

# Medidas do espectro espacial-temporal em ambientes fechados na faixa de 1,8 GHz

Maurício Henrique Costa Dias<sup>1</sup> e Gláucio Lima Siqueira<sup>2</sup>

**Resumo**—Este trabalho apresenta os resultados de medidas conjuntas de AOA e TDOA, usando um arranjo linear uniforme de 16 antenas e uma sonda de canal de propagação banda-larga. A frequência do experimento foi 1,8 GHz, com largura de faixa de 200 MHz. As medidas foram tomadas em ambientes fechados, sob condição de visibilidade. Algoritmos de estimação espectral espacial como a conformação de feixe e o MUSIC foram aplicados. Apesar de desconsiderar o efeito de acoplamento mútuo entre as antenas, as medidas mostraram boa concordância com valores teóricos esperados, validando a técnica adotada.

**Palavras-Chave**—Sondagem de canal banda-larga, ângulo-de-chegada, estimação espectral, arranjo linear uniforme.

**Abstract**—This work reports the results of indoor joint AOA-TDOA measurements, using a uniform linear array of 16 antennas and a wideband propagation channel sounder. The survey has been carried out indoors, under line-of-sight, in 1.8 GHz, with a 200 MHz bandwidth. Spatial spectral estimation algorithms such as beamforming and MUSIC have been applied. Despite disregarding the known mutual coupling effect, the estimated results were in fair agreement with theoretical expected values, validating the adopted approach.

**Index Terms**—Wideband propagation channel sounding, angle-of-arrival, spectral estimation, uniform linear array.

## I. INTRODUÇÃO

O cenário atual de telecomunicações móveis indica um uso cada vez mais intenso em ambientes fechados. Em telefonia celular, por exemplo, o planejamento pico-celular é bastante adotado para garantir cobertura em locais como *shopping-centers*, prédios de escritórios, saguões de aeroportos, entre outras áreas de grande demanda por aquele tipo de serviço. Outra aplicação que comprova a tendência em questão é a de redes locais sem fio (WLAN). A consolidação dos padrões de WLAN IEEE 802.11, IEEE 802.16 e HiperLAN2 levou ao surgimento de um novo foco de alta demanda por comunicações sem fio.

Garantir as altas taxas de transmissão de dados oferecidas aos usuários dos sistemas de comunicações atuais e futuros é um grande desafio tecnológico. Em outras palavras, oferecer

efetivamente em ambientes internos a qualidade de serviço (QoS) vendida aos usuários de sistemas de comunicações móveis banda-larga é uma tarefa complicada. O problema reside no comportamento aleatório do canal de propagação, em especial quanto aos fenômenos de desvanecimento por multipercursos e de espalhamento Doppler [1].

Dentre as diversas técnicas de mitigação disponíveis ou em estudo para combater os efeitos previamente mencionados de desvanecimento destaca-se o emprego de diversidade múltipla espacial. Mais especificamente, o uso de antenas inteligentes (compostas por arranjos de antenas) e a concepção de sistemas MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*) são soluções que vêm recebendo grande atenção por parte de pesquisadores do mundo inteiro, pois apresentam grande potencial de incremento da eficiência espectral [2]-[3]. Neste contexto, percebe-se que o conhecimento sobre a resposta de canal no domínio espacial torna-se necessário. De fato, as técnicas de mitigação em questão incorporam métodos de estimação do espectro espacial-temporal, ou seja, da distribuição conjunta de ângulos-de-chegada (AOA) e de tempos de retardo de chegada (TDOA) do sinal recebido.

Diante da relevância em se conhecer métodos eficientes de estimação espectral espacial-temporal para melhoria de desempenho dos sistemas de comunicações móveis atuais e da próxima geração, o presente trabalho relata resultados experimentais da implementação de uma das técnicas disponíveis para o tipo de estimação em tela. Utilizando uma sonda de canal de propagação banda-larga apropriada para sondagens em ambientes fechados e um arranjo linear uniforme, foram realizadas sondagens do espectro conjunto espacial-temporal na faixa de frequências dos sistemas celulares 2,5G e 3G (1,8 MHz), em alguns corredores dentro de prédios da PUC-Rio. Este trabalho veio a complementar análise prévia similar com os mesmos objetivos [4], na qual um arranjo de antenas por abertura sintética era utilizado em vez de um arranjo “real” de antenas.

Este trabalho foi dividido como segue. A seção II apresenta uma breve descrição sobre alguns métodos clássicos de estimação de AOA, baseados no uso de arranjos de antenas. O experimento realizado para testar uma das técnicas disponíveis na literatura para estimação do espectro espacial-temporal é descrito na seção seguinte, detalhando a sonda utilizada, os cenários de teste e a rotina de processamento dos dados. Na seção IV, os resultados são analisados com o objetivo de validar a técnica de sondagem, o que é feito por comparação com estimativas teóricas de AOA e TDOA esperados para os cenários de teste. Por fim, alguns comentários finais sobre o trabalho são discutidos na seção V.

<sup>1</sup> Seção de Engenharia Elétrica, Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, Brasil, e-mail: mhcdias@ime.eb.br

<sup>2</sup> Centro de Estudos em Telecomunicações, Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, e-mail: gláucio@cetuc.puc-rio.br

## II. MÉTODOS CLÁSSICOS DE ESTIMAÇÃO DE AOA

De modo geral, as técnicas de sondagem espacial-temporal do canal de propagação consistem na implementação de alguma técnica de sondagem temporal (canal banda-larga), que é executada para os  $m$  sensores (antenas) de um arranjo. De posse das  $m$  respostas ao impulso do canal de propagação, admitindo-se descorrelação entre os domínios espacial e temporal, é possível estimar-se o espectro espacial (AOA) para cada componente de retardo do domínio temporal (TDOA) [5].

Os métodos clássicos de estimação de AOA são baseados no chamado “modelo de arranjo”, que pode ser resumidamente enunciado como se segue [6]. Tomando a Fig. 1 como modelo, se um sinal  $s(t)$  incide sobre um arranjo linear uniforme (ULA) de  $m$  antenas, obtém-se um vetor  $\mathbf{y}(t)$  composto pelos  $m$  sinais recebidos, tal que:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{a}(\theta) \cdot s(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) \cdots y_m(t)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t) \cdots n_m(t)]^T \quad (3)$$

onde o símbolo  $\{\cdot\}^T$  representa uma operação de transposição vetorial,  $y_i(t)$  é o sinal na  $i$ -ésima antena, e  $n_i(t)$  é o ruído na  $i$ -ésima antena, normalmente considerado como branco gaussiano. O vetor  $\mathbf{a}(\theta)$  é designado freqüentemente como “vetor diretor” (*steering vector*), que assumindo-se condição de campo distante é dado por:

$$\mathbf{a}(\theta) = [1 \exp(-j\omega_c \tau_2) \cdots \exp(-j\omega_c \tau_m)]^T \quad (4)$$

$$\tau_k = (k-1) \frac{d \cdot \sin(\theta)}{v} \quad (5)$$

onde  $\tau_k$  é o retardo de tempo de chegada (TDOA) entre a  $k$ -ésima antena e a primeira, e  $v$  é a velocidade de fase do sinal incidente. Como se pode observar em (4) e (5), é o vetor diretor que contém a informação espacial desejada (AOA). A forma de extração dessa informação depende da formulação específica de cada método de estimação. Para exemplificar, tomamos dois métodos clássicos: a conformação de feixe (*beamforming*); e o MUSIC.

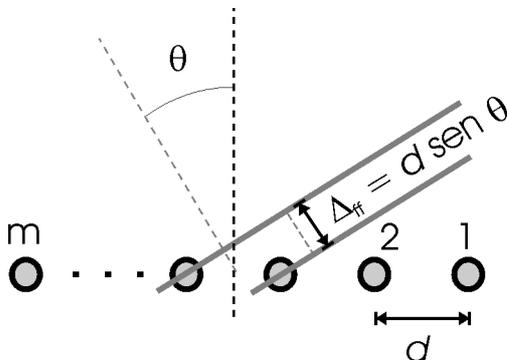


Fig. 1. Sinal incidente em arranjo ULA em condição de campo distante.

O método de estimação de AOA por conformação de feixe pode ser entendido através da analogia com um banco de  $m$  filtros (um para cada antena). Os pesos dos filtros são

calculados de acordo com um critério de otimização que maximiza apenas uma direção específica, enquanto minimiza igualmente todas as demais direções de chegada [6]. Varrendo-se todos os ângulos do espectro espacial com este critério, obtém-se uma estimativa espectral dada por:

$$P(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \cdot \hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{a}(\theta) \quad (6)$$

onde o símbolo  $\{\cdot\}^H$  representa uma operação de transposição vetorial com conjugação complexa, e  $\hat{\mathbf{R}}$  é uma estimativa da matriz de covariância do sinal  $\mathbf{R}$ , normalmente calculada por:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \mathbf{y}(t) \mathbf{y}^H(t) \quad (7)$$

onde  $N$  é o número de amostras temporais (*snapshots*) do sinal disponível.

Embora a estimação por conformação de feixe seja a mais simples, de modo geral ela é também a menos precisa. De fato, este método faz parte do rol dos chamados “métodos não paramétricos”, que não assumem qualquer informação *a priori* sobre o sinal em questão. Há uma outra série de algoritmos que assumem hipóteses sobre o sinal, chamados de “métodos paramétricos”, que costumam apresentar desempenhos superiores aos “não paramétricos” quando as premissas efetivamente correspondem à realidade testada. Os métodos MUSIC e ESPRIT são exemplos deste tipo de abordagem [6].

O método MUSIC, em sua forma padrão, se baseia na ortogonalidade entre o subespaço correspondente ao sinal propriamente dito e o subespaço correspondente ao ruído [7]. A partir das amostras disponíveis do sinal, inicialmente estima-se o subespaço de ruído, o que pode ser feito seja por autodecomposição, seja por decomposição por valor singular (SVD) da estimativa da matriz de covariância do sinal. A partir daí, realiza-se uma busca por certas direções de chegada, procurando vetores diretores que sejam o mais ortogonais ao subespaço de ruído possível. Mais especificamente, se  $\mathbf{R}$  é a matriz de covariância do sinal, ela pode ser autodecomposta de modo que:

$$\mathbf{R} = [\mathbf{S} \quad \mathbf{G}] \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}^H \\ \mathbf{G}^H \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{s}_n] \quad (m \times n) \quad (9)$$

$$\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{g}_{m-n}] \quad (m \times (m-n))$$

onde  $\lambda_i$  é um autovalor de  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{s}_i$  é um vetor  $m \times 1$  representando o subespaço de sinal, e  $\mathbf{g}_i$  é um vetor  $m \times 1$  representando o subespaço de ruído, sendo ambos subespaços ortogonais entre si. Com base nessa ortogonalidade, os AOAs podem ser interpretados como os pontos onde ocorrem os  $n$  picos mais agudos da seguinte função:

$$P(\theta) = \{ \mathbf{a}^H(\theta) \cdot \hat{\mathbf{G}} \cdot \hat{\mathbf{G}}^H \cdot \mathbf{a}(\theta) \}^{-1} \quad (10)$$

onde  $\hat{\mathbf{G}}$  é uma estimativa da matriz do subespaço de ruído  $\mathbf{G}$ . Apesar da função  $P(\theta)$  não ser um espectro espacial propriamente dito, ela costuma ser referenciada como “pseudo-espectro” [6].

Apesar do MUSIC e outros métodos paramétricos apresentarem desempenho superior ao de métodos não-paramétricos, observa-se que eles assumem como conhecido o número de AOA's ( $n$ ). Via de regra, conhecer esse número corresponde, na prática, a mais um problema de estimação.

### III. DESCRIÇÃO DO EXPERIMENTO

#### A. Sonda utilizada

A sonda de canal banda-larga montada e testada em [8] foi utilizada como base para a implementação da sondagem conjunta espacial temporal. Em [4], aquela mesma sonda já havia servido de base para o mesmo objetivo, utilizando o conceito de arranjo por abertura sintética, ou seja, operando apenas com uma única antena. A configuração básica daquela sonda incluía o uso de: um analisador de rede HP8714ET; amplificadores de baixo-ruído; e um computador equipado com um cartão GPIB para controle e aquisição de dados. Para o trabalho em questão, como as distâncias de teste previstas eram relativamente curtas ( $< 50$  m), optou-se pelo uso de um cabo coaxial como elemento de sincronização entre as portas de transmissão e recepção do analisador de rede. A Fig. 2 ilustra o aparato utilizado, que incorporou ainda um arranjo linear uniforme com 16 antenas “reais” monopolo de  $\frac{1}{4}$  de onda sobre uma base metálica (terra), com separação de 5 cm entre cada par de antenas. Como o aparato de recepção continuava sendo único, seu uso precisou ser compartilhado no tempo como em [9]-[10]. Para tal, utilizaram-se comutadores temporais (*switches*) controláveis por computador, para a faixa de frequências desejada. Neste trabalho, optou-se por não realizar nenhum tipo de calibração compensatória do efeito de acoplamento mútuo entre as antenas, por simplicidade e para avaliar a robustez da técnica.

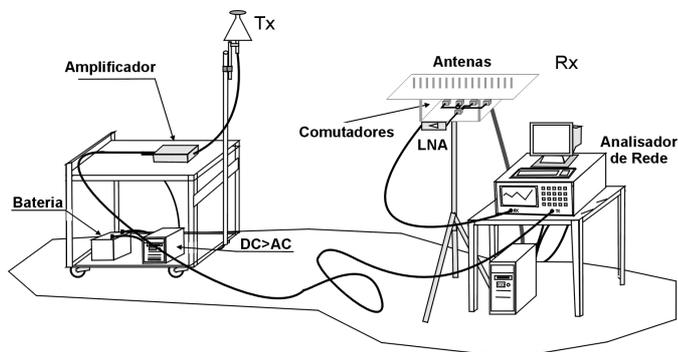


Fig. 2. Ilustração da sonda espacial-temporal utilizada.

#### B. Cenários de teste

As sondagens foram realizadas em dois locais de teste: o corredor principal do CETUC; e o corredor do 4º andar do edifício Leme, ambos na PUC-Rio. Ou seja, em dois

ambientes que apresentavam condição de visibilidade entre a antena transmissora e o arranjo de antenas na recepção.

No CETUC foram escolhidos 5 pontos ao longo de um corredor de cerca de 40 m de extensão. O bloco de recepção ficou postado a 2 m do acesso de entrada ao corredor, como indicado na Fig. 3. Ao longo do corredor, o afastamento entre o receptor e o transmissor foi de: 3 m; 8,9 m; 19 m; 24,9 m; e 36 m.

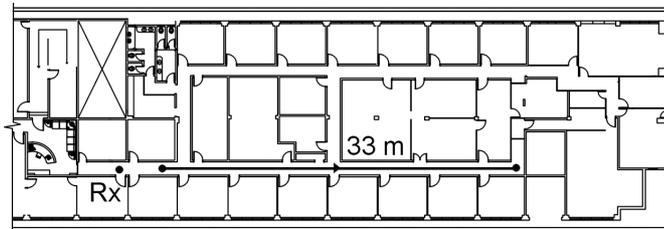


Fig. 3. Planta do corredor no CETUC, indicando a rota de sondagem.

Já no edifício Leme, 10 pontos foram escolhidos, com espaçamento uniforme e igual a 5 m entre os pontos de medida. O receptor estava a 10 m da porta de entrada do departamento de Eng. Elétrica, como indicado na Fig. 4.

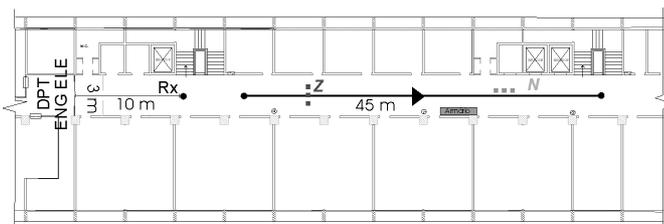


Fig. 4. Planta do corredor no edifício Leme, indicando a rota de sondagem.

Em cada ponto de medida, duas orientações relativas do arranjo eram adotadas. Ou o arranjo era posicionado em paralelo com as paredes do corredor, ou perpendicular a elas. Os dados gerados com a primeira orientação são aqui referidos pela letra ‘N’; os demais pela letra ‘Z’, como indicado na Fig. 4.

#### C. Processamento dos Dados

A aquisição dos dados era realizada em tempo real, com o apoio de programas em C++ desenvolvidos em [11], que rodavam em um computador PC para controle remoto do analisador de rede e dos comutadores temporais. O computador era responsável também pelo armazenamento dos dados coletados. O analisador de rede operou com uma largura de faixa de 200 MHz centrada sobre uma portadora de 1,8 GHz. Cada varredura efetuada era digitalizada em 801 amostras. Em cada ponto de medida, 3 amostras temporais (*snapshots*) eram armazenadas para permitir a estimação posterior da matriz de covariância dos dados correspondente.

O (pós) processamento das medidas adquiridas pela sonda foi dividido em dois blocos. O primeiro bloco de rotinas gerava as respostas ao impulso no domínio do retardo de tempo (perfis de potência de retardo ou *power delay profiles* – PDP) e as organizava em um vetor de três dimensões, cujos índices representavam os eixos de retardo, tempo (número de varreduras) e antena. Cada PDP era calculado basicamente

como uma transformada inversa discreta de Fourier, passando antes por uma pré-filtragem para minimizar o inevitável efeito de vazamento espectral (janela de Blackman-Harris de três termos mínimos).

O segundo módulo realizava a estimação do espectro espacial a partir da carga do vetor gerado pelo bloco anterior. A estimação espacial era realizada, retardo a retardo, por dois algoritmos de estimação de AOA distintos: conformação de feixe; e MUSIC espectral. Vale acrescentar que, para o MUSIC, havia ainda a necessidade de se informar o número de AOA assumido. Neste trabalho, adotou-se como estimativa daquele valor o número de picos encontrados no espectro espacial por conformação de feixe correspondente.

#### IV. ANÁLISE DOS DADOS E VALIDAÇÃO DA TÉCNICA DE SONDAGEM

Em ambos os locais de sondagem, a geometria era relativamente bem comportada, facilitando a análise dos principais mecanismos de propagação. Em particular, além da componente direta, as componentes refletidas nas fachadas laterais dos ambientes em questão também eram componentes de propagação relevantes. Como as dimensões necessárias ao redor das posições de sondagem foram registradas, foi possível determinar as estimativas teóricas dos AOA e TDOAs associados às componentes principais de propagação. Para isso, adotou-se um procedimento de predição bastante simples, baseado em ótica geométrica e teoria das imagens [12]. Tendo em vista a necessidade de se adotar uma metodologia para validar a técnica de sondagem utilizada, o critério adotado foi a comparação dos resultados processados com os respectivos valores teóricos esperados [13].

Conforme previamente destacado, no corredor do CETUC foram realizadas sondagens em 5 posições distintas. As Figs. 5 e 6 apresentam os espectros estimados por conformação de feixe para o ponto inicial (a 3 m de Rx), sob orientação relativa 'Z' e 'N', respectivamente. A Fig. 7, por sua vez, apresenta o espectro por MUSIC para o ponto 3 (a 19 m de Rx), sob a orientação relativa 'Z'.

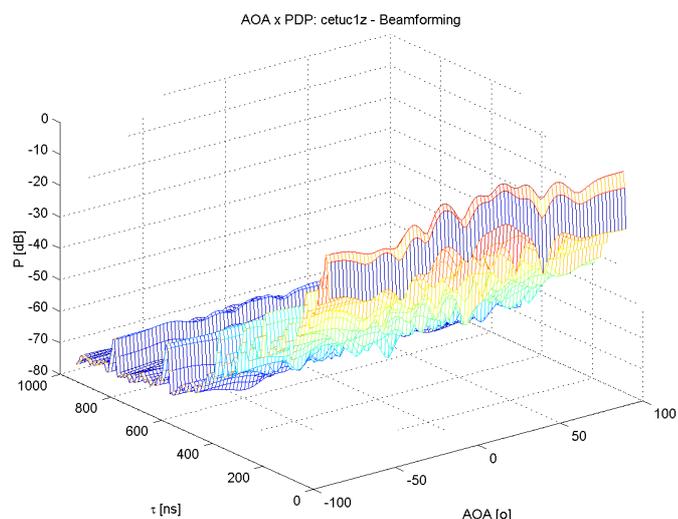


Fig. 5. Espectro espacial-temporal por conformação de feixe para o ponto inicial da sondagem no corredor do CETUC (orientação 'Z').

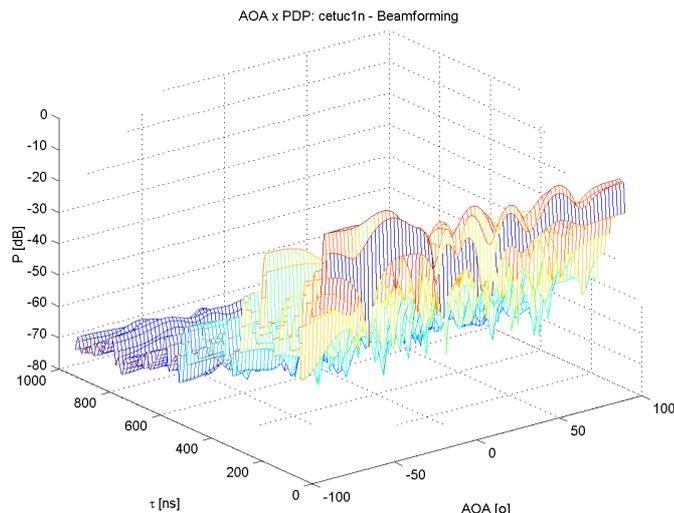


Fig. 6. Espectro espacial-temporal por conformação de feixe para o ponto inicial da sondagem no corredor do CETUC (orientação 'N').

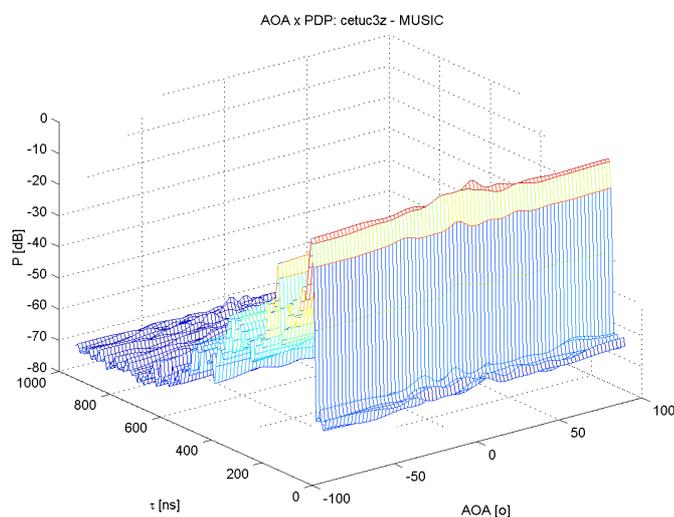


Fig. 7. Espectro espacial-temporal por MUSIC para o ponto 3 da sondagem no corredor do CETUC (orientação 'Z').

De modo geral, houve uma boa concordância na detecção dos retardos principais para os quatro primeiros pontos sondados. Apenas no ponto 5, o pico do espectro espacial-temporal ocorreu em 135 ns, ou seja, cerca de 10 ns acima do retardo esperado (125 ns) em condições ideais. Entretanto, o ponto em questão encontrava-se a cerca de 1,5 m do fim do corredor, onde um armário metálico estava posicionado. A distância associada à diferença de retardo observada (10 ns) era de 3 m, ou seja, compatível com a distância adicional (ida e volta) percorrida por uma onda refletida no armário metálico, justificando o erro encontrado.

A coerência observada para a detecção dos retardos também foi verificada para os espectros espaciais. Os AOA das três componentes principais (direta e refletidas à esquerda e à direita da rota) convergiam para a direção de *broadside* (AOA = 0°), à medida que o transmissor se afastava do receptor, sob a orientação 'Z'. Para o caso da estimação por conformação de feixe, dada a resolução máxima de 12,84° (para um arranjo ULA de 16 antenas), a partir do ponto 3 já

não era mais possível prever nenhuma separação entre as componentes em questão. Esta tendência também foi confirmada pelas sondagens. Como esperado, o conjunto ' $N$ ' apresentou tendência análoga, convergindo para a direção de *endfire* ( $AOA = \pm 90^\circ$ ).

As estimativas por MUSIC confirmaram a mesma tendência esperada de convergência dos AOAs principais ao longo da rota. Entretanto, por ser um método paramétrico, o MUSIC foi capaz de continuar identificando separadamente a componente direta das reflexões até o ponto 3 inclusive (onde a conformação de feixe já não conseguia), nas sondagens sob a orientação ' $Z$ '.

No corredor do edifício Leme foram realizadas sondagens em 10 posições distintas. A Fig. 8 apresenta o espectro por conformação de feixe para o ponto inicial (a 5 m de Rx) sob a orientação relativa ' $Z$ '. As Figs. 9 e 10 apresentam os espectros estimados por MUSIC para o ponto 5 (a 25 m de Rx), sob orientação relativa ' $Z$ ' e ' $N$ ', respectivamente.

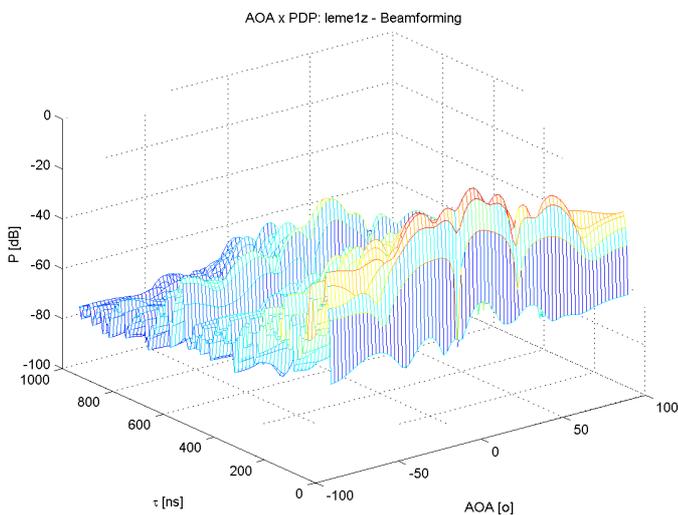


Fig. 8. Espectro espacial-temporal por conformação de feixe para o ponto inicial da sondagem no corredor do edifício Leme (orientação ' $Z$ ').

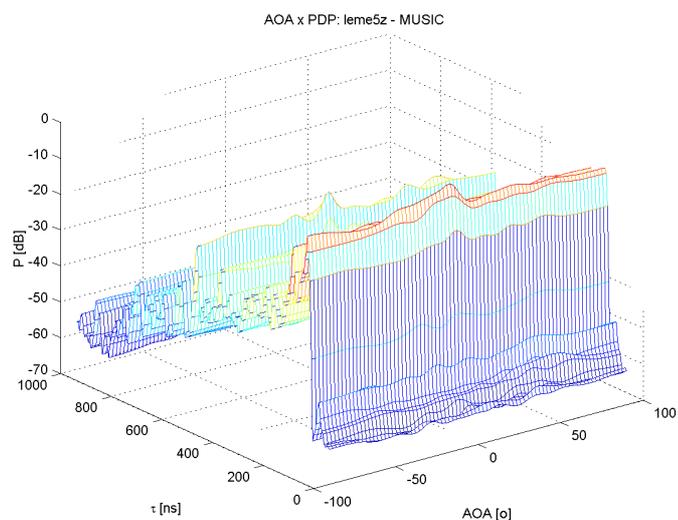


Fig. 9. Espectro espacial-temporal por MUSIC para o ponto 5 da sondagem no corredor do edifício Leme (orientação ' $Z$ ').

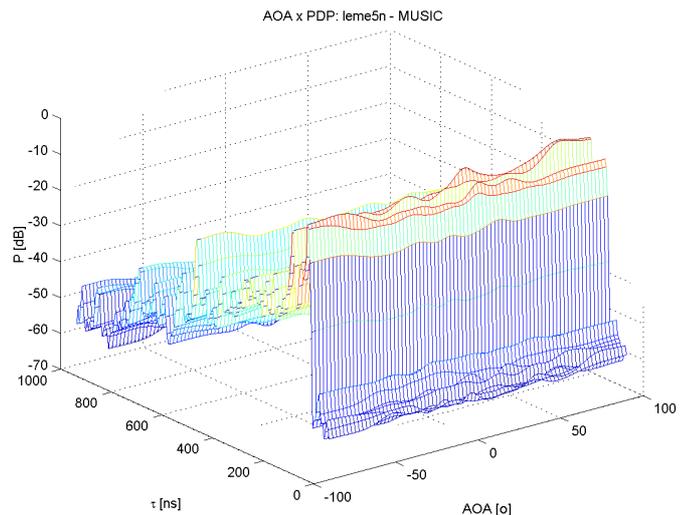


Fig. 10. Espectro espacial-temporal por MUSIC para o ponto 5 da sondagem no corredor do edifício Leme (orientação ' $N$ ').

Para quase todos os pontos de sondagem, a estimação dos retardos principais apresentou boa concordância com o esperado. As exceções foram os pontos 4 e 5, sendo que para este último a divergência ocorreu apenas para a orientação ' $N$ '. Uma possível explicação para as diferenças observadas segue a mesma linha de raciocínio adotada para o ponto 5 do CETUC. A cerca de 30 m do Rx havia um grande armário metálico encostado em uma das paredes do corredor, como indicado na Fig. 4. Por exemplo, a diferença de percurso entre os pontos 4 e 6 (10 m) correspondia a uma diferença de retardo de 67 ns aproximadamente, contabilizando ida e volta em linha reta. Tal diferença era compatível com a observada entre os retardos principais esperado (70 a 75 ns) e detectado (130 ns), embora a forma como o armário interferiu com o diagrama de irradiação da antena transmissora não tenha sido tão óbvia como a observada no ponto 5 do CETUC.

A convergência dos 3 AOAs principais (associados às componentes direta e refletidas) para o AOA da componente direta, à medida que o transmissor se afastava, também era esperada para estas sondagens. Para o caso da estimação por conformação de feixe, dada a resolução máxima para este método ( $12,84^\circ$ ), a partir do ponto 4 já não seria mais possível prever nenhuma separação entre as componentes em questão. Esta tendência foi confirmada pelas sondagens, sob as duas orientações avaliadas (' $Z$ ' e ' $N$ ').

As estimativas por MUSIC também confirmaram a tendência esperada de convergência dos AOAs principais ao longo da rota. Assim como no outro local de teste, sob a orientação ' $Z$ ', o método MUSIC foi capaz de resolver as 3 componentes principais (ou pelo menos duas delas) até o ponto 5, ou seja, até dois pontos além do ponto limite para a conformação de feixe (ponto 3).

## V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou resumidamente os resultados de medidas do espectro espacial-temporal associado ao canal de propagação em ambientes fechados, na faixa de 1,8 GHz. O

aparato montado para o experimento em questão foi baseado na técnica de sondagem de canal banda-larga no domínio da frequência, que já havia sido testada com sucesso em [4]. Aqui, no lugar da técnica de implementação do arranjo de antenas por abertura sintética, adotou-se o uso de um arranjo “real” de antenas. As sondagens foram realizadas com uma largura de faixa de 200 MHz, e o arranjo montado foi do tipo linear uniforme, com 16 monopolos de  $\frac{1}{4}$  de onda separados um do outro de 5 cm. A título de simplicidade de processamento e para verificação da robustez da técnica, optou-se por não compensar (por algum procedimento de calibração) o efeito de acoplamento mútuo entre as antenas. Os algoritmos de estimação espacial testados foram a conformação de feixe e o MUSIC.

A conformação de feixe se mostrou robusta para todos os conjuntos testados, mas incapaz de resolver componentes próximas, como era esperado. O MUSIC, por sua vez, foi capaz de resolver algumas componentes principais de propagação com AOA muito próximos, quando o arranjo estava na orientação ‘Z’. Os (pseudo) espectros MUSIC foram também mais “enxutos” que os por conformação de feixe, pois apresentavam picos secundários em menor número e com menores intensidades. Sob um ponto de vista subjetivo, portanto, adotando um meio-termo entre robustez e resolução, o MUSIC pode ser indicado como o que melhor se comportou para os conjuntos testados.

Com relação à orientação do arranjo, os dados processados sob a orientação ‘Z’ foram os que apresentaram a melhor concordância com os dados teóricos, conforme esperado para este experimento. Os métodos de estimação de AOA baseados no modelo de arranjo tendem a apresentar baixo desempenho quando os AOA se aproximam da direção de *endfire* do arranjo ( $\pm 90^\circ$ ), na configuração linear uniforme.

De modo geral, observou-se que, apesar da simplicidade e das limitações da técnica de sondagem adotada, os resultados obtidos se mostraram coerentes com o esperado, validando a sonda para uso em ambientes fechados e com condição de visada. Deve-se destacar, entretanto, que apesar da implementação testada ter se mostrado robusta e com resultados aceitáveis, para se obter uma maior confiabilidade é recomendável o uso de métodos de calibração específicos para compensar o acoplamento mútuo das antenas, como o adotado em [10], por exemplo.

Por fim, cumpre acrescentar que um volume maior de dados de medidas ainda se faz necessário para uma validação mais segura da sonda. Em especial, a condição de não-visibilidade entre Tx e Rx também deve ser testada, a exemplo do que já havia sido feito em [4]. Somando-se a estes procedimentos a calibração supracitada, a sonda em questão pode ser usada para gerar uma massa crítica grande e representativa o suficiente para se aplicar um tratamento estatístico. Desta análise estatística, informações relevantes sobre a distribuição espacial-temporal do canal podem ser obtidas para fins de modelagem do canal. Se por um lado a modelagem da dispersão temporal do canal é relativamente bem conhecida na literatura, teórica e experimentalmente, o mesmo não se pode dizer da dispersão espacial. Modelos teóricos de distribuição angular como os apresentados em [2]

ainda têm o que ganhar em termos de confiabilidade e aplicabilidade, pois carecem de resultados experimentais associando valores práticos aos seus parâmetros, nos diversos cenários possíveis.

#### AGRADECIMENTOS

Aos colegas do CETUC, Robson, Luís, Janaína e Leonardo, pela inestimável e incansável contribuição na montagem da sonda e na realização das medidas.

#### REFERÊNCIAS

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*, 2<sup>a</sup> ed., Prentice-Hall, 2002.
- [2] G. D. Durgin, *Space-Time Wireless Channels*, Prentice-Hall, 2003.
- [3] T. S. Rappaport, A. Annamalai, R. M. Buehrer e W. H. Tranter, “Wireless Communications: past events and a future perspective”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 148-161, maio de 2002.
- [4] M. H. C. Dias e G. L. Siqueira, “Uso de sonda de canal de propagação faixa-larga para estimar ângulos-de-chegada, pela técnica de arranjo por abertura sintética”, em: *Anais do XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBTr'03*, Rio de Janeiro – RJ – Brasil, outubro de 2003, pp 745-749.
- [5] J. C. Liberti Jr e T. S. Rappaport, *Smart antennas for wireless communications*, Prentice Hall, 1999.
- [6] P. Stoica e R. Moses, *Introduction to spectral analysis*, Prentice Hall PTR, 1997.
- [7] R. O. Schmidt, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, n. 3, pp. 276-280, março de 1986.
- [8] L. H. Macedo, M. H. C. Dias, R. D. Vieira, J. F. Macedo e G. L. Siqueira, “Mobile indoor wide-band 1.8 GHz sounding: measurement-based time dispersion analysis”, em: *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Spring 2002*, vol. 1, Birmingham – AL – EUA, maio de 2002, pp. 375-379.
- [9] R. S. Thomä, D. Hampicke, A. Richter, G. Sommerkorn, A. Schneider e U. Trautwein, “Identification of time-variant directional radio channels”, em: *Proceedings of the 16<sup>th</sup> IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC 99)*, vol. 1, Veneza – Itália, 1999, pp. 176-181.
- [10] R. D. Tingley e K. Pahlavan, “Space-time measurement of indoor radio propagation”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 50, pp. 22-31, fevereiro de 2001.
- [11] J. F. Macêdo, Caracterização espaço-temporal do canal rádio móvel, Dissertação de mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, fevereiro de 2003.
- [12] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, Wiley, 1989.
- [13] M. H. C. Dias, Estimação das respostas do canal real de propagação rádio-móvel nos domínios espacial e temporal: análise da supressão de ruído por decomposição *wavelet* como técnica complementar de processamento, Tese de doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, abril de 2003.