=8$ usuários).

VII. CONCLUSÕES

Este artigo propôs um receptor CDMA cego de mínima variância (MV) com estimação conjunta de canal para canais seletivos em frequência. Uma solução de mínima variância para canais multipercurso com uma análise teórica de razão sinal-interferência é desenvolvida. O desempenho receptor proposto, que utiliza uma estimativa melhorada de matriz correlação e um estimador de canal que se baseia na potência da matriz de correlação, é analisado através de simulações e apresentou ganhos em relação a um receptor MV que utiliza uma estimativa convencional de matriz correlação e um estimador de canal, principalmente para canais com desvanecimento rápido.

REFERÊNCIAS

[1] S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple-access channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 32, pp. 85–96, January 1986.

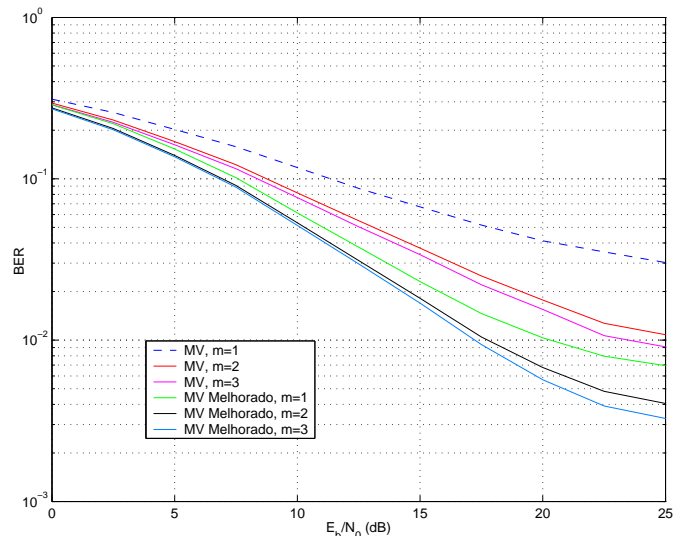


Fig. 2. Taxa de Erro de Bits (BER) para Canais Multipercurso com Desvanecimento ($f_d T = 0.01$, $\lambda = 0.995$, $K=8$ usuários).

- [2] R. Lupas and S. Verdu, "Linear multiuser detectors for synchronous cdma channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, pp. 123–36, January 1989.
- [3] P. Patel and M. Holtzman, "Analysis of a single successive interference cancellation scheme in a ds/cdma system," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, pp. 796–807, June 1994.
- [4] M. K. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage detection in asynchronous cdma communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, pp. 509–19, April 1990.
- [5] H. V. Poor and G. Wornell, *Wireless Communications: Signal Processing Perspectives*, ch. 2, pp. 64–128. Prentice Hall PTR, 1998.
- [6] M. L. Honig, U. Madhow, and S. Verdu, "Blind adaptive multiuser detection," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, pp. 944–960, July 1995.
- [7] Z. Xu and M. K. Tsatsanis, "Performance analysis of minimum variance CDMA receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 3014–3022, November 1998.
- [8] W. Chen and U. Mitra, "An enhanced correlation matrix estimation scheme for blind adaptive MMSE receiver," *Proceedings IEEE Int. Conference on Communications*, pp. 699–703, May 2002.
- [9] X. Doukopoulos and G. Moustakides, "Blind channel estimation for downlink CDMA," *Proceedings IEEE Int. Conference on Communications*, pp. 2146–2420, May 2003.
- [10] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR, 1996.