

Análise de Modelos de Redes de Antenas Adaptativas para Sistemas WCDMA

Luiz H. S. Rosa e Silvio E. Barbin

Resumo—Este trabalho apresenta uma análise do desempenho de diversos modelos de redes de antenas adaptativas para WCDMA. A análise verifica o comportamento da capacidade do sistema de acordo com o número de elementos da rede de antenas e a quantidade de *fingers* do *Rake receiver*. São comparados os resultados de simulação obtidos com o uso de algoritmos baseados no canal piloto, cegos e semi-cegos. O estudo mostra também que o uso de uma rede linear de antenas pode resultar numa capacidade por setor maior que um arranjo circular.

Palavras-Chave—Redes de antenas adaptativas, antenas inteligentes, WCDMA, filtragem espacial.

Abstract—This paper presents a performance analysis of several adaptive array antennas for WCDMA. This analysis verifies the behavior of the system capacity according to the number of elements of the antenna array and the quantity of fingers in the Rake receiver. Simulation results for pilot based, blind and semi-blind algorithms are compared. The study also shows that linear antenna arrays can achieve a higher capacity per sector than circular arrays.

Index Terms—Adaptive array antennas, smart antennas, WCDMA, spatial filtering.

I. INTRODUÇÃO

Ao longo dos últimos anos vários modelos de redes de antenas adaptativas têm sido propostos com o objetivo de melhorar o desempenho e aumentar a capacidade dos sistemas de telefonia móvel celular [1], [2]. Recentemente alguns estudos se voltaram ao desenvolvimento de algoritmos adaptativos para o processamento temporal e espacial aplicáveis a sistemas de terceira geração como o WCDMA [3]-[6]. No entanto, a adoção de diferentes modelos de simulação, bem como o uso de distintas topologias de implementação dificultam a comparação das diversas soluções propostas.

Um dos objetivos básicos desse artigo é estabelecer um modelo uniforme de comparação desses vários algoritmos. Essa tarefa envolve, entre outros pontos, a implementação de um modelo eficiente do canal de transmissão. Muitos modelos geométrico-estatísticos já foram propostos, mas a pouca proximidade com medidas reais publicadas [7] tornam

seu uso questionável. A análise apresentada nesse estudo mostra que a combinação dos modelos propostos em [8] e [9] gera resultados muito próximos dos observados em ambientes urbanos [7].

O sistema de simulação desenvolvido a partir do modelo de canal e das especificações do sistema WCDMA é a base para a comparação de topologias de antenas inteligentes. A análise comparativa envolve basicamente três aspectos: o grau de filtragem espacial e temporal determinado pelo número de elementos da rede de antenas e quantidade de *fingers* do *Rake receiver*; o algoritmo adaptativo utilizado, totalmente baseado na seqüência piloto, cego ([3],[4] e [6]) ou semi-cego [5]; e o formato físico da rede de antenas (circular, linear, etc.).

A análise apresentada neste estudo abrange os três aspectos citados. Com relação aos algoritmos adaptativos, os resultados obtidos comparam o desempenho de sete alternativas selecionadas. O desempenho dos algoritmos é analisado para diversas combinações do número de elementos da rede de antenas e da quantidade de *fingers*. Essa análise é apresentada para diferentes cenários do canal de transmissão.

A Seção II deste artigo traz a formulação do problema, o modelo de canal adotado, bem como uma comparação de seu comportamento com medidas reais [7]. Uma descrição geral dos algoritmos analisados é apresentada na Seção III. A visão geral do sistema de simulação desenvolvido é mostrada na Seção IV e os resultados obtidos são apresentados na Seção V. Finalmente, a Seção VI traz as conclusões gerais sobre o trabalho.

II. CANAL DE TRANSMISSÃO

Um dos pontos principais a se notar nos efeitos do canal de transmissão é a dispersão temporal e angular causada pelos sinais de múltiplo percurso. Tais efeitos podem ser resumidos pela resposta de espalhamento temporal-angular do canal [7] por:

$$h(t, \theta, \varphi, \tau) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) \delta(\theta - \theta_l(t)) \delta(\varphi - \varphi_l(t)) \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (1)$$

onde:

- $\alpha_l(t)$ é a amplitude complexa do sinal de múltiplo percurso l
- $\theta_l(t)$ é o ângulo de azimute de chegada do sinal de múltiplo percurso l
- $\varphi_l(t)$ é o ângulo de elevação de chegada do sinal de múltiplo percurso l
- $\tau_l(t)$ é o atraso de cada múltiplo percurso l
- $L(t)$ é o total de sinais de múltiplo percurso

No caso de um sistema de recepção com uma rede de antenas, os sinais são afetados ainda pelo vetor de resposta da rede [10], [2], dado por:

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) [\exp(-jF_1) \exp(-jF_2) \dots \exp(-jF_N)]^T \quad (2)$$

sendo:

$f(\theta, \varphi)$ a função complexa do diagrama de irradiação dos elementos da rede de antenas

N número de elementos da rede de antenas

F_i o fator de rede para cada elemento i da rede de antenas, dado por:

$$F_i = \{[x_i \cos(\theta) + y_i \sin(\theta)] \sin(\varphi) + z_i \cos(\varphi)\} 2\pi/\lambda \quad (3)$$

com:

(x_i, y_i, z_i) coordenadas de cada elemento i da rede de antenas

λ comprimento de onda do sinal transmitido

Considerando os sinais recebidos em cada elemento i da rede de antenas, $y_i(t)$, agrupados em um vetor

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_N(t)]^T \quad (4)$$

é possível expressar o vetor recebido em função das definições anteriores e do sinal transmitido $v(t)$, por:

$$\mathbf{y}(t) = \iiint \mathbf{a}(\theta, \varphi) h(t, \theta, \varphi, \tau) v(t - \tau) d\tau d\theta d\varphi \quad (5)$$

Uma outra forma de expressar as dispersões temporal e angular do canal de transmissão, é através do espectro instantâneo de potência temporal-angular [11], [7] definido por:

$$P_l(\theta, \varphi, \tau) = \sum_{i=1}^L |\alpha_i|^2 \delta(\theta - \theta_i) \delta(\varphi - \varphi_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (6)$$

Considerando-se um modelo bidimensional no plano xy , sem perda de generalidade, pode-se definir o espectro de potência temporal-angular por [7]:

$$P(\theta, \tau) = E[P_l(\theta, \tau)] \quad (7)$$

A partir de (7) são definidos dois parâmetros que podem ser usados para validação de um modelo de canal através da comparação com medidas reais: o espectro de potência temporal (PDS) definido em (8) e o espectro angular de potência (PAS) dado em (9).

$$P_\tau(\tau) = \int P(\theta, \tau) d\theta \quad (8)$$

$$P_\theta(\theta) = \int P(\theta, \tau) d\tau \quad (9)$$

Conforme demonstrado em [7], é possível estabelecer uma relação entre os espectros de potência dados por (8) e (9) e as funções densidade de probabilidade do atraso e do ângulo de chegada:

$$P_\tau(\tau) \propto E[|\alpha|^2 |\tau|] f_\tau(\tau) \quad (10)$$

$$P_\theta(\theta) \propto E[|\alpha|^2 |\theta|] f_\theta(\theta) \quad (11)$$

onde:

$f_\tau(\tau)$ é função densidade de probabilidade marginal do atraso

$f_\theta(\theta)$ é função densidade de probabilidade marginal do ângulo de chegada

As relações dadas por (10) e (11) permitem uma comparação direta entre os resultados de medidas reais e o comportamento observado num modelo estatístico.

Com relação às medidas reais, constata-se que existe um número reduzido de publicações que apresentam o comportamento dos espectros angular e temporal de potência. Talvez os dados mais recentes e representativos de medições em ambientes urbanos, são aqueles apresentados em [7], frutos de campanhas realizadas nas cidades de Aarhus e Stockholm. O comportamento obtido nesse trabalho é usado como referência para a análise dos modelos de canais apresentada a seguir.

Um dos modelos geométrico-estatísticos mais conhecidos é o GBSBM, proposto por Petrus, Reed e Rappaport em [12]. Como premissa básica ele considera a existência dos elementos espalhadores restrita a um círculo de raio R ao redor da unidade móvel, tendo uma densidade de probabilidade uniforme nessa área. Através da função densidade de probabilidade marginal do ângulo de chegada dada em [12] e da simulação do modelo do canal, pode-se obter o comportamento do espectro angular de potência. Através desse cálculo, nota-se que espectro angular de potência gerado pelo modelo segue uma curva bastante diferente do formato de laplaciana ($\exp(-|\theta|)$) das medidas apresentadas em [7].

Ao contrário dos outros modelos geométrico-estatísticos, a proposta de [9] procura simular também o efeito da variação do canal com o movimento da unidade móvel. No entanto, a distribuição estatística dos espalhadores leva ao mesmo comportamento do espectro angular de potência obtido com o GBSBM.

A proposta de Ichitsubo, Tsunekawa e Ebine em [8] é justamente criar um modelo cujo comportamento da dispersão angular e temporal se aproxime do medido. Considerando também uma distribuição uniforme dos espalhadores, o modelo baseia-se nas características estatísticas da distribuição dos prédios para calcular a atenuação em cada múltiplo percurso l por:

$$\alpha_l = r^{-n} \Gamma(p_{ref}, \Gamma_{ref}) \alpha_{ep}(p_{rod}, \Gamma_p) G_{hb} \quad (12)$$

sendo:

n o fator de atenuação

r a distância total percorrida pelo sinal

Γ o coeficiente de reflexão composto

p_{ref} a probabilidade de um sinal refletido no prédio chegar à estação base

Γ_{ref} o fator de reflexão no prédio

α_{ep} o fator de atenuação no espaço entre os prédios

p_{rod} a probabilidade de o prédio estar disposto ao longo da rua

Γ_p o fator de reflexão do material dos prédios

G_{hb} o fator de atenuação resultante do efeito da altura da antena da estação base

Assim como demonstrado em [8], os resultados obtidos com esse modelo seguem o comportamento dos espectros

temporal e angular de potência medidos em *Tokyo*.

Neste artigo propõe-se uma combinação dos modelos descritos em [9] e [8]. O objetivo essencial é se valer das considerações para variação do canal de [9], mantendo as características dos espectros temporal e angular obtidos em [8]. Assim como [9], o modelo resultante considera os espalhadores dispostos em vários agrupamentos, distribuídos numa região circular em torno da unidade móvel. A atenuação de cada espalhador é calculada segundo (12). Na medida em que a unidade móvel se movimenta, o círculo de delimitação dos espalhadores se move junto, fazendo com que alguns agrupamentos não sejam mais considerados e alguns novos sejam incluídos.

Através de simulações, usando as relações (10) e (11) foi possível obter os espectros angular e temporal de potência. As simulações foram realizadas considerando as densidades de espalhadores e agrupamentos segundo o cenário *Macrocell Urban* descrito em [9]. O resultados obtidos são apresentados nas figuras 1 e 2, juntamente com as medidas publicadas em [7] (onde R é o raio que delimita a área dos espalhadores ao redor da unidade móvel e D é a distância entre a unidade móvel e a estação base).

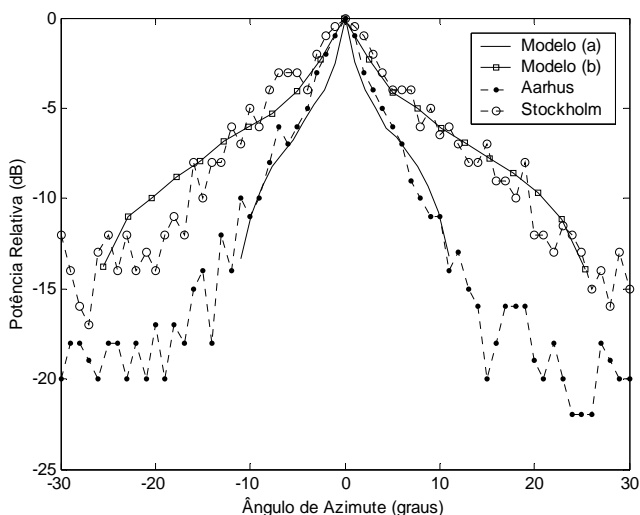


Fig. 1. Espectro angular de potência (PAS) para o modelo proposto com (a) $R=200m$, $D=1000m$, (b) $R=450m$, $D=1000m$ e segundo as medidas realizadas por Pedersen, Mogensen e Fleury em Aarhus e Stockholm.

Pode-se notar que o comportamento obtido com o modelo proposto se aproxima das medidas realizadas em Aarhus e Stockholm. A dificuldade em encontrar publicações com medidas análogas em outras cidades do mundo impede uma verificação mais abrangente da validade do modelo.

III. FILTRAGEM ESPACIAL E TEMPORAL

A existência de um canal piloto no WCDMA possibilita o uso de algoritmos adaptativos clássicos como o LMS, NLMS, RLS dentre outros [13] para um sistema de equalização espacial. O critério do mínimo erro médio quadrático pode ser usado para determinar os pesos ótimos que, aplicados aos canais piloto recebidos em cada elemento, geram a estimativa da seqüência conhecida. A combinação dos sinais em

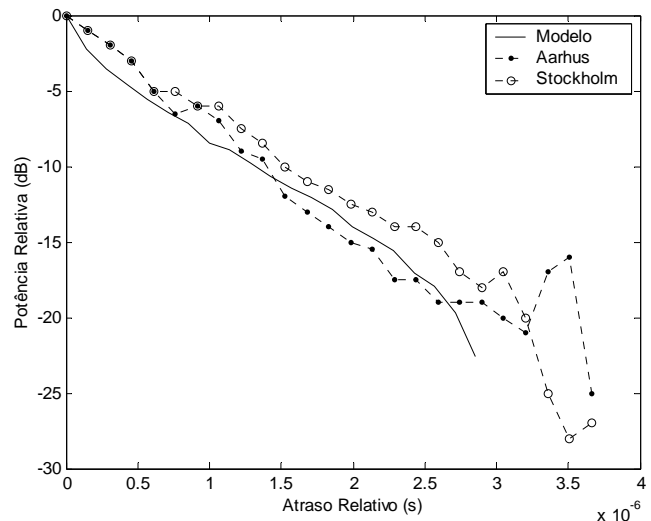


Fig. 2. Espectro temporal de potência (PDS) para o modelo proposto com $R=450m$, $D=1000m$ e segundo as medidas realizadas por Pedersen, Mogensen e Fleury em Aarhus e Stockholm.

diversidade espacial gera um efeito de formação de feixe que justifica a denominação do processo como filtragem espacial.

O uso de *Rake receivers* é um fator importante na melhoria do desempenho de sistemas CDMA. Isso se deve basicamente à capacidade que essa técnica tem de reduzir o desvanecimento causado pelos múltiplos percursos [3]. Combinado com a técnica de equalização espacial, o sistema resultante pode se valer simultaneamente dos benefícios gerados pelas diversidades temporal e espacial.

No arranjo bidimensional, o uso de algoritmos de combinação baseados no mínimo erro médio quadrático também é válido. A estimativa da seqüência transmitida é dada por:

$$\hat{x}[k] = \hat{w}^H \mathbf{x}[k], \quad \hat{w}, \mathbf{x}[k] \in C^{NM \times 1} \quad (13)$$

onde

$$\mathbf{x}[k] = [x_{1,1}[k] \quad \dots \quad x_{1,M}[k] \quad \dots \quad x_{N,M}[k]]^T \quad (14)$$

sendo:

- $x_{i,m}$ a seqüência recebida após o espalhamento reverso no *finger m* do elemento i da rede de antenas
- N o número de elementos da rede de antenas
- M o número de *fingers* do *Rake receiver* para cada elemento da rede de antenas
- \hat{w} o vetor de pesos ótimo estimado

Como a estimação do vetor de pesos ótimo depende exclusivamente do canal piloto, é interessante que esse canal tenha sempre um alto nível de potência na recepção. Nesse caso, o uso de um método que não dependa do canal piloto pode representar uma economia de potência no enlace reverso. Além disso, para os sistemas que não prevêem uma seqüência de treinamento, a estimação cega resulta numa maior eficiência espectral comparada aos métodos baseados no canal piloto.

O algoritmo cego publicado em [14] propõe o uso de

estatísticas de segunda ordem do sinal recebido para a estimativa do vetor de pesos ótimo. O vetor estimado pelo método maximiza o ganho na direção do sinal desejado. Considerando um sistema CDMA com um alto ganho de processamento, a solução obtida recai no critério de máxima relação sinal-ruído (MSNR), já que após o espalhamento os sinais interferentes têm o mesmo efeito de um ruído de banda larga.

Como demonstrado em [14], a solução ótima para o vetor de pesos é igual ao autovetor correspondente ao maior autovalor da matriz de autocovariância do sinal recebido. Um método iterativo para o cálculo do vetor de pesos é apresentado em [4] usando um multiplicador de Lagrange.

Uma outra abordagem para a equalização cega é feita em [3], tomando como critério o mínimo erro médio quadrático para o sinal antes do espalhamento reverso. A solução clássica de Wiener-Hopf nesse caso é dada por:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{r} \quad (15)$$

$$\text{com } \mathbf{R}_u = E\{\mathbf{u}[n]\mathbf{u}^H[n]\} \text{ e } \mathbf{r} = E\{\mathbf{u}[n]u[n]\} \quad (16)$$

sendo:

- \mathbf{u} o vetor das seqüências recebidas, antes do espalhamento reverso, definido como em (14)
- u a seqüência transmitida (após o espalhamento)

O ponto chave da proposta de [3] é que a estimativa do vetor \mathbf{r} dado por (16), $\hat{\mathbf{r}}$, pode ser calculada como o autovetor principal da matriz \mathbf{A} , definida como:

$$\mathbf{A} = \hat{\mathbf{R}}_u - \hat{\mathbf{R}}_x \quad (17)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}_u$ é calculada tomando a média em alguns chips da matriz de autocovariância instantânea do vetor dos sinais recebidos antes do espalhamento reverso. A estimativa de $\hat{\mathbf{R}}_x$ é feita de modo análogo para o vetor de sinais recebidos após o espalhamento reverso. Usando (15), a estimativa da solução ótima pode ser calculada por:

$$\hat{\mathbf{w}} = \hat{\mathbf{R}}_u^{-1} \hat{\mathbf{r}} \quad (18)$$

O fato de atuar em taxa de chip, além de envolver inversões de matrizes, torna o algoritmo proposto em [3] de alta complexidade computacional. A proposta de estimação cega de [6] busca justamente evitar essa complexidade. O princípio desse método é a maximização da relação sinal - interferência mais ruído (MSINR). A existência de vários fatores de espalhamento no WCDMA faz com que usuários com alta taxa de dados possam se tornar fortes sinais interferentes, justificando a adoção desse critério. Nesse caso, o vetor ótimo é dado pela relação abaixo, para o máximo autovalor λ_m :

$$\mathbf{R}_{des} \mathbf{w} = \lambda_m \mathbf{R}_{ind} \mathbf{w} \quad (19)$$

onde \mathbf{R}_{des} é a matriz de autocovariância da parte desejada do sinal recebido depois do espalhamento e \mathbf{R}_{ind} é matriz análoga para a parte indesejada do sinal. A solução dada em (19) não é suficiente para obter o vetor de pesos ótimo já que ambas as matrizes de autocovariância são desconhecidas. Conforme demonstrado em [6], é possível obter uma solução análoga a (19) em função das matrizes de autocovariância do vetor de sinais recebidos antes (\mathbf{R}_x) e depois do espalhamento

reverso (\mathbf{R}_x). A solução ótima é dada pelo máximo autovalor λ_m em:

$$\mathbf{R}_x \mathbf{w} = \lambda_m \mathbf{R}_u \mathbf{w} \quad (20)$$

Usando o método de multiplicador de Lagrange, é desenvolvido em [6] um algoritmo para o cálculo iterativo do vetor de pesos segundo (20). Tanto o método proposto em [6] como o em [3] utilizam matrizes de autocovariância dos sinais antes do espalhamento reverso, o que exige operações em taxa de chip, elevando a complexidade computacional. Já o método descrito em [5] utiliza somente os sinais após o espalhamento reverso, o que evita o problema citado. A grande diferença desse método é o fato de ser semi-cego, tendo sido desenvolvido como uma combinação da estimação cega com o uso do canal piloto.

Usando o critério de máxima relação sinal - interferência mais ruído, a análise feita em [5] fornece a seguinte solução:

$$\hat{\mathbf{w}} = \hat{\mathbf{R}}_i^{-1} \hat{\mathbf{h}} \quad (21)$$

$$\text{com: } \hat{\mathbf{R}}_i = \frac{1}{2} [\hat{\mathbf{R}}_p + \hat{\mathbf{R}}_x - (1 + a^2) \hat{\mathbf{h}} \hat{\mathbf{h}}^H] \quad (22)$$

$$\text{e: } \hat{\mathbf{R}}_p = \frac{1}{J} \sum_{k=0}^{J-1} \mathbf{p}[k] \mathbf{p}^H[k] \quad (23)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{J} \sum_{k=0}^{J-1} \mathbf{x}[k] \mathbf{x}^H[k] \quad (24)$$

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{aJ} \sum_{k=0}^{J-1} \mathbf{p}[k] p^*[k] \quad (25)$$

onde $p[k]$ é a seqüência conhecida do canal piloto, $\mathbf{p}[k]$ é o vetor do canal piloto recebido após o espalhamento reverso, a é o módulo da amplitude dos símbolos do canal piloto e J é um número adequado de símbolos segundo o qual é feita a média em questão.

As publicações dos métodos citados ([4], [3], [6] e [5]) trazem alguns resultados de desempenho. No entanto, a diferença dos modelos de simulação e cenários utilizados dificulta a análise comparativa desses algoritmos.

IV. SISTEMA DE SIMULAÇÃO

O simulador do canal de transmissão foi desenvolvido seguindo o modelo proposto na Seção II. O resultado básico obtido é a resposta de espalhamento temporal angular do canal, como descrito em (1). Nas simulações efetuadas, o canal é gerado a cada *slot* de tempo do WCDMA (667 μ s).

O sistema também gera a cada *slot* as seqüências piloto e de dados do DPDCH. Conforme especificado em [15], as duas seqüências passam pelo código de canalização, são agrupadas em quadratura e finalmente espalhadas pelo código longo. A seqüência resultante passa pela formatação de pulso e pelo filtro de canal, gerando o sinal recebido em cada elemento da antena. Esse sinal é recebido pelo *Rake receiver* de cada elemento, que estima os atrasos de cada *finger*. As $N \times M$ seqüências resultantes passam pelo espalhamento reverso e são finalmente combinadas pelo algoritmo adaptativo.

O processo descrito é feito para cada unidade móvel e as seqüências obtidas são somadas, gerando o efeito da interferência de múltiplos usuários no sinal recebido.

V. RESULTADOS

Foram realizadas simulações considerando sete modelos de filtragem espaço-temporal. No primeiro grupo de modelos estão os métodos baseados no canal piloto. Nesse caso considerou-se o uso do algoritmo RLS com três topologias: filtragem somente temporal, filtragem somente espacial e filtragem espaço-temporal. Esses modelos são denominados neste artigo de “1D temporal”, “1D espacial” e “2D RLS”, respectivamente.

No grupo dos métodos de estimação cega, considerou-se os algoritmos descritos na Seção IV, dados por [4], [6] e [3]. Eles são aqui chamados de “MSNR”, “MSINR” e “MMSE Liu”, respectivamente. O último tipo analisado é o algoritmo semi-cego dado em [5], denominado aqui de “PCAT Choi”.

Os cenários analisados consideram as unidades móveis interferentes uniformemente espalhadas num setor de 120 graus. Foi feita uma análise de Monte Carlo considerando a posição da unidade móvel também com uma probabilidade uniforme nesse setor. Com relação ao perfil de tráfego e serviços, utilizou-se a definição dada em [16] para o cenário de dados. Nesse caso, considerou-se a unidade móvel com um serviço de voz e as outras unidades móveis com serviços de dados segundo a seguinte distribuição: 50% com um fator de espalhamento de 128, 30% com um fator de espalhamento igual a 32 e os restantes com um fator igual a 8. Com relação à rede de antenas, considerou-se inicialmente uma rede linear de 8 elementos com espaçamento de meio comprimento de onda. Em todas as simulações foi adicionado ao sinal recebido em cada elemento um ruído branco gaussiano com um nível de potência 9dB acima da potência do sinal recebido.

A figura 3 mostra os resultados obtidos para o cenário de dados de acordo com o número de *fingers* do *Rake receiver*. Nesse gráfico, a capacidade máxima do setor é definida como o número necessário de unidades móveis interferentes para gerar uma taxa de erro de bit de 10^{-2} na seqüência antes do codificador convolucional. Como citado em [17], o limite aceitável da FER (*Frame Error Rate*) pode ser considerado

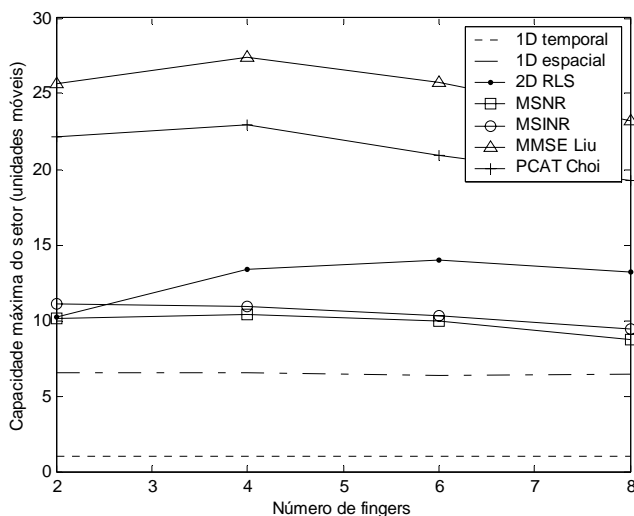


Fig. 3. Capacidade máxima do setor em função do número de *fingers* para um limiar de BER igual a $2 \cdot 10^{-2}$.

como 1%, o que implica numa BER igual a 8×10^{-5} , adotando-se um quadro de 122 bits (12,2kbts/s). Através dos resultados apresentados em [18], conclui-se que o uso do codificador convolucional de taxa $\frac{1}{2}$ e comprimento $K=9$ adotado no WCDMA permitiria uma BER de 2×10^{-2} no sinal antes do codificador para atender a FER especificada. Isso justifica o limiar de BER adotado para o cálculo da capacidade neste artigo.

Através da figura 3, conclui-se que o uso de um número de *fingers* maior que 4 acaba reduzindo a capacidade do setor para quase todos os algoritmos. Isso se deve provavelmente ao maior tempo de convergência dado o aumento da dimensão do vetor de pesos. Por tal motivo, considerou-se um número de *fingers* igual a 4 nas outras simulações.

A capacidade obtida com cada modelo, adotando-se diversos limiares de BER, é apresentada na figura 4 para o cenário de dados. Nota-se que o algoritmo “MMSE Liu” permite a maior capacidade do setor para quase todos os limiares de BER. O método semi-cego apresenta um resultado muito próximo, enquanto os outros métodos cegos não superam o resultado obtido com o RLS bidimensional.

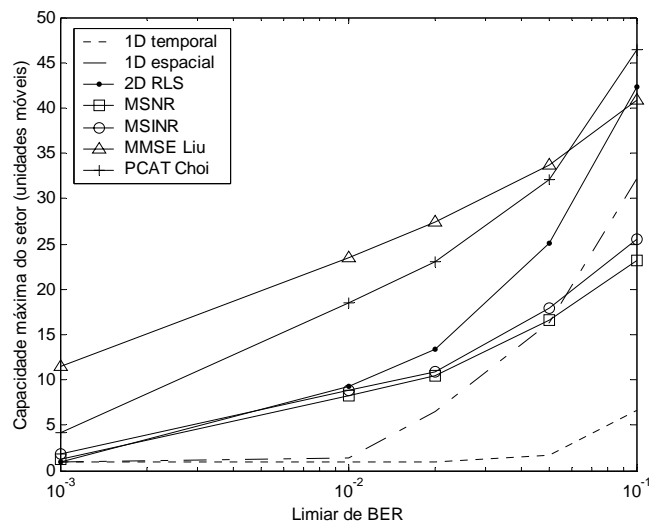


Fig. 4. Capacidade do setor em função do limiar de BER adotado para um sistema com 4 *fingers*.

A figura 5 mostra a variação da capacidade máxima para um limiar de BER de $2 \cdot 10^{-2}$, em função do número de elementos da rede de antenas para o cenário de dados. Em qualquer situação, o método “MMSE Liu” possibilita a maior capacidade, tendo o “PCAT Liui” um comportamento muito próximo. Esses dois modelos também têm o maior ganho em capacidade com a adição de elementos na rede de antenas. Partindo-se de uma rede de 2 elementos, o ganho médio para esses métodos chega a 36% da capacidade inicial, a cada elemento adicionado.

O resultado obtido com uma rede de antenas circular de oito elementos uniformemente espaçados de meio comprimento de onda é apresentado na figura 6. Nota-se que para os três algoritmos de melhor desempenho, a capacidade obtida com a rede circular é sempre menor que aquela obtida com a rede linear. Um dos possíveis motivos disso é o fato da

rede circular possibilitar uma menor resolução do lóbulo principal no setor de 120 graus.

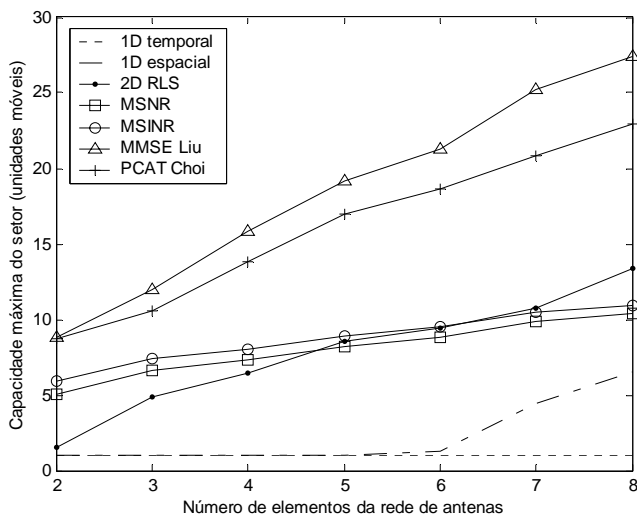


Fig. 5. Capacidade máxima do setor em função do número de elementos da rede de antenas linear

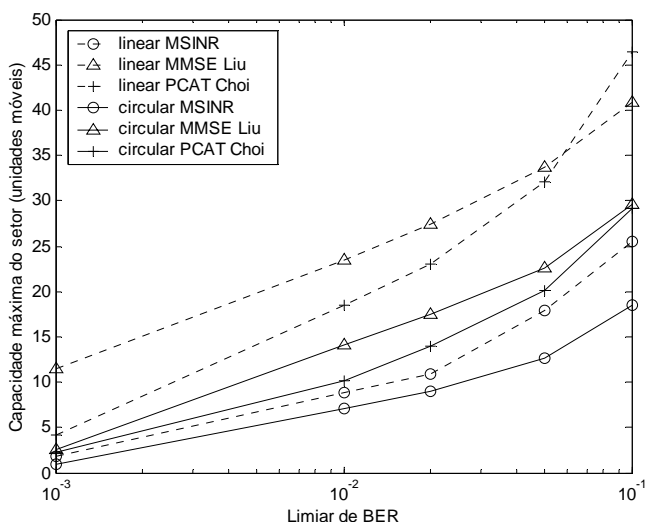


Fig. 6. Comparativo entre a capacidade máxima obtida com uma rede de antenas linear e uma rede circular, de acordo com o limiar de BER adotado

VI. CONCLUSÕES

O modelo de canal de transmissão apresentado, bem como a implementação de um sistema de simulação permitiram a comparação de vários modelos de antenas adaptativas para WCDMA. Os resultados obtidos mostram que o algoritmo cego proposto em [3], assim como o método semi-cego apresentado em [5], proporcionam um maior aumento da capacidade do sistema dentre os modelos de filtragem espaço-temporal analisados. Com relação à dimensão temporal, observou-se que um número de *fingers* maior que 4 não é recomendável para os sistemas estudados.

Numa rede de antenas linear, o aumento de capacidade obtido com os métodos apresentados em [3] e [5] é

praticamente proporcional ao número de elementos. A comparação com uma rede de antenas circular mostra que a rede linear resulta numa maior capacidade do sistema para um setor de 120 graus.

REFERÊNCIAS

- [1] G. V. Tsoulos, "Adaptive Antennas for Wireless Communications", New Jersey: IEEE Press, 2001.
- [2] P. H. Lehne e M. Pettersen, "An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems", *IEEE Communications Surveys*, v. 2, n. 4, Outubro 1999.
- [3] H. Liu, M. D. Zoltowski, "Blind Equalization in Antenna Array CDMA Systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, pp. 161-172, Janeiro 1997.
- [4] S. Choi e D. Shim, "A Novel Adaptive Beamforming Algorithm for a Smart Antenna System in a CDMA Mobile Communication Environment", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 49, n. 5, Setembro 2000.
- [5] J. Choi, "Pilot Channel-Aided Techniques to Compute the Beamforming Vector for CDMA Systems with Antenna Array", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 49, n. 5, Setembro 2000.
- [6] S. Choi et al., "A Novel Adaptive Beamforming Algorithm for Antenna Array CDMA Systems with Strong Interferers", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 51, n. 5, Setembro 2002.
- [7] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen e B. H. Fleury, "A Stochastic Model of the Temporal and Azimuthal Dispersion Seen at the Base Station in Outdoor Propagation Environments", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 49, pp.437-447, Março 2000.
- [8] S. Ichitsubo, K. Tsunekawa e Y. Ebine, "Multipath Propagation Model of Spatio-Temporal Dispersion Observed at Base Station in Urban Areas", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 20, n. 6, pp.1204-1210, Agosto 2002.
- [9] R. J. Piechocki, J. P. McGeehan e G. V. Tsoulos, "A new stochastic spatio-temporal propagation model (SSTPM) for mobile communications with antenna arrays", *IEEE Transactions on Communications*, v. 49, n. 5, pp.855-862, Maio 2001.
- [10] R. B. Ertel et al., "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems", *IEEE Personal Communications*, n. 1, pp.10-22, Fevereiro 1998.
- [11] J. G. Proakis, "Digital Communications", 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [12] P. Petrus, J. H. Reed e T. S. Rappaport, "Geometrically Based Statistical Model for Macrocellular Mobile Environments", *Global Telecommunications Conference*, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications: The Key to Global Prosperity', pp.1197-1201.
- [13] S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", New Jersey: Prentice Hall, 1991
- [14] S. Choi e D. Yun, "Design of adaptive antenna array for tracking the source of maximum power and its applications to CDMA mobile communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 1393-1404, Setembro 1997.
- [15] 3rd Generation Partnership Project. Technical Specification Group Radio Access Network; Spreading and Modulation (FDD) (Release 5), 3GPP TS 25.213 V5.2.0 (2002-09), 2002.
- [16] B. Goransson, B. Hagerman e J. Barta, "Adaptive Antennas in WCDMA Systems – Link Level Simulation Results Based on Typical User Scenarios", *Vehicular Technology Conference*, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. pp.157-164.
- [17] H. Holma e A. Toskala, "WCDMA for UMTS – Radio Access for Third Generation Mobile Communications", New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [18] D. J. Wyk, I. J. Oppermann e L. P. Linde, "Performance Tradeoff Among Spreading, Coding and Multiple-Antenna Transmit Diversity for High Capacity Space-Time Coded DS/CDMA", *Proceeding of Conference on Military Communications, MILCOM 1999*, v.1, pp.393-397, Setembro 1999.