

ABORDAGENS PARA A MODELAGEM DO CANAL ESPAÇO-TEMPORAL COM VISTAS A APLICAÇÕES DE ANTENAS ADAPTATIVAS

F.R.P. Cavalcanti¹ e J.M.T. Romano²

¹Dep. Eng. Elétrica – Univ. Federal do Ceará

²UNICAMP – FEEC - Departamento de Comunicações

romano@decom.fee.unicamp.br

Resumo - Neste artigo tratamos da modelagem do canal espaço-temporal com vistas a aplicações de antenas adaptativas em sistemas de comunicações móveis. Algumas abordagens clássicas são revisadas e seus pressupostos são discutidos. Um modelo que unifica estas abordagens e as inclui como casos particulares é apresentado. Resultados de simulações de um arranjo de antenas adaptativas em um sistema de telefonia celular do tipo TDMA ilustram o impacto da adoção de cada abordagem de modelagem no desempenho do sistema bem como as relações entre as mesmas.

Abstract - In this paper we discuss the space-time channel modeling aiming applications of adaptive antennas in mobile communication systems. Some classical approaches for this sake are reviewed and the underlying assumptions discussed. A model that unifies these approaches by including them as particular cases is then presented. Simulation results of adaptive antenna arrays in a TDMA cellular system illustrate the impact of the adoption of each modeling approach in its performance as well as the relationship among them.

Palavras-chave: Modelagem do canal rádio-móvel, processamento espaço-temporal, antenas adaptativas.

1. INTRODUÇÃO

Recentemente tem se verificado um grande interesse em aplicações de antenas adaptativas em sistemas de comunicações móveis devido aos ganhos significativos de capacidade de usuários que são possíveis de se obter através destas técnicas. Com o uso de antenas adaptativas é possível reduzir o nível de interferência co-canal na recepção, o que pode ser trocado pelo aumento de capacidade de usuários.

O estudo de sistemas com antenas adaptativas torna necessário o uso de modelos de canal vetoriais, isto é, que incorporem a dimensão espacial além da dimensão temporal usualmente considerada. Neste artigo revisamos duas abordagens clássicas para o modelo do canal espaço-temporal e, ao mesmo tempo, apresentamos uma abordagem que unifica estas últimas em um único modelo. Além disso apresentamos resultados de simulação de um sistema de telefonia celular TDMA que ilustra as relações entre as abordagens clássicas e a nova abordagem assim como o impacto das mesmas no desempenho da camada física de tal sistema.

O artigo está organizado da seguinte maneira. Na Seção 2 revisamos o modelo clássico escalar para o canal de comunicação rádio-móvel. Na Seção 3 introduzimos o conceito de modelo vetorial para o canal rádio-móvel, necessário quando se considera a recepção por um arranjo de antenas. Na Seção 4 apresentamos as abordagens clássicas para a modelagem do canal espaço-temporal. A Seção 5 apresenta uma abordagem unificada para a mesma modelagem. A Seção 6 faz uma breve revisão da técnica de antenas adaptativas para comunicações móveis. A Seção 7 compara o desempenho de um sistema de telefonia celular TDMA quando se empregam antenas adaptativas na recepção e as diferentes abordagens para a modelagem do canal espaço-temporal. Finalmente a Seção 8 estabelece nossas conclusões.

2. MODELO ESCALAR CONVENCIONAL PARA O CANAL RÁDIO MÓVEL

A propagação de sinais de rádio entre estações móveis e estações base em sistemas de comunicações móveis é afetada diretamente pelo canal físico de propagação destes sinais. Normalmente, o sinal chega ao receptor através de diversos percursos. A propagação por multipercursos provoca o espalhamento do sinal recebido no domínio do atraso e no domínio Doppler. Além disso, a potência do sinal recebida é afetada por fatores como a perda de percurso e os desvanecimentos de pequena e larga escala. Revisamos a seguir, brevemente, cada um destes aspectos. O leitor interessado pode consultar outras referências [1-3] que tratam o assunto em maior profundidade e nas quais se baseia a breve revisão que se segue.

2.1. PERDA DE PERCURSO

Representa a perda de potência do sinal recebido em função da distância transmissor-receptor. É usual admitir que a potência recebida é proporcional a r^{-n} , onde r é a distância transmissor-receptor e n é o expoente de perda de percurso. Este expoente depende do ambiente onde os sinais de rádio se propagam e varia de 2 no espaço livre a 5 em ambiente urbanos densos, por exemplo.

2.2. DESVANECIMENTOS

Além da perda de percurso, a potência do sinal recebido também é afetada por desvanecimentos. Se comparado à

perda de percurso, os desvanecimentos representam variações mais rápidas na potência recebida. Normalmente o desvanecimento pode ser modelado por um ruído multiplicativo com duas componentes, o desvanecimento de larga escala e o desvanecimento de pequena escala, descritos a seguir:

- O desvanecimento de larga escala está associado a variações locais da potência devido a áreas de sombras causadas por obstáculos naturais ou artificiais. Estudos experimentais concluíram que a variação média local na potência recebida devido ao sombreamento pode ser adequadamente modelada por uma variável aleatória com distribuição log-normal e desvio padrão entre 6 e 12 dB.
- o desvanecimento de pequena escala está associado a variações muito rápidas na potência do sinal, isto é, variações significativas que são percebidas em distâncias da ordem de poucos comprimentos de onda da portadora. Este tipo de desvanecimento é causado por espalhadores que provocam a soma destrutiva ou construtiva de múltiplos percursos recebidos. Na ausência de uma componente de linha de visada direta, a envoltória do sinal recebido pode ser modelada por uma variável aleatória Rayleigh e sua fase por uma variável aleatória uniforme em $[0, 2\pi)$. O desvanecimento de pequena escala ainda pode ser caracterizado em termos do espalhamento de atraso e do espalhamento Doppler, como descrevemos a seguir.

2.3. ESPALHAMENTO DO SINAL NO DESVANECIMENTO DE PEQUENA ESCALA

A propagação por multipercursos provoca o espalhamento do sinal nos domínios do atraso e Doppler que revisamos abaixo:

- o espalhamento de atraso é observado quando as diversas réplicas do sinal chegam ao receptor com atrasos diferentes. O espalhamento do atraso é medido pela observação do suporte temporal da resposta impulsiva do canal. Quando comparado ao intervalo de símbolo, permite concluir se o sistema experimenta desvanecimento seletivo ou plano em frequência. O inverso do espalhamento do atraso dá uma aproximação da banda de coerência do canal. A classificação quanto à seletividade em frequência do canal também pode ser obtida comparando-se a largura de banda do sinal transmitido com a largura de banda de coerência.
- o espalhamento Doppler representa o suporte em frequência sobre o qual um sinal de faixa estreita (idealmente um tom puro) é recebido. Tal fenômeno está associado ao movimento relativo entre o transmissor e o receptor. O inverso do espalhamento Doppler dá uma aproximação do tempo de coerência do canal que, se comparado ao intervalo de símbolo, permite concluir se o sistema experimenta desvanecimento rápido ou lento no tempo. Alternativamente, o desvanecimento rápido ou lento no tempo pode ser considerado como desvanecimento seletivo ou plano no tempo respectivamente. A forma do espectro obtido no receptor associada à transmissão do sinal de faixa estreita é dito espectro Doppler.

Vamos adotar neste artigo a forma clássica do espectro Doppler.

A Fig. 1 resume a descrição acima através de uma tentativa de classificação das diferentes manifestações do canal de propagação em sistemas de comunicações móveis.

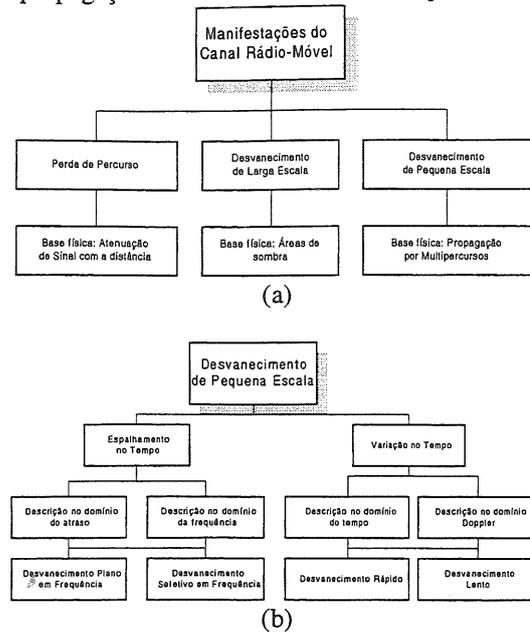


Figura 1. Possível classificação das características do canal rádio-móvel. (a) Manifestações básicas (b) Detalhamento dos diferentes tipos de desvanecimento de pequena escala.

3. MODELO VETORIAL DE CANAL COM ARRANJO DE ANTENAS NA RECEPÇÃO

Um arranjo de antenas é formado por um conjunto de elementos com determinada geometria, normalmente dispostos num plano bidimensional. Tal arranjo captura diversas amostras espaciais de um sinal. Neste artigo vamos nos concentrar na configuração de um arranjo de antenas empregado na recepção em uma estação-base. A Fig. 2 ilustra a aplicação de interesse, onde, para o momento, apenas a transmissão de um usuário é ilustrada. Cada canal de propagação entre o usuário de interesse e a i -ésima antena no arranjo é denotado por $h_i(t)$. Este modelo vetorial para o canal rádio-móvel dá ao mesmo uma característica espaço-temporal. Assim o canal espaço-temporal é o vetor dado por:

$$\mathbf{h}(t) = [h_1(t) \dots h_M(t)]^T, \quad (1)$$

onde M é o número de antenas no arranjo. Cada sub-canal $h_i(t)$ pode ser modelado e caracterizado de acordo com a discussão da Seção 2. Neste artigo vamos assumir que a perda de percurso e o sombreamento afetam de forma igual a todos os $h_i(t)$. Também, sem perda de generalidade, vamos assumir desvanecimento plano em frequência em todos os sub-canais. A rapidez do desvanecimento temporal depende do espalhamento Doppler que será especificado oportunamente.

Além das classificações do desvanecimento de pequena escala apresentadas na Fig. 1(b), o canal espaço-temporal permite uma classificação adicional quanto aos domínios de

espalhamento do sinal: o domínio angular. O espalhamento angular consiste na faixa de ângulos sobre o qual os

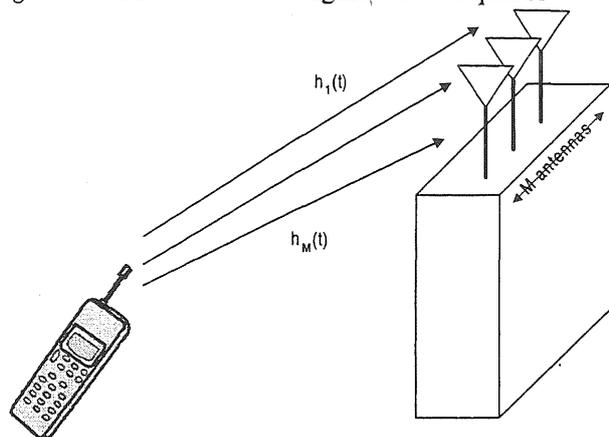


Figura 2. Ilustração de propagação em sistema de telefonia móvel com arranjo de antenas na recepção.

diversos multipercursos de um mesmo sinal são recebidos. Em plena analogia com as definições de largura de banda de coerência e tempo de coerência, o inverso do espalhamento angular (em radianos) dá uma aproximação da distância de coerência do canal (em comprimentos de onda). Tal distância dá uma indicação do espaçamento entre as antenas necessário para que os sinais captados por elas sejam aproximadamente descorrelacionados. A comparação da distância de coerência do canal com a distância entre os elementos do arranjo de antenas permite concluir se o sistema experimenta desvanecimento seletivo ou plano no espaço.

A Fig. 3 ilustra a base física para um modelo de propagação que inclui o espalhamento angular. Neste caso consideramos o Arranjo Linear em torno local à unidade móvel apenas. O sinal chega à estação base através de um ângulo de chegada central $\bar{\theta}$ (abreviação: AOA, do inglês *Angle of Arrival*) e os respectivos multipercursos associados a este sinal se espalham em torno de $\bar{\theta}$ com espalhamento angular Δ . Tanto $\bar{\theta}$ como os AOA efetivos de cada multipercurso podem ser modelados através uma distribuição uniforme, ou seja, o AOA efetivo do n -ésimo percurso de um usuário é uma variável aleatória uniformemente distribuída em $[\bar{\theta} - \Delta/2, \bar{\theta} + \Delta/2]$.

A discussão que se segue sobre a modelagem do canal espaço-temporal diz respeito à relação existente entre os diversos sub-canal $h_i(t)$ ou, mais precisamente, ao nível de correlação entre os desvanecimentos de cada sub-canal.

4. ABORDAGENS CLÁSSICAS PARA A MODELAGEM DO CANAL ESPAÇO-TEMPORAL

A maioria dos trabalhos que tratam de aplicações de antenas adaptativas para comunicações móveis adotam uma das duas abordagens para a modelagem do canal espaço-temporal descritas a seguir.

4.1. ABORDAGEM DIVERSIDADE

Nesta abordagem assume-se que o espalhamento angular é muito grande, de forma que a distância de coerência é muito pequena e que o sistema experimenta

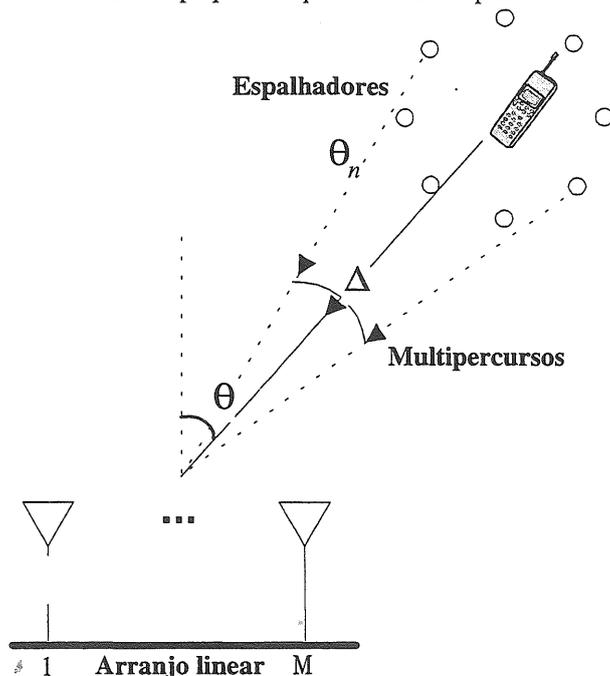


Figura 3. Base física para o modelo de canal espaço-temporal e ilustração do conceito de espalhamento angular

forte desvanecimento seletivo no espaço. De outra forma, assume-se um espaçamento entre antenas bastante grande em relação à distância de coerência do canal. De qualquer forma, o resultado de tais suposições é que os sub-canal experimentam desvanecimentos de pequena escala independentes. Através desta abordagem obtém-se ganho de diversidade proporcional ao número de antenas no arranjo. Exemplos da aplicação de antenas adaptativas seguindo esta abordagem são mostrados em [4-6]. Estes trabalhos lidam com aplicações em sistemas de telefonia celular TDMA.

4.2. ABORDAGEM RADAR

A outra abordagem constitui o caso oposto. Assume-se que o espalhamento angular é muito pequeno de forma que a distância de coerência é muito grande, tal que o sistema experimenta desvanecimento plano no espaço. Alternativamente, pode-se considerar antenas muito próximas tal que a distância entre as mesmas seja muito menor que a distância de coerência. Em todo caso, o resultado de tais suposições é que os sub-canal experimentam o mesmo desvanecimento de pequena escala, de forma que a envoltória dos sinais em todas as antenas é essencialmente a mesma, isto é, são plenamente correlacionadas. Nesta abordagem não existe ganho de diversidade. Exemplos de aplicação de antenas adaptativas seguindo esta abordagem são mostrados em [7-8]. Estes trabalhos lidam com aplicações em sistemas de telefonia celular CDMA, onde outras formas de diversidade que não a espacial (ex.: diversidade temporal via receptor Rake) podem ser obtidas.

Considerando a abordagem radar¹, o vetor de canal espaço-temporal pode ser modelado da seguinte forma:

$$h(t) = \alpha(t)f, \quad (2)$$

onde $\alpha(t)$ é representa um fator que combina a perda de percurso e os desvanecimentos do usuário em questão e $f = [f_1 f_2 \dots f_M]^T$ é um vetor de resposta do arranjo de antenas em cada uma das M antenas. Para completar a modelagem do canal segundo a abordagem radar é necessário explorarmos a geometria do arranjo de antenas o que permitirá especificar a forma do vetor f .

Sejam então as seguintes suposições:

- o transmissor encontra-se no campo distante do arranjo de forma que os sinais recebidos são detectados como ondas planas
- as antenas são assumidas isotrópicas com acoplamento mútuo desprezível
- apenas ângulos no plano azimutal são considerados, como consequência de se supor a distância horizontal entre transmissor e receptor muito maior do que a vertical.

Vamos ainda adotar uma geometria linear uniforme para o arranjo, tal como mostrada na Fig.4. Observando esta figura e por geometria analítica simples, e ainda lembrando que uma defasagem de 2π ocorre quando se percorre a distância de um comprimento de onda da portadora, conclui-se que a diferença de fase entre antenas consecutivas é dada, para a n -ésima onda incidente, por:

$$\varphi = \frac{2\pi d \text{sen}(\theta_n)}{\lambda}, \quad (3)$$

onde d é a distância entre as antenas, θ_n é o AOA da n -ésima onda e λ é o comprimento de onda da portadora. Adotando uma fase de referência nula na primeira antena do arranjo, chega-se ao vetor de resposta do arranjo f :

$$f = [1 e^{j\varphi} \dots e^{j(M-1)\varphi}]^T. \quad (4)$$

5. ABORDAGEM UNIFICADA PARA A MODELAGEM DO CANAL ESPAÇO-TEMPORAL

As duas abordagens clássicas para a modelagem do canal espaço-temporal descritas acima traduzem casos extremos do nível de correlação das envoltórias dos sinais nas diversas antenas: na abordagem diversidade é assumida completa decorrelação enquanto que na abordagem radar se considera plena correlação.

É provável que, na prática, um nível de correlação intermediário seja verificado. Assim, surge a motivação para um modelo espaço-temporal que simule qualquer nível de correlação espacial entre os sinais como função dos parâmetros que a influenciam, tais como a distância entre as antenas, o AOA central e o espalhamento angular.

Uma forma de obter tal modelo se dá utilizando o conhecido modelo de Jakes para o canal puramente

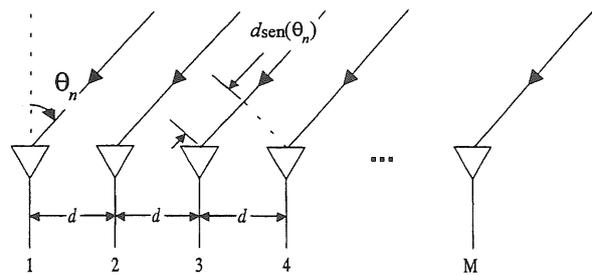


Figura 4. Ilustração da geometria do arranjo linear uniforme.

temporal [9]. O modelo de Jakes se baseia na soma de um número de exponenciais complexas com frequências que varrem o espectro Doppler. O modelo de Jakes para o canal rádio-móvel temporal e recepção na estação-base pode ser dado por:

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j(2\pi f_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n)}, \quad (5)$$

onde N é o número de exponenciais complexas, $f_d = v/\lambda$ é o desvio Doppler máximo dado pelo quociente entre velocidade do transmissor v e o comprimento de onda da portadora λ , ϕ_n é o ângulo de partida do sinal no transmissor e Φ_n é a fase de recepção da n -ésima onda. Nas simulações do modelo de Jakes vamos tomar valores aleatórios para os ângulos de partida e para as fases de recepção tal que sejam uniformemente distribuídos em $[0, 2\pi)$.

Para utilizar este modelo no contexto espaço-temporal é necessário acrescentar um termo na fase de cada onda recebida que represente a defasagem introduzida pelo arranjo de antenas nos sinais em diferentes antenas. Assim o i -ésimo sub-canal será dado por:

$$h_i(t, d_i) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j\left(2\pi f_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n + \frac{2\pi}{\lambda} d_i \text{sen}(\theta_n)\right)}, \quad (6)$$

onde d_i é a distância da i -ésima antena para o ponto de referência nula de fase e θ_n é o AOA da n -ésima onda incidente. O modelo em (6) assume uma independência entre a velocidade da unidade móvel (que gera o desvanecimento temporal) e a localização dos espalhadores (que gera o desvanecimento espacial). Assim o modelo em (6) simula um sinal com envoltória que segue desvanecimento Rayleigh e com correlações temporal e espacial determinados pelos espalhamentos Doppler e angular respectivamente.

Mostra-se no Apêndice A que a função de autocorrelação do canal modelado por (6), como função de deslocamentos no tempo e no espaço, é dada por:

$$R_h(\tau, \delta) = J_0(\omega_d \tau) \left[J_0\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \cos(2l\bar{\theta}) \right] \text{sinc}(l\Delta) + j2 \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \sin((2l+1)\bar{\theta}) \text{sinc}\left(l\Delta + \frac{\Delta}{2}\right), \quad (7)$$

onde: τ é o deslocamento no tempo e δ é o deslocamento no espaço, $J_l(\cdot)$ é a função de Bessel de primeira classe e i -

¹ O termo "radar" advém do fato que, no limite, quando o espalhamento angular pequeno assumido nesta abordagem se torna efetivamente nulo, tem-se o caso de uma fonte emissora pontual com linha de visada direta.

ésima ordem, $\omega_d=2\pi f_d$, $\bar{\theta}$ é o ângulo de chegada central, Δ é o espalhamento angular e $\text{sinc}(x)=\text{sin}(x)/x$. A função de

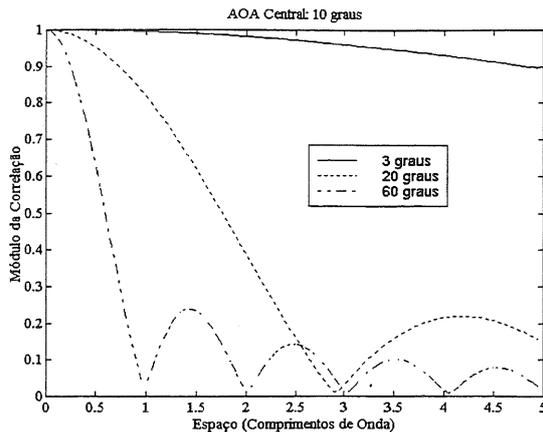


Figura 5. Avaliação da Função de autocorrelação espacial (magnitude da Eq. (6)) para diferentes valores do espalhamento angular Δ variando-se o deslocamento espacial δ em (6).

autocorrelação espaço-temporal em (7) é na verdade composta pelo produto de duas funções de autocorrelação associadas de maneira independente aos domínios do tempo e do espaço. O primeiro termo em (7) refere-se à função de autocorrelação temporal enquanto o segundo termo no produto se refere à função de autocorrelação espacial. A Fig. 5 mostra a função de autocorrelação espacial apenas (τ fixo em (7)) em função de δ/λ quando $\bar{\theta}=10^\circ$ para diferentes valores de espalhamento angular.

A Eq. (7) também nos permite exemplificar o conceito de distância de coerência introduzido anteriormente. Considerando o caso em que $\Delta=20^\circ$, a distância de coerência vale $2,86\lambda$, valor que é confirmado na Fig.5 através do primeiro mínimo da magnitude da função de autocorrelação correspondente. Exemplificamos ainda alguns casos ilustrativos do canal espaço-temporal modelado por (6) através das Figs. 5 a 7. Vamos assumir, por exemplo, uma taxa de símbolos de 24,3 Kbaud resultando em um intervalo de símbolo de cerca de 41 μ s. O ângulo de chegada central é $\bar{\theta}=45^\circ$. A Fig. 6 mostra uma realização da Eq.(6) quando $N=100$, $f_d=100$ Hz e $\Delta=1^\circ$. Nota-se a ocorrência de desvanecimento seletivo no tempo e plano no espaço. A Fig. 7 mostra o caso oposto, isto é, $f_d=1$ Hz e $\Delta=100^\circ$ quando então ocorre desvanecimento plano no tempo e seletivo no espaço. Finalmente a Fig. 8 ilustra o caso de desvanecimento seletivo nos dois domínios quando $f_d=100$ Hz e $\Delta=100^\circ$. Tanto na Fig. 7 como na Fig. 8, $N=100$, assim como nos demais resultados de simulação apresentados neste trabalho.

6. REVISÃO DE ANTENAS ADAPTATIVAS

Nesta Seção fazemos uma breve revisão da técnica de antenas adaptativas com vistas a aplicação da mesma na próxima Seção. A Fig. 9 mostra um arranjo de antenas adaptativas genérico onde a maior parte da notação é introduzida. As amostras espaciais tomadas pelo arranjo de antenas são combinadas para formar um único sinal de saída através de um vetor de pesos adaptativos. Tais pesos são

controlados por um algoritmo adaptativo no sentido de satisfazer um critério de desempenho. Algoritmos como o

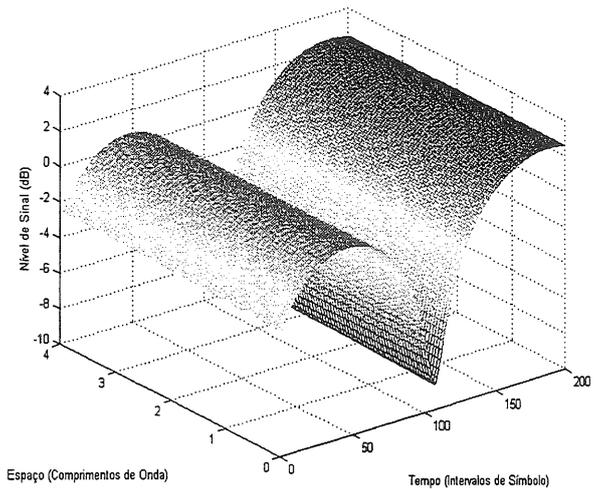


Figura 6. Realização de canal espaço-temporal (Eq.(6)) para $f_d=100$ Hz e $\Delta=1^\circ$. O intervalo de símbolo é $T_s = 41,6 \mu$ s.

LMS ("Least Mean Square") e RLS("Recursive Least Squares") [10] podem ser utilizados quando o critério é o de minimização do erro quadrático médio entre o sinal de saída do arranjo e um sinal desejado. O sinal desejado pode ser uma seqüência de treinamento periódica embutida no sinal transmitido ou as decisões tomadas sobre o sinal de saída do arranjo (modo de decisão-direta). Normalmente a seqüência de treinamento segue-se o modo de decisão-direta.

Neste trabalho como algoritmo adaptativo utilizaremos o algoritmo de inversão direta de matriz (DMI) [6] que implementa diretamente uma aproximação da solução ótima que minimiza o erro quadrático médio. Tal solução ótima é dada por [10]:

$$\mathbf{w}_{op}=\mathbf{R}^{-1}\mathbf{p}, \quad (8)$$

onde $\mathbf{R}=\mathbf{E}\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\}$, $\mathbf{p}=\mathbf{E}\{\mathbf{x}(n)d^*(n)\}$, $\mathbf{x}(n)=[x_1(n) \dots x_M(n)]^T$ é o vetor de amostras espaciais que são combinadas, $d(n)$ é o sinal desejado e H indica o operador Hermitiano. O algoritmo DMI faz uma implementação em tempo real de tal solução e é dado por:

$$\mathbf{w}(n)=\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n)\hat{\mathbf{p}}(n), \quad (9)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}(n)$ e $\hat{\mathbf{p}}(n)$ são estimativas das grandezas verdadeiras em (8) tomadas a partir de médias temporais:

$$\hat{\mathbf{R}}(n)=\mu\hat{\mathbf{R}}(n-1)+(1-\mu)\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H, \quad (10)$$

$$\hat{\mathbf{p}}(n)=\mu\hat{\mathbf{p}}(n-1)+(1-\mu)d^*(n)\mathbf{x}(n). \quad (11)$$

O fator $\mu<1$ controla o tamanho da janela temporal para a média resultando num compromisso entre a velocidade de adaptação e qualidade das estimativas.

7. APLICAÇÕES EM SISTEMA DE TELEFONIA CELULAR TDMA

Nesta Seção vamos verificar o impacto das diferentes abordagens para a modelagem do canal espaço-temporal

introduzidas na Seção 5, no desempenho de um sistema de comunicações móveis. Para tanto vamos considerar o

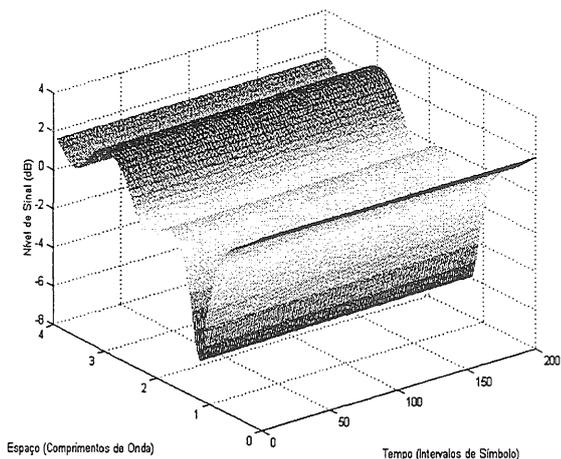


Figura 7. Realização de canal espaço-temporal (Eq.(6)) para $f_c=1$ Hz e $\Delta=100^\circ$. O intervalo de símbolo é $T_s = 41,6 \mu s$.

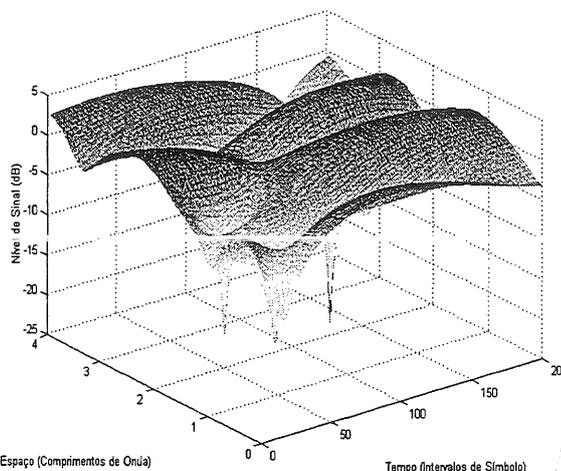


Figura 8. Realização de canal espaço-temporal (Eq.(6)) para $f_c=100$ Hz e $\Delta=100^\circ$. O intervalo de símbolo é $T_s = 41,6 \mu s$.

sistema IS-136 [11] operando com arranjos de antenas adaptativas na recepção. O sistema IS-136 utiliza múltiplo acesso TDMA e é de uso corrente no Brasil. A suposição de desvanecimento plano em frequência para este sistema é razoável na maior parte do tempo, já que os espalhamentos de atraso típicos encontrados nos canais rádio-móveis são bem menores que o intervalo de símbolo utilizado (cerca de $41\mu s$). Cada "time-slot" é composto de 162 símbolos com modulação $\pi/4$ -DQPSK, de forma que o tempo de um "time-slot" é de cerca de 6,7 ms. Para uma velocidade de 100 Km/h e portadora na faixa de 900 MHz, o tempo de coerência do canal fica em torno de 6 ms, de forma que o canal pode ser considerado como apresentando desvanecimento temporal rápido a nível de "time-slot". Isto requer que o algoritmo adaptativo que controla o arranjo de antenas rastreie o canal durante todo o "time-slot".

Para avaliar o impacto das diferentes abordagens de modelagem do canal espaço-temporal no desempenho do sistema IS-136, um simulador de antenas adaptativas para

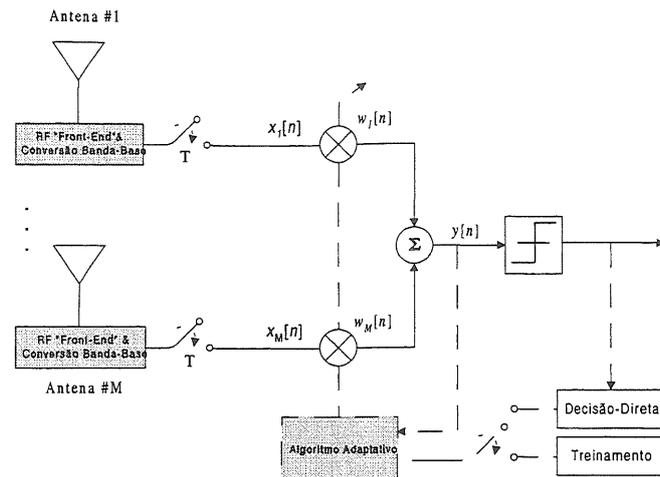


Figura 9. Arranjo de antenas adaptativas genérico.

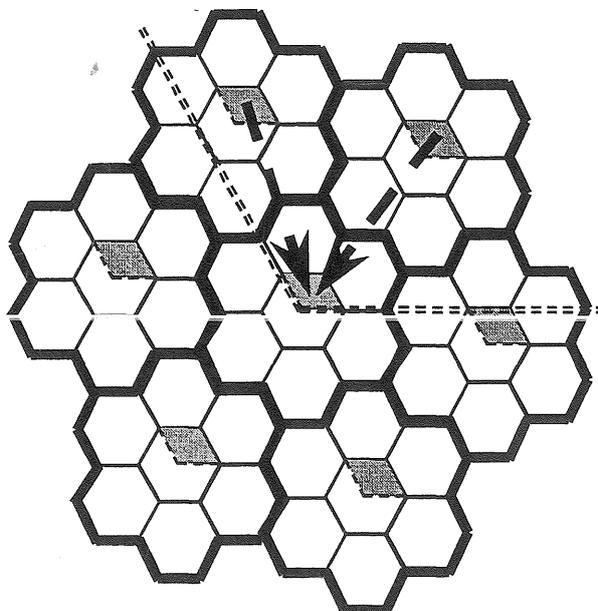


Figura 10. Rede celular com setorização de 120° e padrão de reuso de 7 células. Em destaque os setores co-canal relativos ao setor de interesse na célula central.

tal sistema foi confeccionado, como descrevemos resumidamente a seguir. Maior detalhamento de suas características pode ser encontrado em [12].

O sistema celular inclui múltiplas células organizadas de acordo com o padrão de reuso de frequência. Assim o simulador permite organizar as células em grupos de 7, 4, 3 ou 1 células por grupo de reuso. A Fig. 10 ilustra a arquitetura da rede celular simulada para o caso do padrão de reuso de 7 células. Nesta configuração, com setorização de 120° , existem 2 interferentes co-canal em relação à célula central. Da mesma forma, para um padrão de reuso de 3 células, assume-se que há 6 interferentes, com um padrão de reuso de 4 células há 5 interferentes e para reuso unitário há 18 interferentes. O sistema é simulado com carga plena continuamente. A posição dos usuários é uniformemente distribuída dentro dos setores e o ângulo de chegada central

dos mesmos é determinado a partir de suas posições. A relação sinal-interferência média percebida na estação base perda de percurso de 4 e um sombreamento log-normal com desvio padrão de 8 dB. A velocidade do usuário desejada é fixada em um dos valores seguintes: 10, 50 ou 100 Km/h. A velocidade dos interferentes é uniformemente distribuída na faixa [10,100] km/h. Relações sinal-ruído (representada pela relação de energia de bit por densidade espectral de ruído, E_b/N_0) foram testadas na faixa de 8 a 20 dB. Para cada "time-slot" transmitido, uma nova configuração de sistema é obtida.

O algoritmo adaptativo DMI que controla os pesos do arranjo de antenas é treinado durante os 14 primeiros símbolos do "time-slot", que são conhecidos no receptor, e depois passa para um modo de decisão-direta visando o rastreamento do canal. O fator μ em (10-11) foi fixado em 0,95 resultando em um bom compromisso entre velocidade de convergência e qualidade das estimativas.

As arquiteturas de antenas adaptativas utilizadas na recepção são as seguintes:

- 4 antenas com abordagem diversidade (sigla: DIV)
- 8 antenas com abordagem radar (sigla: RAD)
- 4 antenas com modelo em (6) (sigla: INT4)
- 8 antenas com modelo em (6) (sigla INT8)

A primeira arquitetura é obtida fazendo o espalhamento angular $\Delta=360^\circ$ em (6), enquanto que no segundo caso temos $\Delta=0^\circ$. Nos dois últimos casos testamos espalhamentos angulares mais realistas de 3° , 10° e 20° , sugeridos por alguns autores como representativos de ambientes macro-celulares [2,13]. O espaço total assumido para a montagem do arranjo de antenas é realisticamente assumido em 10 comprimentos de onda, donde se obtém o espaçamento entre as antenas. Os resultados de taxa de erro de bit (BER) para o usuário de interesse na célula central são médias obtidas pela transmissão de 1000 "time-slots" para cada um dos usuários ativos no sistema.

A Fig. 11 ilustra alguns resultados de BER em função da relação E_b/N_0 . As figuras mostram que as abordagens radar e diversidade produzem resultados que determinam limitantes superior e inferior para a BER respectivamente. Os resultados correspondentes ao modelo de (6) se situam numa posição intermediária em relação a tais limitantes. Fica claro que o espalhamento angular determina o quão próximo a BER ficará de um ou outro limitante. Claramente, um maior espalhamento angular permite melhor desempenho em termos de BER devido ao maior ganho de diversidade espacial.

8. CONCLUSÕES

Este artigo revisou as abordagens clássicas para a modelagem do canal espaço-temporal e apresentou um modelo que permite enquadrar estas abordagens como casos particulares. Verificamos que os resultados obtidos com as abordagens clássicas produzem resultados de taxa de erro que são limitantes superior ou inferior, sendo que os resultados obtidos com o modelo apresentado situam-se num nível intermediário.

Enquanto a suposição de sinais descorrelacionados nas antenas (abordagem diversidade) pode produzir resultados muito otimistas em termos de BER, a abordagem radar pode

da célula central é calculada com base em um expoente de produzir resultados muito pessimistas ou conservativos caso outras formas de diversidade não sejam providenciadas no sistema. Desta forma fica evidente a importância do uso de um modelo de canal espaço-temporal em aplicações de antenas adaptativas que simule níveis de correlação espacial em consonância com os parâmetros que os influenciam, especificamente, o espalhamento angular e o espaçamento entre as antenas.

Dado que o espalhamento angular é uma característica do ambiente de propagação (macrocélula, microcélula, picocélula, urbano, rural, etc.) e que este parâmetro influencia decisivamente no nível de correlação entre as antenas, e, finalmente, no desempenho de taxa de erro do sistema, fica clara a necessidade de que estudos sistemáticos sejam conduzidos caracterizando o espalhamento angular em diversos ambientes de propagação. Da mesma forma, a distribuição espacial dos usuários nas células deve ser bem caracterizada visto que influencia na determinação da função de autocorrelação espacial do canal.

AGRADECIMENTOS

*Gostaríamos de agradecer aos revisores anônimos pelas sugestões, especialmente por aquela que nos permitiu uma apresentação mais correta do Apêndice A. Gostaríamos de agradecer também ao CNPq pelo apoio financeiro.

APÊNDICE A – FUNÇÃO DE AUTOCORRELAÇÃO ESPAÇO-TEMPORAL

O ganho do canal espaço-temporal em um dado instante t e a uma dada distância d do ponto no espaço de referência de fase nula é dado por:

$$h(t, d) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j(\omega_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n + \beta d \sin(\theta_n))} \quad (\text{A.1})$$

onde $\beta=2\pi/\lambda$ e os demais termos já foram definidos. A função de autocorrelação espaço-temporal é definida como:

$$R_h(\tau, \delta) = E\{h(t, d)h^*(t+\tau, d+\delta)\}. \quad (\text{A.2})$$

Daí:

$$R_h(\tau, \delta) = E\left\{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \frac{1}{N} \exp j[\omega_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n + \beta d \sin(\theta_n) - \omega_d \cos(\phi_m)(t+\tau) - \Phi_m - \beta(d+\delta) \sin(\theta_m)]\right\} \quad (\text{A.3})$$

Para avaliar a esperança em (A.3) vale lembrar que ϕ_i é uma variável aleatória uniformemente distribuída em $[0, 2\pi)$ e θ_i é uma variável aleatória uniformemente distribuída em $[\bar{\theta} - \Delta/2, \bar{\theta} + \Delta/2]$ onde $\bar{\theta}$ é o ângulo de chegada central e Δ é o espalhamento angular. Além disso, todas as variáveis são consideradas estatisticamente independentes quando $m \neq n$. Nestas condições é possível mostrar que apenas os termos em que $m=n$ não se anulam em (A.3) resultando em:

$$R_h(\tau, \delta) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E\{\exp - j[\omega_d \cos(\phi_n)\tau + \beta \delta \sin(\theta_n)]\}. \quad (\text{A.4})$$

Aplicando o operador esperança tem-se:

$$\rho = E\{\exp - j[\omega_d \cos(\phi)\tau + \beta\delta\sin(\theta)]\} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-j\omega_d\tau \cos(\phi)} d\phi \right) \left(\frac{1}{\Delta} \int_{\bar{\theta}-\frac{\Delta}{2}}^{\bar{\theta}+\frac{\Delta}{2}} e^{-j\beta\delta\sin(\theta)} d\theta \right) \quad (\text{A.5})$$

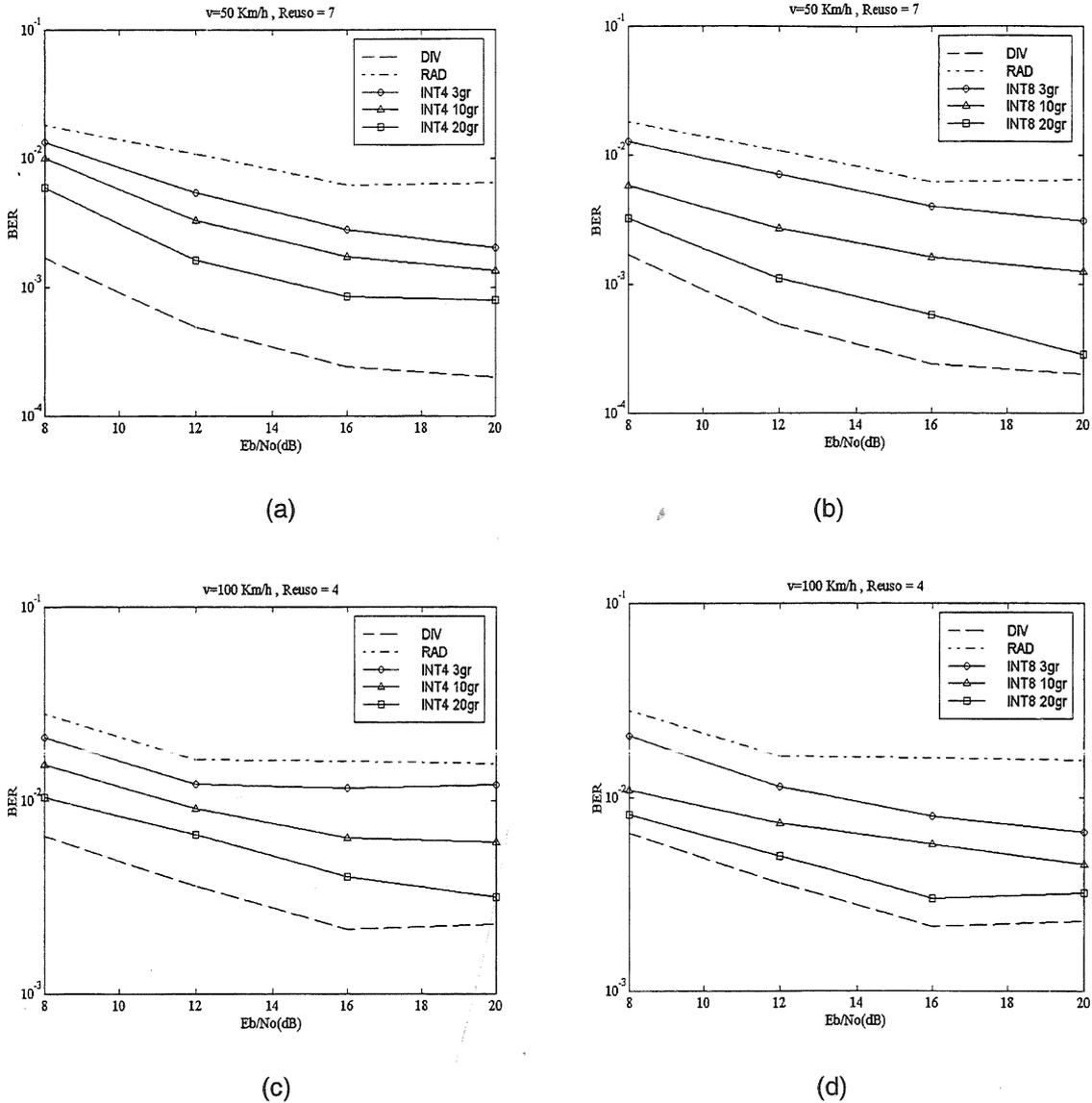


Figura 11. Taxa de Bits Errados (BER) em função da relação E_b/N_0 para diferentes pares velocidade do usuário desejado (v) e padrão de reuso, com $M=4$ e $M=8$ antenas. Abordagens testadas: diversidade (DIV), radar (RAD) e intermediária (INT4 e INT8), através da Eq.(6), com $\Delta = 3, 10$ ou 20 graus.

A primeira integral corresponde à definição da função de Bessel de primeira classe e ordem zero $J_0(\omega_d\tau)$ [14]. A segunda integral pode ser expandida como:

$$\frac{1}{\Delta} \int_{\bar{\theta}-\frac{\Delta}{2}}^{\bar{\theta}+\frac{\Delta}{2}} e^{-j\beta\delta\sin(\theta)} d\theta = \frac{1}{\Delta} \int_{\bar{\theta}-\frac{\Delta}{2}}^{\bar{\theta}+\frac{\Delta}{2}} \cos(\beta\delta\sin(\theta)) d\theta - j \frac{1}{\Delta} \int_{\bar{\theta}-\frac{\Delta}{2}}^{\bar{\theta}+\frac{\Delta}{2}} \sin(\beta\delta\sin(\theta)) d\theta \quad (\text{A.6})$$

Os integrandos podem ser expandidos nas seguintes séries [14]:

$$\cos(x\sin\theta) = J_0(x) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}(x) \cos(2l\theta) \quad (\text{A.7})$$

$$\sin(x\sin\theta) = 2 \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}(x) \sin((2l+1)\theta)$$

onde $J_i(\bullet)$ é a função de Bessel de primeira classe e i -ésima ordem. Com base nestas expansões em série podemos

determinar as integrais em (A.6) de forma que, após algumas manipulações, tem-se:

$$\rho = J_0(\omega_d \tau) \left\{ J_0\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \cos(2l\bar{\theta}) \operatorname{sinc}(l\Delta) + j2 \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \sin((2l+1)\bar{\theta}) \operatorname{sinc}(l\Delta + \Delta/2) \right\} \quad (\text{A.8})$$

onde $\operatorname{sinc}(x) = \sin(x)/x$. Portanto, retomando (A.4), concluímos:

$$R_n(\tau, \delta) = \frac{1}{N} N\rho = J_0(\omega_d \tau) \left\{ J_0\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \cos(2l\bar{\theta}) \operatorname{sinc}(l\Delta) + j2 \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \sin((2l+1)\bar{\theta}) \operatorname{sinc}\left(l\Delta + \frac{\Delta}{2}\right) \right\} \quad (\text{A.9})$$

Para a avaliação numérica de (A.9) é necessário considerar um número limitado de termos nos somatórios mas que sejam suficientes para uma boa aproximação.

REFERÊNCIAS

- [1] Yacoub, M.D.; *Foundations of Mobile Radio Engineering*; CRC Press, 1993.
- [2] Lee, W.C.Y.; *Mobile Communications Engineering*; McGraw-Hill, 1998
- [3] Parsons, D.; *The Mobile Radio Propagation Channel*; Pentech Press, 1992
- [4] Winters, J.H.; "Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference"; *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, v.2, n.4, 1984, pp.528-539
- [5] Winters, J.H.; Salz, J. & Gitlin, R.D.; "The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communication Systems"; *IEEE Trans. Comm.* v.42, n.2/3/4, 1994, pp.1740-1750
- [6] Winters, J.H.; "Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading"; *IEEE Trans. Vehic. Tech.* v.42, n.4, 1993, pp.377-384
- [7] Liberti, J.C. & Rappaport, T.S.; "Analytical Results for Capacity Improvements in CDMA"; *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, v.43, n.3, 1994, pp. 680-690.
- [8] Petrus, P.; *Novel Adaptive Array Algorithms and Their Impact on Cellular System Capacity*; Tese de Doutorado, Virginia Tech, EUA, 1997
- [9] Jakes, W.C. ; *Microwave Mobile Communications*; Wiley-Interscience, 1974.
- [10] Haykin, S.; *Adaptive Filter Theory*, 3ª Ed., Prentice-Hall, 1996.
- [11] TIA/EIA/Interim Standard IS-136.1 , *800 MHz TDMA Cellular Radio Interface, Mobile Station-Base Station Compatibility and Digital Control Channel*, 1994.
- [12] Cavalcanti, F.R.P. & Romano, J.M.T.; "Evaluation of Smart Antenna Techniques for Capacity Increase in IS-136 TDMA Cellular System", XVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Vitória-ES, 1999, pp. 345-350.

[13] Paulraj, A.J. & Papadias, C.B. ; "Space-Time Processing for Wireless Communications"; *IEEE Signal Proc. Magazine*, Novembro, 1997, pp.49-83.

[14] Spiegel, M.R.; *Manual de Fórmulas, Métodos e Tabelas Matemáticas*, Schaum, 1992.

Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti, nasceu em 1972 em Fortaleza. Obteve seu diploma de Graduação e de Mestrado em Engenharia Elétrica, ambos pela Universidade do Ceará (UFC). Em 1999, obteve o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), tendo realizado seu trabalho de pesquisa no Departamento de Comunicações dessa instituição. É atualmente Professor Associado na UFC e suas principais áreas de atuação dizem respeito aos sistemas de comunicações sem fio, processamento de sinais e à aplicação de técnicas adaptativas tais como antenas inteligentes, equalização autodidata e detecção multiusuário. Dr. Cavalcanti é membro da *IEEE Communications Society* e da Sociedade Brasileira de Telecomunicações.

João Marcos Travassos Romano nasceu no Rio de Janeiro em 1960. Obteve o diploma de graduação e o título de Mestre pela UNICAMP, ambos em Engenharia Elétrica, em 1981 e 1984 respectivamente. Recebeu o título de Doutor da Universidade de Paris-XI em 1987, na área de Processamento de Sinais e Automação. Desde 1988, é atualmente Professor Titular do Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (DECOM-FEEC) da UNICAMP. Sua atuação em ensino e pesquisa concentra-se nas áreas de processamento de sinais e telecomunicações, sendo o responsável pelo Laboratório de Processamento de Sinais para Comunicações Móveis (DSPCOM). É sócio fundador e atual Presidente da Sociedade Brasileira de Telecomunicações e membro do *IEEE (Signal Processing Society e Communications Society)*, e do *Signal Processing and Communications Electronic Technical Committee (IEEE - ComSoc)*. Foi coordenador técnico do XIII SBT em Águas de Lindóia e membro da comissão técnica de vários SBT, ITS e da Globecom'99.