

Radiolocalização de Terminais de Comunicações Móveis

Alberto Guimarães* e Marco Antonio Grivet**

Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro

Centro de Estudos em Telecomunicações

Rio de Janeiro, Brasil

Resumo—Este tutorial apresenta uma visão geral sobre radiolocalização de terminais móveis. O assunto tem sido alvo de grande interesse por parte de empresas fabricantes e operadoras de telecomunicações, devido, principalmente, ao seu grande apelo comercial e à necessidade de cumprir exigências estabelecidas para chamadas de serviços de emergência. Inicialmente apresenta-se um breve histórico (com ênfase ao desdobramento nos Estados Unidos da regulamentação *E911*) e alguns conceitos gerais sobre a determinação da posição de terminais móveis. Em seguida, as principais técnicas de radiolocalização são apresentadas, incluindo, para cada método, a formulação matemática envolvida no cálculo da posição, os principais algoritmos utilizados e as limitações encontradas. O cenário de padronização para a radiolocalização é abordado no âmbito dos sistemas GSM e UMTS, onde são descritas as técnicas previstas para implementação. Finalmente, são feitos alguns comentários sobre o estado atual e tendências de pesquisa e de mercado para a localização de terminais sem-fio.

Abstract— This tutorial presents an overview about radiolocation of mobile terminals. This matter has been intensively researched by several manufacturers and service providers, due to its potential commercial benefits and to the requirements of emergency services calls. Initially a brief historic (with emphasis to the outlining of *E911* rules in the United States) is presented as well as some general concepts about radiolocation of mobile terminals. Next, the main radiolocation techniques are presented, including, for each method, the mathematical formulation involved in evaluating the position, the main algorithms and the limitations of the alternative. The standardization scenario for the radiolocation is covered in the ambit of the GSM and UMTS systems, describing the possible techniques for these systems. Finally, some remarks are presented about the current stage and tendencies for the radiolocation of wireless terminals.

Palavras chave— Radiolocalização, Comunicações Móveis, UMTS, GSM, Estimação, E911.

I. INTRODUÇÃO

A. Radiolocalização: Histórico e Motivações

Embora os primeiros estudos sobre a localização de terminais móveis tenham sido realizados na década de

70 [1][2], foi a partir de 1996 que este assunto passou a despertar grande interesse por parte da indústria e comunidade acadêmica. Naquele ano a FCC (*Federal Communications Commission*), comissão responsável pela regulamentação das telecomunicações nos Estados Unidos, publicou uma série de regras relativas à localização de usuários de serviços de emergência em terminais de comunicação móvel [3]. Prevista para entrar em vigor a partir de outubro de 2001, a regulamentação exigia que qualquer operadora nos Estados Unidos de sistemas celulares, móvel pessoal, ou sistemas sem-fio especializados, deveria ser capaz de localizar o usuário e prover esta informação para os serviços de emergência 911. A regulamentação *E911* (*Wireless Enhanced 911*), como foi chamada, passou a exigir um esforço conjunto entre agências de segurança pública, operadoras, empresas de tecnologia e fabricantes de equipamentos para comunicações sem-fio.

A adoção do *E911* justificava-se na época pelo fato de que um número considerável de chamadas de emergência eram originadas de terminais móveis (aproximadamente 40 % das chamadas de emergência nos Estados Unidos [4], resultando em um total de dois milhões de chamadas em 1996). A informação de posição para as chamadas de emergência sem-fio permitiria rápida resposta em situações nas quais os usuários dos terminais poderiam estar desorientados ou incapacitados de falar ao telefone.

Originalmente a FCC determinou que a localização deveria ser viabilizada por tecnologias baseadas somente na rede (*network-based*), não exigindo modificação de *hardware* ou *software* dos terminais já em uso. Além disso, para a implementação do programa, foram previstas as seguintes fases progressivas de cobertura e precisão da informação:

• Fase I

As operadoras deveriam reportar a posição e o número do telefone (possibilitando o retorno da ligação em caso de queda da comunicação) com uma precisão da ordem da dimensão de uma célula. O prazo estabelecido para cumprir esta fase seria de 18 meses a partir de 1º de outubro de 1996, ou seja, 1º de abril de 1998.

• Fase II

Cinco anos após 01/10/1996, as operadoras deveriam ser capazes de informar a posição do usuário com uma precisão de 125 m em, no mínimo, 67 % do tempo.

Os requisitos relativos à fase II foram estabelecidos após consenso entre a CTIA (*Cellular Telephone Industries Association*) e os principais desenvolvedores de tecnologia na área de telefonia móvel e localização, refletindo uma estimativa de como estaria o “estado da arte” no ano de 2001. Contudo as regras da FCC foram sendo revisadas com o passar dos anos. A principal mu-

* Aluno de doutorado na PUC-Rio.

** Professor adjunto da PUC-Rio.

E-mails: {mgrivet, agaspar}@cetuc.puc-rio.br

dança diz respeito à inclusão de tecnologias que necessitam modificação dos atuais terminais (*handset-based*).

Atualmente, as exigências para a fase II do E911 são, em resumo, as seguintes [3]:

1. Tecnologias baseadas no terminal (*handset-based*)
 - Início da venda e ativação de terminais capazes de serem localizados até 1º de outubro de 2001.
 - Até 31 de dezembro de 2002, 100 % dos terminais novos ativados deveriam ser capazes de serem localizados.
 - O sistema deve alcançar, até 31 de dezembro de 2005, um grau de penetração de 95 % entre os assinantes de terminais capazes de serem localizados.
 - A precisão deve ser de 50 m para 67 % das chamadas e 150 m para 95 % das chamadas.
2. Tecnologias baseadas na rede (*network-based*)
 - Até 1º de outubro de 2001, ou até 6 meses da solicitação de informação de localização pelo PSAP (*Public Safety Answering Point*)¹, as operadoras deveriam disponibilizar o serviço para 50 % da área de cobertura ou população. Após 18 meses da solicitação do PSAP, 100 % da área de cobertura ou população deve ser atingida.
 - A precisão deve ser de 100 m para 67 % das chamadas e 300 m para 95 % das chamadas.

A partir da publicação do E911, as pesquisas para o desenvolvimento de tecnologias de radiolocalização se intensificaram de maneira significativa. Pequenas, médias e grandes empresas de comunicações passaram a disputar as melhores soluções para a implementação nos sistemas de 2ª e 3ª gerações. No ambiente acadêmico começaram a surgir várias publicações sobre o tema e a criação de congressos específicos para a discussão das alternativas.

No entanto, se em um primeiro momento a necessidade de se cumprir a determinação da FCC foi o principal incentivo para a pesquisa nesta área, hoje em dia percebe-se que a informação de posição de cada usuário do sistema pode trazer grandes vantagens comerciais e agregar novas possibilidades de uso ao ambiente de comunicações móveis. A aplicação desta tecnologia tem grande potencial nas mais diversas atividades, como por exemplo: na segurança pública, turismo, entretenimento e comércio. Além disso, os benefícios são visualizados também em tarefas de gerência e controle da rede celular. A seguir é apresentada uma lista de algumas das principais aplicações consideradas para esta tecnologia:

- *Tarifação em função da posição*
Diferentes tarifas poderiam ser empregadas conforme o local de uso do terminal. Isto permitiria às operadoras oferecer novos planos de tarifação, tornando o serviço mais atrativo para clientes com um determinado perfil.
- *Controle de frota*
Empresas e órgãos públicos dispõem de meios para o controle e coordenação de suas frotas de veículos dentro de regiões de cobertura do sistema de comunicações.
- *Segurança Pública*

As vantagens nesta área são amplas. Para citar algumas:

¹Centrais de Emergência 911 nos Estados Unidos

pessoas sob seqüestro podem ter seu trajeto rastreado até a localização de seu cativo, criminosos que fazem uso de terminais móveis poderiam ter sua localização conhecida com precisão, e a possibilidade de uma coordenação mais eficiente da frota de viaturas policiais para um pronto emprego.

- *Páginas amarelas móvel*
Usuários com um determinado perfil de consumo poderiam ser alertados pelo terminal da proximidade de um supermercado, pizzaria, etc, podendo receber inclusive informações sobre as promoções do estabelecimento.
- *Gerenciamento e Planejamento da rede*
Várias tarefas de gerenciamento e planejamento da rede celular têm sido estudadas considerando-se o uso da informação de posição do usuário. As principais aplicações neste sentido são o *planejamento, handover e gerenciamento de mobilidade auxiliados por localização* (do inglês: *location-aided planning (LAP), handover (LAH) e mobility management (LAM)*)[5]. Estas técnicas vão permitir, dentre outros benefícios, que o gerenciamento da rede se adapte temporal e espacialmente à demanda de tráfego, aumentando significativamente a capacidade do sistema.

B. Objetivos de um Sistema de Localização para Comunicações Móveis

Para que a implementação de um sistema de localização se efetue em um cenário de comunicações móveis, é necessário, em primeiro lugar, reconhecer quais são as metas de projeto que devem ser atingidas para satisfazer à regulamentação existente e às aplicações vislumbradas pelas operadoras. Além disso, para a elaboração destas metas, deve ser considerado também as peculiaridades dos sistemas de comunicações móveis (canal de propagação adverso, diversidade de tecnologias, etc).

Sob este ponto de vista, são enunciados os três objetivos que um serviço de localização de terminais de comunicações móveis deve procurar atender:

1º Objetivo: *Disponibilidade*

O sistema de localização deve prover os meios necessários para que, na maior parte do tempo, nos mais variados locais (*indoor/outdoor*), e com qualquer grau de mobilidade (pedestre/automóvel), o móvel consiga ser localizado.

2º Objetivo: *Precisão*

O sistema deve informar a posição do móvel com a precisão julgada apropriada para cada tipo de aplicação².

3º Objetivo: *Esforço computacional e Sinalização*

Os objetivos mencionados acima devem ser alcançados exigindo-se esforços computacionais e cargas de sinalização extras toleráveis pelo sistema de comunicações.

C. Desafios para implementação de um sistema de localização

Dados os objetivos acima, vários são os problemas de engenharia que devem ser solucionados, ou ao menos

²Em geral esta precisão é quantificada pelos parâmetros definidos no Apêndice deste artigo.

minimizados, para implementar uma técnica de radio-localização em sistemas de comunicações móveis. A seguir é feita uma breve descrição dos principais problemas encontrados, e em que aspecto do desempenho da localização eles têm influência.

C.1 Ruído de Medida

Qualquer que seja o parâmetro do sinal medido pela base ou terminal para efetuar a localização deste último, tipicamente admite-se que, a esta medida, está adicionado um fator aleatório, normalmente de média nula, denominado de “ruído de medida”.

Este ruído, na maior parte dos modelos, engloba diversas fontes de imprecisão para a estimativa de posição, sendo as principais mostradas a seguir:

- *Multipercorso*

Em sistemas baseados na medida de tempo de chegada do sinal, a ocorrência de multipercursos provoca erros na estimativa do tempo [6], pois há um espalhamento da potência do sinal recebido, o que dificulta a identificação do exato instante de tempo em que o sinal propagado através do percurso mais curto chegou ao receptor.

- *Ruído de Discretização*

A discretização no tempo do sinal enviado na interface rádio faz com que as medidas de tempo de chegada do sinal fiquem restritas a múltiplos de um período básico (período de sinalização do sistema). A diferença entre o valor real e discretizado é chamado de ruído de discretização, de caráter aleatório, com variância diretamente proporcional ao período de sinalização. Na tecnologia GSM, por exemplo, o intervalo entre bits é de $T = 3,69 \mu s$, o que proporciona uma resolução na medida de distância de $\delta = c \times T = 1100 m$ ³. Esta resolução é obviamente muito baixa para qualquer aplicação, forçando o uso de *sobreamostragem* do sinal recebido. Para tecnologias em que o sinal ocupa uma largura de faixa maior, como é o caso do IS-95 e UMTS, este problema é minimizado. No caso do UMTS, que ocupa uma banda de 3,84 MHz, a incerteza devido a quantização cai para 78 m.

C.2 Audibilidade

Nas tecnologias de localização que utilizam medidas realizadas na interface rádio, é necessário que o terminal consiga estabelecer simultaneamente enlaces (diretos e/ou reversos) com mais de uma estação base. Em princípio, para cada enlace, é possível obter uma medida para a estimativa de posição. Em métodos baseados na medida de tempo de propagação do sinal, por exemplo, são necessários no mínimo três bases em contato com o móvel. Com um número maior de medidas disponível, maior é a precisão na determinação da posição do móvel [7]. Na literatura, a esta capacidade de o terminal estabelecer enlaces com mais de uma base simultaneamente se dá o nome de audibilidade⁴.

Fica claro que o objetivo “disponibilidade”, mencionado no item anterior, tem estreita relação com a audibilidade conseguida pelo sistema. Se um terminal não consegue “ouvir” um número suficiente de bases

na maior parte do tempo, a determinação de sua localização fica inviabilizada. Nos sistemas em que os canais alocados são diferenciados por códigos ortogonais, como o CDMA e WCDMA, este problema é mais sentido devido ao rígido controle de potência empregado para combater o efeito “perto-longe” [8]. Se por um lado este controle evita que a interferência co-canal prejudique a comunicação base-terminal, por outro ele dificulta a comunicação entre o terminal e outras bases, além da base de serviço. Este problema é seriamente considerado pelas operadoras para a implementação dos sistemas de localização [9][10].

C.3 Distribuição Geométrica das bases

A precisão de sistemas de localização baseados em medidas de distância depende em larga escala das posições relativas entre bases e terminal. Em outras palavras, erros nas medidas de distância podem ter grande reflexo na precisão da estimativa de posição, se o arranjo geométrico de bases e terminal não for apropriado. O parâmetro GDOP (*Geometric Dilution of Precision*), definido no Apêndice deste artigo, quantifica a precisão da estimativa sob este aspecto.

É recomendável que os roteiros prováveis de deslocamento dos usuários do sistema, relativos às posições das bases, resultem em estimativas de posição com baixo GDOP. Para isto, o critério de GDOP deve ser levado em conta no planejamento do sistema de localização.

C.4 Ausência de Linha de Visada (“NLOS”)

A ausência de linha de visada (NLOS-*Non Line of Sight*) entre o terminal móvel e uma ou mais estações-base ocorre com frequência em ambientes urbanizados. Nesta situação, a propagação em linha reta do sinal transmitido é bloqueada por algum anteparo (construções, árvores, etc), e chega ao receptor após uma ou mais reflexões ou difrações.

Em sistemas baseados em tempo de chegada do sinal, o NLOS tem um efeito bastante pronunciado sobre as medidas, alterando a polarização e aumentando significativamente a variância. Medidas realizadas pela NOKIA para o sistema GSM [11], em uma cidade com 800.000 habitantes, registraram erros de até 900 m devido à ocorrência de NLOS.

Em métodos que se baseiam na informação de ângulo, a precisão também é seriamente afetada, pois a NLOS igualmente provoca um aumento da variância estatística das medidas, embora não se verifique alteração da polarização nas mesmas [12].

A ocorrência de NLOS é considerada o principal problema para radiolocalização em ambientes urbanos [4][13].

II. MÉTODOS DE RADIOLOCALIZAÇÃO

A. Medida de Potência

A.1 Descrição

A proposta de radiolocalização de terminais sem-fio através da medida de potência do sinal recebido vem de longa data [14][15]. Com base na potência recebida é possível, em princípio, estimar a distância entre móvel

³ $c \approx 3.10^8$ m/s (velocidade da luz).

⁴Tradução livre de *hearability*.

(MS) e base (BS), determinando como lugar geométrico para o terminal um círculo com centro na base. Com 3 BS's envolvidas, no mínimo, a intersecção dos círculos resultantes determinam a posição do móvel.

Para relacionar a potência recebida à distância entre as bases e o móvel, é necessário conhecer o modelo de atenuação do canal. Um modelo amplamente utilizado para caracterizar a atenuação do canal móvel é o modelo de Suzuki [16][17], que particiona o efeito de atenuação em 3 fatores:

$$A(\mathbf{z}) = PP(\mathbf{z}) \cdot DCP(\mathbf{z}) \cdot DLP(\mathbf{z}) \quad (1)$$

onde:

- $A(\mathbf{z})$ é a atenuação total produzida pelo canal em função da posição \mathbf{z} do móvel.

- $PP(\mathbf{z})$ é a perda de propagação, tratada como variável determinística. Considera-se que esta perda é proporcional ao valor da distância elevada à um expoente n , cujo valor situa-se tipicamente entre 3 e 4. É função também da frequência de transmissão, altura das antenas de transmissão e recepção e tipo de ambiente (urbano, suburbano ou rural). Em macrocélulas, o modelo mais utilizado para a determinação de $PP(\mathbf{z})$ é o *Okumura-Hata* [18][15]

- $DCP(\mathbf{z})$ é o desvanecimento de curto-prazo (ou de pequena escala). Está associado às flutuações rápidas do sinal e é consequência direta da existência de múltiplos percursos no canal e da mobilidade do receptor. A sua amplitude é normalmente modelada por uma variável aleatória de Rayleigh ou Rice.

- $DLP(\mathbf{z})$ é o desvanecimento de longo-prazo (ou de longa escala), também denominado de *sombreamento*. Representa a variação da intensidade média do sinal ao longo do tempo, resultado das "sombras" (obstrução de parte da energia do sinal) de edificações e demais anteparos no cenário de comunicações móveis. Medidas experimentais comprovam que a distribuição estatística de sua amplitude é dada por uma variável log-normal.

Neste caso, a potência recebida pelo terminal (ou base) pode ser expressa por

$$P(\mathbf{z}) = P_{tx} \cdot \rho \cdot A_{CP}(\mathbf{z}) \cdot A_{LP}(\mathbf{z}) \cdot d(\mathbf{z})^{-n} \quad (2)$$

onde P_{tx} é a potência transmitida, ρ é o fator que leva em conta as alturas das antenas, frequência de transmissão, etc, $A_{CP}(\mathbf{z})$ e $A_{LP}(\mathbf{z})$ são devidos ao desvanecimento de curto e longo prazo ($A_{CP} = DCP^2$ e $A_{LP} = DLP^2$), respectivamente. $A_{CP}(\mathbf{z})$ tem distribuição chi-quadrada com 2 graus de liberdade e $A_{LP}(\mathbf{z})$ é log-normal. O fator d é a distância entre terminal e base e portanto o parâmetro que se deseja estimar.

Assumindo a ergodicidade para a caracterização do canal, a potência média local pode ser estimada integrando-se espacialmente a potência do sinal recebido:

$$\hat{P} = \frac{1}{S} \int \int P(\mathbf{z}) d\mathbf{z} \quad (3)$$

onde S representa a área considerada para a integração. Supondo que em S a distância entre base e terminal possa ser considerada aproximadamente constante, bem

como o fator devido ao sombreamento, tem-se

$$\hat{P} = \frac{P_{tx} \cdot \rho \cdot A_{LP}(\mathbf{z}) \cdot d(\mathbf{z})^{-n}}{S} \int \int A_{CP}(\mathbf{z}') d\mathbf{z}' \quad (4)$$

Desta forma é possível, em princípio, "filtrar" as rápidas variações provocadas pelo desvanecimento de curto prazo, que são da ordem de 30 a 40 dB para distâncias iguais à metade do comprimento de onda.

A relação entre potência recebida e distância, dada por (2), é complexa e portanto apresenta uma série de dificuldades (mencionadas a seguir) para a obtenção da posição do móvel com a precisão requerida. Alguns trabalhos experimentais confirmam o mau desempenho deste método comparado às demais alternativas [19]. Por outro lado, esta opção se revela atrativa do ponto de vista de implementação, uma vez que todos os padrões de 2ª e 3ª geração⁵ utilizam terminais que fazem medida de potência para o processo de *hand-off*, controle de potência, etc. Portanto, considerando-se que o seu custo é baixo, o aproveitamento desta técnica como meio complementar de localização deve ser considerado.

A.2 Limitações e Dificuldades

Para sistemas que se baseiam na medida de potência para localização de terminais, as principais fontes de erro são o multipercurso e o sombreamento, responsáveis respectivamente pelos desvanecimentos de curta e longa escala.

O efeito de multipercurso pode ser reduzido se for extraída uma média espacial da potência, da forma mostrada em (3). No entanto, a escolha de S na equação (3) é crítica, porque se S for pequeno, o efeito do desvanecimento de curto prazo não será subtraído, e se por outro lado S for grande, d e A_{LP} não podem ser considerados constantes.

Ainda que seja possível eliminar o efeito de multipercursos, as variações aleatórias do nível de potência devido ao sombreamento, que podem chegar a 12 dB de desvio padrão [20], são difíceis de serem tratadas e representam, por si só, um grande fator de imprecisão. Considerando, por exemplo, um coeficiente de perda de propagação igual a 3,5, uma variação de 8 dB faz com que a estimativa de distância varie entre 0,4 e 1,7 vezes o valor real [6].

Uma proposta para se combater este erro é utilizar dados sobre a variação prevista de potência na área de cobertura. Através de medidas de potência previamente realizadas na região, mapas com esta informação poderiam ser construídos. No entanto, a viabilidade da implementação desta técnica é questionável, uma vez que o levantamento destes mapas de potência requerem um número muito grande de medidas, e que devem ser constantemente atualizadas devido à dinâmica do cenário urbano.

⁵No padrão de 3ª geração UMTS, as bases enviam o *canal piloto comum* (CPICH) com uma potência constante de 33 dBm (10 % da potência máxima). Este canal é único para cada célula e está sempre presente na transmissão *downlink*.

B. Ângulo de Chegada (AoA)

B.1 Descrição

Os métodos de localização AoA (*Angle of Arrival*), ou DoA (*Direction of Arrival*), estimam a posição do terminal móvel através da medição do ângulo de chegada do sinal. Cada medida produz uma linha reta como lugar geométrico da posição do móvel, como mostra a Figura 1. Portanto, incorporando-se a medida de 2 bases, no mínimo, é possível obter a estimativa da localização⁶.

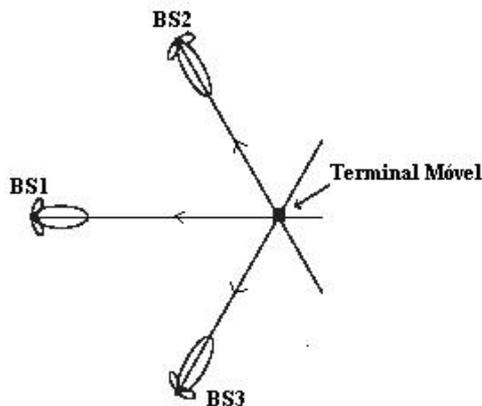


Figura 1. Determinação da posição através das medidas nas bases dos ângulos de chegada (AoA) do sinal emitido pelo terminal.

Os ângulos de chegada são normalmente estimados por meio de matrizes de antenas (*antenna arrays*), compostas por diversos *elementos* de antenas. O sinal transmitido é detectado por estes elementos, produzindo diversas versões defasadas do sinal que são combinadas para determinar a direção de chegada da irradiação. Estes elementos guardam entre si um espaçamento tipicamente menor que 1/2 comprimento de onda do sinal recebido, para evitar medidas ambíguas de fase. Matrizes de antenas com grandes aberturas ou que usam técnicas de super-resolução são capazes de obter medidas com grande resolução angular [21].

Os sistemas de localização que se baseiam em AoA's apresentam algumas vantagens em relação às demais alternativas:

- Apenas 2 bases são necessárias para estimar a posição do terminal, enquanto que as técnicas baseadas em tempos de chegada e medida de potência exigem no mínimo 3 bases. Esta vantagem pode ser significativa em regiões pouco habitadas e planas (como por exemplo em zonas rurais), em que as células têm grande dimensão e dificilmente o terminal consegue ser "escutado" por mais de 2 bases, ou, em sistemas CDMA, no qual o controle de potência diminui a possibilidade de o terminal estabelecer enlaces com bases que não seja a base de serviço.
- A medida dos AoA's não requer técnicas sofisticadas de sincronismo entre terminal e bases, como as exigidas nos métodos baseados na medida de tempo.
- Para os sistemas 3G, em particular, matrizes de antenas para medidas de AoA devem ser utilizadas nas bases como meio de aumentar a capacidade do sistema.

⁶Utilizando-se 3 bases ou mais é possível aumentar a precisão da medida [21].

Portanto, neste caso, o método de localização com base em medida de ângulo torna-se especialmente atrativo, pois pode ser implementado sem custos adicionais para a operadora.

B.2 Limitações e Dificuldades

O desempenho de sistemas baseados em AoA's depende significativamente do ambiente de propagação, uma vez que a presença de espalhadores próximos ou em torno do terminal e da base afetam as medidas de ângulo. A existência de espalhadores produzem, na recepção, diversas réplicas do sinal transmitido, acarretando erros na estimativa de AoA. Além disso, se não houver linha de visada entre base e terminal, a direção do sinal refletido dá uma indicação errada da direção verdadeira da fonte. Como mencionado no item I-C.4, o NLOS provoca o aumento da variância das estimativas de ângulo.

Em um ambiente de macrocélulas, os objetos espalhadores concentram-se próximos ao terminal e distantes das bases, já que estas possuem antenas com alturas bem acima da altura média das edificações e dos terminais. Neste caso o espalhamento angular dos sinais recebidos pelas bases é pequeno. Por outro lado, em micro-células, as bases têm baixa altura e por esta razão estão próximas dos elementos espalhadores. Conseqüentemente, o espalhamento angular em micro-células é grande, o que pode tornar impraticável o emprego de métodos AoA neste ambiente [4].

A precisão dos métodos AoA diminui também com a distância entre base e terminal. Para um dado valor de erro no ângulo medido, quanto maior for a distância entre transmissor e receptor, maior vai ser a diferença entre a posição estimada e a real.

A necessidade da existência de matrizes de antenas em cada base torna, a princípio, os métodos de localização AoA pouco interessantes para adoção em sistemas 2G devido ao custo de instalação de tais antenas. Além disso, estas matrizes estão sujeitas constantemente a intempéries (ventos) e portanto necessitam de constante ajuste de suas posições nas bases [22]. A alteração de poucos minutos de grau na direção de referência originalmente estabelecida é suficiente para gerar grandes erros nas medidas de AoA.

C. Tempo de Chegada (ToA)

C.1 Descrição

Na técnica de radiolocalização baseada em tempos de chegada (ToA), a distância entre base e terminal é obtida determinando-se o tempo de propagação do sinal transmitido entre os dois pontos, e multiplicando-se o resultado pela velocidade da luz. Geometricamente, obtém-se um círculo como lugar geométrico para o terminal, com centro na base. Três ou mais medidas ToA's determinam a posição, conforme mostra a Figura 2.

Admitindo-se que t_i é o tempo de propagação do sinal em linha reta entre base e terminal, pode-se escrever

$$t_i = \frac{d_i}{c} + n_i \quad (5)$$

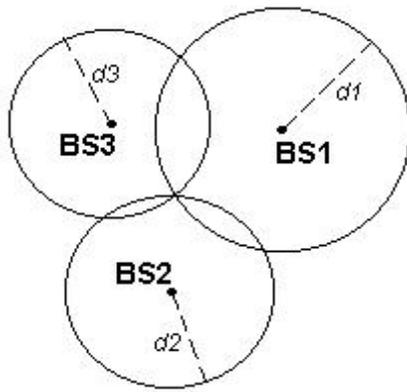


Figura 2. Interseção dos círculos originados das medições de ToA's.

onde d_i é a distância entre base e terminal, e n_i é o erro de medida. A distância d_i tem relação não-linear com as coordenadas (x, y) do móvel:

$$d_i = \|\mathbf{x} - \mathbf{s}_i\| = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} \quad (6)$$

onde $\mathbf{x} = [x \ y]^T$ representa as coordenadas do móvel, $\mathbf{s}_i = [x_i \ y_i]^T$ contém as coordenadas da i -ésima base e $\|\cdot\|$ representa a distância euclideana. Com três medidas de ToA disponíveis, as coordenadas do terminal podem ser analiticamente determinadas por

$$x = \frac{(y_2 - y_1)C_3 - (y_2 - y_3)C_1}{2[(x_2 - x_3)(y_2 - y_1) - (x_2 - x_1)(y_2 - y_3)]} \quad (7)$$

$$y = \frac{(x_2 - x_1)C_3 - (x_2 - x_3)C_1}{2[(y_2 - y_3)(x_2 - x_1) - (y_2 - y_1)(x_2 - x_3)]}$$

onde

$$C_1 = x_2^2 + y_2^2 - x_1^2 - y_1^2 - d_1^2 - d_2^2 \quad (8)$$

$$C_3 = x_2^2 + y_2^2 - x_3^2 - y_3^2 - d_3^2 - d_2^2$$

A solução de \mathbf{x} dada por (7) não exige que os três círculos se interceptem em um único ponto. Na verdade esta solução é resultado da intersecção das duas retas originadas da intersecção dos círculos dois a dois. A questão é determinar qual par de retas deve ser usada para o cálculo.

Quando há N bases envolvidas na estimativa de \mathbf{x} , obtém-se o seguinte sistema não-linear de equações:

$$\mathbf{t} = \frac{1}{c} \mathbf{d} + \mathbf{n} \equiv \frac{1}{c} \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{n} \quad (9)$$

onde \mathbf{t} , \mathbf{d} e \mathbf{n} são vetores-coluna de N componentes e $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ é uma função vetorial cuja i -ésima componente é dada pela Eq. (6)

A solução dada pela Eq. (7) pode ser denominada de solução *geométrica*. No entanto, a metodologia mais apropriada para a estimativa da posição em presença de erros é a abordagem *estatística*, na qual métodos estatísticos de estimação, tais como *máxima verossimilhança* (ML-*Maximum Likelihood*) ou *mínimos quadrados ponderados* (WLS-*Weighted Least Squares*) [23], devem ser empregados. Em sistemas sobre-determinados (Eq. (9), para $N > 3$), esta abordagem aumenta a precisão da estimativa [7][24].

C.2 Limitações e Dificuldades

A medida de ToA's requer estrita sincronização de relógio entre as bases e o móvel. Isto é conseguido por meio de bases de tempo padrões, tais como relógios de rubídio ou césio, ou através dos sinais recebidos de satélites GPS, como no sistema IS-95. Esta exigência representa uma desvantagem em relação aos métodos que se baseiam na diferença entre tempos de chegada do sinal (TDoA, seção II-D), que não necessitam da referência absoluta do tempo de transmissão do sinal, e portanto não requerem *hardware* ou *software* adicional nos atuais terminais de 2ª geração [21].

Outra desvantagem dos métodos ToA em relação à estimativa da posição por TDoA é que o primeiro não elimina erros comuns (polarização das medidas) presentes em todos os receptores. Por exemplo, no caso do sistema IS-95 CDMA, as bases são todas referenciadas aos sinais do GPS, que podem conter erros na informação do tempo padrão. Este erro não seria eliminado no método ToA de localização.

O limitante mais sério na eficiência dos métodos ToA (que também afeta o TDoA) é a obstrução da visada entre móvel e base (NLOS), que ocorre com frequência em ambientes densamente urbanizados.

C.3 Métodos de estimativa da posição a partir de ToA's

• Linearização por Séries de Taylor [24]

A estimativa da posição a partir da medida de ToA's pode ser realizada pelo método proposto em [25][24], que consiste em linearizar a função $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ na Eq. (9) expandindo-a por séries de Taylor em torno de um ponto de referência \mathbf{x}_0 . Uma vez linearizado o sistema de equações, através do truncamento da série, realiza-se estimativas ML (se o ruído \mathbf{n} for gaussiano) ou WLS.

Este método é iterativo, ou seja, inicia-se com um ponto \mathbf{x}_0 arbitrário e a cada passo a estimativa tenta aproximar o ponto de referência à posição real \mathbf{x} , minimizando a função *custo* por mínimos quadrados ou máxima verossimilhança. A seguir apresenta-se a formulação do método.

A Eq. (9) multiplicada pela velocidade da luz é dada por:

$$\mathbf{r} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{n} \quad (10)$$

onde $\mathbf{r} = c\mathbf{t}$ é o vetor-coluna das distâncias medidas (a partir dos ToA's) e \mathbf{n} é o vetor-erro em metros, cuja matriz covariância é calculada por

$$\mathbf{N} = E[(\mathbf{n} - E[\mathbf{n}])(\mathbf{n} - E[\mathbf{n}])^T] \quad (11)$$

onde $E[\cdot]$ representa a operação de valor esperado.

O vetor \mathbf{x} pode ser considerado um vetor *desconhecido*, porém não-aleatório, e inicialmente admite-se que o vetor \mathbf{n} tem média nula e distribuição Gaussiana. Nestas condições, a função densidade de probabilidade condicional de \mathbf{r} é dada por

$$p(\mathbf{r}|\mathbf{x}) = \frac{1}{(2\pi)^{N/2} |\mathbf{N}|^{1/2}} e^{-\frac{1}{2} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{x})]^T \mathbf{N}^{-1} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{x})]} \quad (12)$$

onde $|\mathbf{N}|$ representa o determinante da matriz \mathbf{N} . A estimativa ML de \mathbf{x} deve ser dada pelo argumento que

minimiza a forma quadrática

$$Q(\mathbf{x}) = [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{x})]^T \mathbf{N}^{-1} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{x})]. \quad (13)$$

Mesmo na situação em que o ruído não pode ser considerado Gaussiano, a minimização de $Q(\mathbf{x})$ representa um critério razoável para a estimativa do vetor \mathbf{x} . Neste caso a matriz \mathbf{N} é a matriz de pesos (*weighting matrix*) e o método de estimação utilizado é o WLS.

Como visto na Eq. (6), a função $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ é não linear em \mathbf{x} . No entanto $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ pode ser expandido em uma série de Taylor em torno de um ponto \mathbf{x}_0 , truncando-se a série nos dois primeiros termos:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) \approx \mathbf{f}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{G}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) \quad (14)$$

onde \mathbf{G} é uma matriz $N \times 2$ de derivadas calculadas em \mathbf{x}_0 .

Cada linha da matriz \mathbf{G} representa o vetor gradiente de uma das componentes de $\mathbf{f}(\mathbf{x})$. O vetor \mathbf{x}_0 é uma estimativa prévia (iteração anterior ou estimativa inicial) do vetor \mathbf{x} , e admite-se que ele é suficientemente próximo de \mathbf{x} , tal que a aproximação da Eq. (14) possa ser considerada.

Combinando (13) e (14) resulta

$$Q(\mathbf{x}) = [\mathbf{r}_1 - \mathbf{G}\mathbf{x}]^T \mathbf{N}^{-1} [\mathbf{r}_1 - \mathbf{G}\mathbf{x}]. \quad (15)$$

onde $\mathbf{r}_1 = \mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{x}_0) + \mathbf{G}\mathbf{x}_0$.

A condição necessária para que $\hat{\mathbf{x}}$ seja o vetor que minimiza $Q(\mathbf{x})$ é dada por

$$\nabla Q(\mathbf{x}) = \left[\frac{\partial Q}{\partial x} \quad \frac{\partial Q}{\partial y} \right]^T \Bigg|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{0} \quad , \quad (16)$$

onde $\nabla Q(\mathbf{x})$ é o gradiente de $Q(\mathbf{x})$.

Após algumas manipulações algébricas simples na Eq. (16), pode-se mostrar que o vetor $\hat{\mathbf{x}}$ deve ser calculado por

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= (\mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{r}_1 \\ &= \mathbf{x}_0 + (\mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{x}_0)] \end{aligned} \quad (17)$$

Embora (16) garanta apenas a condição necessária, substituindo (17) em (15) é possível provar que de fato $\mathbf{x} = \hat{\mathbf{x}}$ minimiza $Q(\mathbf{x})$ [24].

A partir da Eq. (17) o método iterativo de estimação de \mathbf{x} pode ser desenvolvido. Dado um conjunto de medidas ToA representadas pelo vetor \mathbf{t} , e uma estimativa inicial de \mathbf{x} dada por (x_0, y_0) , o valor de \mathbf{x} na k -ésima iteração do algoritmo seria dado por:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k-1} + (\mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \Delta_{\mathbf{r}} \quad (k = 1, 2, \dots) \quad (18)$$

onde $\Delta_{\mathbf{r}} = \mathbf{ct} - \mathbf{f}(\mathbf{x}_{k-1})$ e \mathbf{G} é a matriz de derivadas calculada no ponto \mathbf{x}_{k-1} .

O processo é repetido até que $|\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{k-1}|$ esteja abaixo de um limiar considerado apropriado.

• Retas de Posição (LLOP) [26]

No método proposto por Caffery em [26] a estimativa da posição em sistemas ToA é baseada nas retas de posição

mostradas na Fig. (3). Como pode ser visto na figura, cada círculo associado a uma medida de ToA intercepta um outro círculo em 2 pontos, que definem uma reta denominada de *reta de posição* (LLOP-Linear Line of Position). Um conjunto de 3 círculos produzem 3 LLOP's que se interceptam no ponto correspondente à posição do móvel.

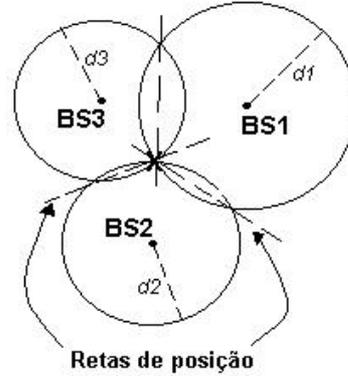


Figura 3. Geometria das retas de posição (LLOP) originadas dos círculos de ToA's.

Considerando que as bases estão em posições cujas coordenadas são (x_i, y_i) , $i = 1, 2, 3$, a equação que define a LLOP originada pelos círculos 1 e 2 é dada por

$$(x_2 - x_1)x + (y_2 - y_1)y = \frac{1}{2}(\|x_2\|^2 - \|x_1\|^2 + d_1^2 - d_2^2), \quad (19)$$

onde d_i é o raio do i -ésimo círculo. Por sua vez a LLOP resultante da intersecção dos círculos 2 e 3 tem equação

$$(x_3 - x_2)x + (y_3 - y_2)y = \frac{1}{2}(\|x_3\|^2 - \|x_2\|^2 + d_2^2 - d_3^2). \quad (20)$$

Pode ser facilmente mostrado que a equação que define a LLOP referente aos círculos 1 e 3 pode ser formada pelas equações (19) e (20). Portanto, embora seja possível obter 3 LLOP's a partir de 3 círculos, somente duas são independentes. Vale ressaltar que as três retas se interceptam no mesmo ponto, mesmo que as medidas de ToA contenham erros.

Combinando-se as equações (19) e (20), resulta na Eq. (7) que dá a posição do móvel (x, y) .

Para uma quantidade maior de bases, o número de retas LLOP's que podem ser formadas aumenta significativamente. Generalizando para N bases, o número total de LLOP's é $C(N, 3) \times 3$, resultantes das intersecções dos N círculos, onde $C(n, m) = n!/m!(n-m)!$. No entanto apenas $(N - 1)$ LLOP's são não-redundantes, definidas através da equação

$$a_{i,1}x + a_{i,2}y = \mathbf{a}_i^T \mathbf{x} = b_i \quad (21)$$

onde $\mathbf{a}_i = [a_{i,1} \ a_{i,2}]^T$ e $\mathbf{x} = [x \ y]^T$. O sistema de equações descrevendo todas estas retas pode ser escrito da forma matricial por

$$\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (22)$$

onde $\mathbf{A}^T = [\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2 \ \dots \ \mathbf{a}_K]$ e $\mathbf{b}^T = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_K]$, e K é o número de retas consideradas. Os erros resultantes das medidas de ToA estão inseridos no vetor

b. Dada, portanto, a Eq. (22), a solução de mínimos quadrados (LS) correspondente é [23]

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b}. \quad (23)$$

• Série de Taylor \times LLoP

As Tabelas I e II apresentam alguns dos resultados obtidos em [26] na avaliação de desempenho dos métodos LS por Série de Taylor e LS por LLoP. Os valores representam a raiz quadrada do EMQ (Erro Médio Quadrático, Eq. (A.1)) na estimativa da posição. O cenário estabelecido para a simulação considera 4 bases nas posições $(x_1 = 0, y_1 = 0)$, $(x_2 = 2000, y_2 = 2500)$, $(x_3 = 5000, y_3 = 2000)$ e $(x_4 = 3000, y_4 = 1500)$, e um móvel posicionado de forma aleatória dentro e fora do perímetro formado pelas bases. As medidas de ToA são corrompidas por ruído branco gaussiano de média nula (Tabela I), e ruído branco gaussiano de média positiva (300 m) (Tabela II), para representar a polarização das medidas por NLOS. Os resultados mostrados na Tabela I e II foram obtidos simulando o ruído com desvio padrão de 500 m e 100 m, respectivamente.

TABELA I

COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS LS POR SÉRIE DE TAYLOR E LS POR LLOP *sem* NLOS.

\sqrt{EMQ}	S. Taylor (dentro per.)	LLoP (dentro per.)	S. Taylor (fora per.)	LLoP (fora per.)
$N = 3$	590 m	590 m	1000 m	1625 m
$N = 4$	460 m	550 m	875 m	1300 m

TABELA II

COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS LS POR SÉRIE DE TAYLOR E LS POR LLOP *com* NLOS.

\sqrt{EMQ}	S. Taylor (dentro per.)	LLoP (dentro per.)	S. Taylor (fora per.)	LLoP (fora per.)
$N = 3$	375 m	200 m	395 m	450 m
$N = 4$	300 m	200 m	395 m	395 m

As simulações mostraram que quando a média do ruído é nula, o método por Série de Taylor apresenta resultados superiores, nas situações em que o móvel está dentro ou fora do perímetro das bases. No entanto, quando há polarização positiva das medidas e o móvel se encontra dentro do perímetro das bases (caso mais real), o método por LLoP apresenta melhores resultados.

Uma vantagem adicional do método por LLoP em relação à linearização por Série de Taylor é que o primeiro não requer uma estimativa inicial da posição do terminal, e além disso não apresenta problemas de convergência que eventualmente ocorrem em algoritmos iterativos.

D. Diferença entre Tempos de Chegada (TDoA)

D.1 Descrição

Nos métodos de localização baseados na diferença entre tempos de chegada (TDoA-Time Difference of Arrival), comumente denominados de métodos *hiperbólicos*, as medidas obtidas na interface rádio determinam a diferença entre as distâncias do terminal a duas bases. Ou seja, considerando $\tau_{i,j}$ o parâmetro TDoA medido entre o terminal e as bases i e j , a diferença entre as distâncias é dada por

$$d_{i,j} = c\tau_{i,j} = c(t_i - t_j) = d_i - d_j \quad (24)$$

onde t_i e d_i são respectivamente o ToA e a distância relativos à i -ésima base.

A medida de TDoA produz como lugar geométrico para a posição do objeto $(\mathbf{x} = (x, y))$ uma *hipérbole*, com focos dados pelas duas bases, sendo a equação que a define (considerando a estimação em 2-D)

$$d_{i,j} = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} - \sqrt{(x - x_j)^2 + (y - y_j)^2}. \quad (25)$$

onde (x_i, y_i) representa as coordenadas da i -ésima base. Para a determinação da posição em duas dimensões, são necessárias 3 bases no mínimo. Neste caso, 2 TDoA's independentes⁷ podem ser obtidos, e a localização do móvel é determinada geometricamente pela intersecção entre as 2 hipérbolas resultantes, como mostrado na Fig. 4.

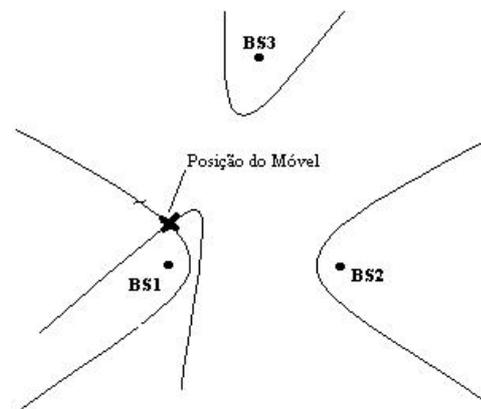


Figura 4. Determinação da posição por medida de TDoA.

No caso de três bases envolvidas para a determinação da posição, a solução pode ser dada através das seguintes equações:

$$\begin{aligned} x &= Ad_1 + B \\ y &= Cd_1 + D \end{aligned} \quad (26)$$

onde os coeficientes A, B, C e D são calculados por

$$A = \frac{d_{1,2}}{D_{12}} \quad (27)$$

$$B = \frac{D_{12}^2 - d_{1,2}^2}{2D_{12}} \quad (28)$$

⁷ $d_{2,3} = d_{1,3} - d_{1,2}$

$$C = \frac{d_{1,3} - x_3 A}{y_3} \quad (29)$$

$$D = \frac{D_{13}^2 - d_{1,3} - 2x_3 B}{2y_3} \quad (30)$$

onde D_{ij} representa a distância entre as bases i e j .

Na solução acima foi considerado, sem perda de generalidade, que a base 1 encontra-se na origem do sistema de coordenadas e que a base 2 está localizada no eixo X .

A distância d_1 do móvel à base 1 é determinada pela seguinte equação de segundo grau

$$(A^2 + C^2 - 1)d_1^2 + 2(AB + CD)d_1 + (B^2 + D^2) = 0 \quad (31)$$

Quando as raízes da equação acima são reais positivas e diferentes entre si, há dois valores possíveis para d_1 , o que representa uma ambigüidade na determinação da posição do móvel. Este resultado reflete a situação em que as hipérbolas se interceptam em dois pontos distintos. Neste caso é necessário uma informação complementar sobre a posição do móvel para que se escolha corretamente entre as duas soluções.

D.2 Limitações e Dificuldades

A possibilidade de ocorrerem duas soluções para a posição do móvel representa uma limitação dos sistemas hiperbólicos de localização. Em [27] é feito um levantamento da dimensão da *região de ambigüidade*⁸ e verifica-se que, dependendo da configuração das bases, grande parte da área útil para triangulação (área em que o móvel tem contato com as três bases) pode produzir soluções ambíguas. Considerando, por exemplo, as bases posicionadas nos vértices de um triângulo equilátero, foi verificado que cerca de 30 % da área útil está sujeita a soluções ambíguas.

Se houver mais de 4 bases em contato com o móvel, a ambigüidade é resolvida. No entanto esta situação se mostra improvável em ambientes urbanos [11]. Neste caso é necessário que os métodos hiperbólicos de localização sejam complementados por alguma fonte de informação auxiliar (por exemplo através da medida de potência) para que a posição seja corretamente determinada.

Assim como os métodos que se baseiam em ToA, as técnicas hiperbólicas de localização também sofrem com o efeito de NLOS entre terminal e base. No entanto, ao contrário do ToA, no qual a polarização da medida é sempre positiva, no TDoA o erro introduzido pelo NLOS pode ser positivo ou negativo, dependendo de qual base se encontra sem linha de visada com o terminal. Em [28] propõe-se uma técnica para reduzir o efeito do NLOS sobre a estimativa da posição baseada em TDoA's.

D.3 Métodos de estimativa da posição a partir de TDoA's

Foi visto no item II-D.1 que dado um conjunto de N bases, é possível obter $N - 1$ medidas de TDoA's não redundantes. Estas medidas dão origem a um sistema

⁸Região do plano na qual as soluções por TDoA são ambíguas.

de equações não-lineares (hiperbólicas) nas variáveis x e y , que representam a coordenada do móvel.

A solução dada em (26) resolve *geometricamente* o problema para 3 bases. No entanto, para um número maior de bases, as várias hipérbolas associadas às equações não se interceptam em um único ponto. Em geral as medidas obtidas contém erros, fazendo com que o sistema de equações seja *inconsistente*. Neste caso, sendo disponível a caracterização estatística do ruído (pelo menos a matriz covariância), métodos *estatísticos* devem ser utilizados para melhorar a precisão da estimativa.

Na literatura existem várias propostas de algoritmos para a estimação da posição em sistemas hiperbólicos [29][30][31][32][24][7]. Os mais empregados, no entanto, são os métodos por Série de Taylor (estimação LS iterativa) [24] e o método de Chan [7]. A razão para isto é que estes métodos apresentam o melhor desempenho (menor erro médio quadrático) dentre todos, com complexidade computacional e níveis de precisão semelhantes [7][33]. A seguir apresenta-se uma descrição sucinta das duas técnicas.

- Linearização por Séries de Taylor [24]

A formulação desta técnica para medidas de TDoA é praticamente idêntica à desenvolvida para ToA. A posição \mathbf{x} é estimada por um processo iterativo, descrito pela Eq. (18), até alcançar a convergência.

A diferença entre as duas abordagens está na função vetorial $\mathbf{f}(\mathbf{x})$, a ser linearizada pela Série de Taylor. Com medidas ToA foi visto que a i -ésima componente desta função é calculada pela equação (6). Por sua vez, em sistemas TDoA, esta função é determinada pela diferença entre distâncias dada pela Eq. (25). Neste caso, a matriz \mathbf{G} de derivadas de $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ a ser utilizada na Eq. (18) é dada por

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{x_1-x}{d_1} - \frac{x_2-x}{d_2} & \frac{y_1-y}{d_1} - \frac{y_2-y}{d_2} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{x_1-x}{d_1} - \frac{x_N-x}{d_N} & \frac{y_1-y}{d_1} - \frac{y_N-y}{d_N} \end{bmatrix} \quad (32)$$

- Método de Chan [7]

Sejam $N - 1$ TDoA's ($\tau_{2,1}, \tau_{3,1}, \dots, \tau_{N,1}$), obtidos a partir de N bases arbitrariamente distribuídas em um plano, cujas posições $(x_1, y_1), \dots, (x_N, y_N)$ são conhecidas. Da geometria do problema, após algumas manipulações algébricas simples, é possível escrever o seguinte conjunto de equações:

$$d_{i,1}^2 + 2d_{i,1}d_1 = -2x_{i,1}x - 2y_{i,1}y + K_i - K_1, \quad (i = 2, 3, \dots, N) \quad (33)$$

onde

$$\begin{aligned} d_{1,j} &= c\tau_{1,j} \\ x_{i,1} &= x_i - x_1 \\ y_{i,1} &= y_i - y_1 \\ K_i &= x_i^2 + y_i^2. \end{aligned} \quad (34)$$

As medidas apresentam erros, representadas pelo vetor de ruído \mathbf{n} , cuja matriz de covariância é \mathbf{Q} . É possível mostrar [7] que uma primeira estimativa LS (ou ML,

se \mathbf{n} for gaussiano) da posição (x,y) pode ser dada por onde

$$\hat{\mathbf{z}}_{\mathbf{a}} = \arg \min\{(\mathbf{h} - \mathbf{G}_{\mathbf{a}}\mathbf{z}_{\mathbf{a}})^T \Psi^{-1}(\mathbf{h} - \mathbf{G}_{\mathbf{a}}\mathbf{z}_{\mathbf{a}})\} = (\mathbf{G}_{\mathbf{a}}^T \Psi^{-1} \mathbf{G}_{\mathbf{a}})^{-1} \mathbf{G}_{\mathbf{a}}^T \Psi^{-1} \mathbf{h} . \quad (35)$$

onde

$$\mathbf{h} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} d_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ d_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \\ \vdots \\ d_{N,1}^2 - K_N + K_1 \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\mathbf{G}_{\mathbf{a}} = - \begin{bmatrix} x_{2,1} & y_{2,1} & d_{2,1} \\ x_{3,1} & y_{3,1} & d_{3,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N,1} & y_{2,1} & d_{N,1} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\Psi = E[\psi\psi^T] = c^2 \mathbf{B} \mathbf{Q} \mathbf{B}^T , \quad (38)$$

e

$$\mathbf{B} = \text{diag}\{d_2^0, d_3^0, \dots, d_M^0\} . \quad (39)$$

O sobrescrito “0” indica que a variável contém o valor verdadeiro da grandeza. O vetor $\mathbf{z}_{\mathbf{a}}$ contém as coordenadas do móvel (x,y) e é dado por

$$\mathbf{z}_{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ d_1 \end{bmatrix} \quad (40)$$

Ou seja, em uma primeira etapa, o método de Chan assume que d_1 e as coordenadas (x,y) do móvel são independentes. Posteriormente, a relação estes parâmetros é utilizada para aumentar a precisão da resposta final.

A matriz Ψ não é conhecida a priori porque é função das distâncias das bases ao móvel (d_i^0). No entanto, admite-se inicialmente que cada d_i^0 é aproximadamente igual a uma distância média, d^0 , e portanto $\mathbf{B} \approx d^0 \mathbf{I}$, onde \mathbf{I} é a matriz identidade. Dada esta aproximação, e considerando que um fator de escala para Ψ não altera a resposta em (35), $\hat{\mathbf{z}}_{\mathbf{a}}$ pode ser calculado por

$$\hat{\mathbf{z}}_{\mathbf{a}} \approx (\mathbf{G}_{\mathbf{a}}^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{G}_{\mathbf{a}})^{-1} \mathbf{G}_{\mathbf{a}}^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{h} \quad (41)$$

A Eq. (41) é usada para se obter uma estimativa inicial de (x,y) para o cálculo de \mathbf{B} em (39). A estimativa final de (x,y) é então calculada de (35).

Como mencionado, esta solução para $\mathbf{z}_{\mathbf{a}}$ não considerou o fato de que x, y e d_1 são dependentes. Considerando a relação entre eles através da equação

$$d_1^2 = K_1 - 2x_1x - 2y_1y + x^2 + y^2. \quad (42)$$

e após algumas manipulações algébricas, resulta na seguinte solução final para (x,y) .

$$x = \pm \sqrt{z'_{a1}} + x_1, \quad (43)$$

$$y = \pm \sqrt{z'_{a2}} + y_1.$$

onde z'_{ai} é a i -ésima componente do vetor-coluna $\mathbf{z}'_{\mathbf{a}}$, dado por

$$\hat{\mathbf{z}}'_{\mathbf{a}} = (\mathbf{G}'_{\mathbf{a}}{}^T \Psi'^{-1} \mathbf{G}'_{\mathbf{a}})^{-1} \mathbf{G}'_{\mathbf{a}}{}^T \Psi'^{-1} \mathbf{h}' . \quad (44)$$

onde

$$\mathbf{h}' = \begin{bmatrix} (z_{a,1} - x_1)^2 \\ (z_{a,2} - y_1)^2 \\ z_{a,3}^2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G}'_{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\Psi' = 4\mathbf{B}'(\mathbf{G}'_{\mathbf{a}}{}^T \Psi^{-1} \mathbf{G}'_{\mathbf{a}})^{-1} \mathbf{B}' \quad (45)$$

e

$$\mathbf{B}' = \text{diag}\{x^0 - x_1, y^0 - y_1, d_1^0\} \quad (46)$$

A matriz Ψ' não é conhecida a priori, uma vez que ela contém os valores verdadeiros das coordenadas do móvel. Contudo, a matriz \mathbf{B}' pode ser estimada utilizando-se os valores de $\mathbf{z}_{\mathbf{a}}$ calculados em (35), e a matriz $\mathbf{G}'_{\mathbf{a}}$ pode ser aproximada por $\mathbf{G}_{\mathbf{a}}$.

Para resolver a ambigüidade de (x,y) em (43), alguma informação adicional sobre a posição do móvel deve ser fornecida, o que representa uma limitação para o método. Por outro lado, é possível provar que quando os erros nas medidas de TDoA são pequenos, o desempenho do método de Chan atinge o limitante inferior de Crámer-Rao (definido no Apêndice). Além disso, trata-se de um método não iterativo, com solução em *forma fechada*, e que portanto não apresenta problemas de convergência e não necessita estimativa inicial da posição.

• Série de Taylor \times Chan

A Tabela III [34] compara os resultados obtidos em simulações para o método LS por série de Taylor e o método de Chan. Os valores na tabela representam a raiz quadrada do EMQ, obtidos para uma potência de ruído de -72 db em um cenário macrocelular urbano típico. As bases estão distribuídas no plano segundo um *lay-out* hexagonal, nas posições $(x_1 = 0, y_1 = 0)$, $(x_2 = 7500, y_1 = 4330)$, $(x_3 = 0, y_3 = 8660)$, $(x_4 = -7500, y_1 = 4330)$, e o móvel encontra-se em $(x = 1480, 7, y = 4068, 2)$. Não são simuladas condições de NLOS. Observa-se que os resultados são praticamente idênticos nas duas alternativas, e em ambas o aumento do número de bases não altera significativamente a precisão da estimativa⁹.

TABELA III

COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS LS POR SÉRIE DE TAYLOR E CHAN.

\sqrt{EMQ}	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
<i>S. Taylor</i>	65 m	62 m	60 m
<i>Chan</i>	65 m	64 m	59 m

E. GPS

E.1 Descrição

O Sistema de Posicionamento Global (GPS - *Global Positioning System*) possibilita, em princípio, a deter-

⁹Vale observar que este efeito é observado para *este* particular posicionamento de bases e terminal. Em outras situações o aumento do número de bases pode elevar consideravelmente a precisão.

minação da posição, velocidade e tempo em qualquer ponto do globo terrestre. Ele é composto por uma constelação de 24 satélites de baixa órbita (a 20.183,61 km da superfície da Terra), estações de monitoramento, que observam os sinais enviados dos satélites, e estações de controle, que transmitem dados para os satélites.

Os satélites GPS transmitem um sinal com portadora de RF de 1,57542 GHz e utilizam técnicas de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA), transmitindo um sinal com espalhamento espectral por seqüência direta (DS-SS) com taxa de 1,023 Mchips/s e período de código de 1 ms.

As seqüências DS-SS enviadas pelos satélites são moduladas por mensagens de navegação que incluem a informação precisa do tempo de transmissão do sinal e a descrição da posição orbital do satélite (efeméris). A medida da posição feita pelo receptor GPS baseia-se nos tempos de chegada (ToA) dos sinais. Quando 4 ou mais satélites estão em linha de visada com a antena receptora, a latitude, longitude e altitude do receptor podem ser determinados.

De acordo com o plano de radio-navegação norte-americano de 1999, a precisão estimada para o GPS seria de 100 m (para 95 % das amostras medidas). Na realidade este desempenho era pior do que de fato o sistema poderia oferecer, uma vez que os dados liberados para uso civil pelo Departamento de Defesa dos Estados Unidos eram propositalmente degradados (“*Selective Availability*”). No entanto, a partir de Maio de 2000, esta degradação proposital dos dados foi retirada para o uso civil, e dados experimentais mostram que os erros de posição foram reduzidos por um fator maior do que 10 [5].

No caso específico da localização de terminais de comunicações móveis, projeta-se a utilização da tecnologia GPS como parte integrante de uma rede denominada *Assisted-GPS* (A-GPS). A idéia básica desta rede é possibilitar a coleta das informações de posição disponibilizadas pelo GPS de forma mais rápida e precisa para o sistema de comunicações.

Os principais componentes da rede A-GPS são o terminal móvel com receptor GPS, um servidor A-GPS com receptor (referência) de GPS, que deve “enxergar” os mesmos satélites que o terminal, e a infra-estrutura da rede sem fio, i.e, estações rádio-base e MSC's (*Mobile Switching Center*), como mostra a Figura 5.

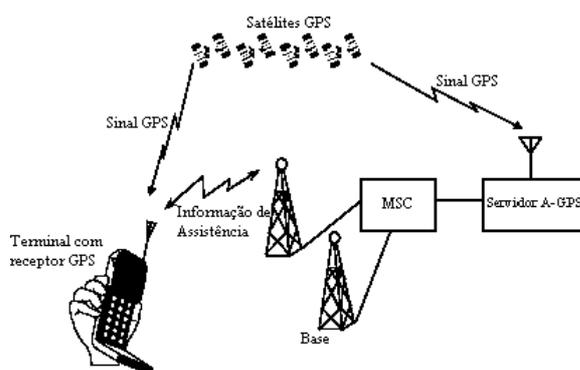


Figura 5. Sistema A-GPS.

Em relação ao sistema GPS original, as principais melhorias obtidas com o A-GPS são as seguintes: redução do tempo de aquisição dos sinais, melhoria da sensibilidade do sensor GPS (embutido no terminal) e redução do consumo de energia.

As vantagens obtidas com esta tecnologia são devidas principalmente à atuação do servidor A-GPS, que executa cálculos paralelos para cada terminal do sistema, acelerando o processo de localização. Especificamente, este servidor obtém do MSC a localização do móvel ao nível de célula, e, ao mesmo tempo, monitora os sinais dos satélites recebidos pelos terminais. Desta forma ele é capaz de inferir, e posteriormente transmitir para o terminal, determinadas informações úteis para o cálculo de sua localização, como por exemplo, o deslocamento Doppler (devido ao movimento dos satélites) de frequência dos sinais recebidos pelo terminal, e a efeméris dos satélites. Além disso, o servidor A-GPS pode prever em um intervalo de ± 5 chips a fase da seqüência pseudo-aleatória do sinal espalhado recebido. Estas funções executadas pelo servidor A-GPS fazem com que o *tempo de aquisição inicial*¹⁰ do terminal móvel seja muito menor que o requerido por um receptor GPS convencional, que é de aproximadamente 30 segundos. [35][36].

Após o desespalhamento da seqüência pseudo-aleatória, o terminal poderia então transmitir para o servidor A-GPS os ToA's, que ficaria encarregado de calcular a localização do móvel. Alternativamente, a fim de reduzir a quantidade de informação transmitida pela interface-rádio, algumas soluções propostas (IS-801 e TIA/EIA-136 Rev. C) prevêm que o terminal deva executar uma maior carga de processamento e consiga calcular por si próprio a sua localização.

Para efeito de classificação, quando a posição é calculada pela rede, a técnica é denominada de *Mobile Assisted-GPS*. Quando o próprio terminal é capaz de determinar sua posição, o método é chamado de *Mobile Based-GPS* [37].

E.2 Limitações e Dificuldades

Em 1998, quando as primeiras soluções para radiolocalização de terminais móveis estavam sendo propostas, acreditava-se que a alternativa baseada em GPS não seria apropriada para emprego [13]. A crença na época era de que o custo, tamanho, complexidade e consumo de potência do receptor GPS seriam fortes entraves para a adoção desta solução. Além disso, em ambientes urbanos, o sinal seria obstruído quando o usuário estivesse localizado em *canyons* ou no interior de um veículo ou prédio (ambiente *indoor*), impossibilitando a medida de posição.

No entanto, estas dificuldades foram com o tempo sendo superadas. O nível de integração cada vez maior conseguido pela indústria micro-eletrônica consegue, hoje em dia, tornar compatível as dimensões do receptor GPS com a de um terminal móvel de comunicações. A produção em larga-escala deve reduzir o custo do GPS inserido em um terminal móvel de comunicações.

¹⁰Tradução livre de *time-to-first-fix* (TTFF)

Grande parte das limitações foram minimizadas ou completamente resolvidas com o A-GPS. Como visto anteriormente, com o A-GPS o consumo de potência e a complexidade do receptor GPS embutido em um terminal móvel podem ser significativamente menores do que o exigido para um receptor GPS convencional. Outro fato a ser considerado é que o tempo de aquisição cai significativamente, outrora considerado um entrave para satisfazer as exigências do *E-911*. Além disso, é possível conseguir um aumento na sensibilidade do receptor de 10 dB com o auxílio do A-GPS [36].

Vale ressaltar que o problema da obstrução do sinal no cenário urbano não é totalmente resolvido com o A-GPS. Estima-se que em um ambiente indoor o nível do sinal caia da ordem de 20 a 30 dB, o que inviabiliza a medida da posição nestas condições. No entanto, a empresa *Global Locate* afirma que desenvolveu uma solução que contorna a dificuldade mencionada. Em parceria com empresa de integrados *Fujitsu*, foi desenvolvido um chip com tecnologia de 0,18 micron que contém 16.000 correlatores a mais do que o usual, aumentando com isto a sensibilidade do receptor [36]. Foram feitos alguns testes de campo que comprovaram a eficiência da tecnologia.

Embora, aparentemente, todos os problemas inicialmente levantados tenham sido resolvidos, ainda se observa uma relutância por parte de operadoras e indústrias fabricantes de equipamentos para a adoção do GPS. Isto se deve, provavelmente, ao fato de que o GPS é um sistema controlado pelo Departamento de Defesa norte-americano, que pode interromper o seu funcionamento unilateralmente.

III. RECOMENDAÇÕES (PADRONIZAÇÃO) PARA TECNOLOGIAS DE LOCALIZAÇÃO

A. GSM

A definição de soluções para a localização de terminais móveis foi voltada principalmente para a tecnologia GSM (*Global System for Mobile Communications*), base das plataformas mais utilizadas no mundo (GSM900, GSM1800 e PCS1900 norte-americano)[38]. As atividades foram iniciadas no ano de 1995 no âmbito do ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*)[39] e correram separadas das ações promovidas pelo grupo de trabalho norte-americano T1P1.5, responsável pela padronização do sistema PCS 1900, após a publicação do *E911*. Em 1997, o grupo T1P1.5 assumiu a responsabilidade de fornecer o padrão para a Europa e Estados Unidos, considerando principalmente a sua aplicação aos terminais de 2ª geração. Quatro alternativas foram estudadas para sistemas baseados no GSM [37]:

- A-GPS
- Avanço no Tempo (*Time Advance (TA)*)
- Diferença observada entre tempos de chegada *aperfeiçoada* (*Enhanced Observed Time Difference (E-OTD)*)
- TOA no enlace reverso (*Uplink TOA (U-TOA)*)

A tecnologia A-GPS calcula a posição do móvel utilizando o sistema GPS de posicionamento, conforme

visto no item II-E. As demais propostas são vistas a seguir.

A.1 Avanço no Tempo

Esta técnica aproveita a informação disponível de *avanço no tempo* (TA) do slot GSM, que foi criada originalmente para o controle da temporização de transmissão do quadro de cada usuário. Na prática, a estação base no sistema GSM informa ao terminal do usuário o quanto deve ser avançado o início de transmissão do seu quadro para que se estabeleça o sincronismo. Como este avanço é função da distância entre base e terminal, obtém-se um círculo como lugar geométrico para o móvel.

Na rede GSM a informação de TA é estimada somente quando o terminal está no modo *conectado*, isto é, quando o terminal está se comunicando com a base de serviço através de um canal dedicado (canal de tráfego). Portanto, para se estimar a distância do terminal a outras bases, no mínimo dois procedimentos de *handoff's* devem ser forçados a ocorrer, para que sejam estabelecidos canais de tráfego com outras bases.

A vantagem desta solução é que ela é baseada na rede, podendo ser utilizada com os atuais terminais GSM. Uma das desvantagens é a necessidade de se fazer *hand-off's* adicionais, o que aumenta a carga de sinalização do sistema. A outra desvantagem é a baixa resolução obtida na medida, que é de apenas 554 m¹¹.

A.2 Diferença Observada entre Tempos de Chegada *Aperfeiçoada* (E-OTD)

O E-OTD¹² é uma técnica na qual os sinais para o cálculo da posição são enviados no *downlink*, por 3 bases no mínimo. Há a necessidade de que as bases estejam sincronizadas entre si, ou que sejam utilizados pontos fixos de medida espalhados na área de cobertura, denominados de *Location Measurement Unit* (LMU), cujas posições são conhecidas. Esta última alternativa é a mais considerada para implementação.

Quando se utiliza LMU's, os três parâmetros de interesse são o *OTD* (*Observed Time Difference*), *RTD* (*Real Time Difference*) e *GTD* (*Geometric Time Difference*). Os parâmetros *OTD* e *RTD* são medidas de TDoA, obtidos respectivamente pelo móvel e LMU, de sinais enviados por duas bases em instantes de tempo distintos. Se um *burst* for transmitido pela base 1 (respectivamente, base 2) no instante t_{Tx1} (respectivamente, t_{Tx2}) e recebido pelo móvel no instante t_{Rx1} (respectivamente, t_{Rx2}), então

$$\begin{aligned} RTD &= t_{Tx2} - t_{Tx1} \\ OTD &= t_{Rx2} - t_{Rx1}. \end{aligned} \quad (47)$$

O parâmetro *GTD* vezes a velocidade da luz é a medida da diferença entre as distâncias do terminal às

¹¹No GSM a duração de bit é de 3,69 μ seg, o que corresponde a uma distância aproximada de propagação de 1100 m, resultando na resolução mencionada.

¹²No GSM as medidas de diferença de tempo são chamadas de *diferenças de tempo observadas* (OTD).

bases 1 e 2, já que

$$\begin{aligned} GTD &= RTD - OTD \\ &= (t_{Rx1} - t_{Tx1}) - (t_{Rx2} - t_{Tx2}) \quad (48) \\ &= (d_1 - d_2)/c. \end{aligned}$$

Para um dado valor de GTD, o lugar geométrico da posição do móvel é uma hipérbole com focos nas bases 1 e 2.

Para a implementação do E-OTD, a distância entre o terminal e uma determinada base (normalmente a de serviço) é escolhida como *referência*, e é considerada para calcular os TDoA's com as demais bases. No GSM estas medidas são realizadas quando o terminal móvel está no modo *conectado* ou *repouso* (i.e., o terminal móvel está ligado mas não há canal de tráfego alocado). Portanto, ao contrário da técnica que utiliza a informação de avanço no tempo, o cálculo da posição por E-OTD não necessita fazer handoff's forçados, o que sem dúvida é uma vantagem significativa.

Os atuais terminais de 2ª geração não suportam a tecnologia E-OTD, sendo necessário um *upgrade* de software (justificando a denominação de *enhanced* para a técnica) para que as medidas de OTD sejam feitas com elevada precisão. Estas medidas são enviadas pelo serviço de mensagens curtas (SMS-*Short Message Service*) para um centro de localização do terminal móvel (MLC-*Mobile Location Center*), que realiza então os cálculos da posição.

Esta alternativa é fortemente considerada por diversas empresas para implementação no GSM de 2ª geração, bem como no sistema UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) de 3ª geração.

A.3 ToA no enlace reverso (U-ToA)

Na técnica U-ToA considerada para implementação no GSM, diversas bases fazem a medida de ToA do sinal enviado pelo terminal móvel. Como o sincronismo entre base e terminal não é suficiente para que se determine o real tempo de propagação do sinal, considera-se a *diferença* entre as medidas. Mesmo neste caso, é necessário que haja uma referência de tempo para as bases, obtida por exemplo através de GPS.

Tal como na técnica de *avanço no tempo*, na especificação do U-ToA está previsto que o cálculo da posição do terminal seja feita no modo *conectado*, e no mínimo dois *handoff's* são forçados a ocorrer para que se obtenha medidas de ToA com outras bases.

Em relação à E-OTD, a vantagem desta técnica é que ela pode ser implementada com os atuais terminais de GSM. A desvantagem é a menor precisão e a necessidade de múltiplos *handoff's* para o cálculo da posição.

B. UMTS

Em maio de 2000 o grupo T1P1.5 foi dissolvido e, na Europa, a padronização de técnicas de localização voltou a ficar a cargo do ETSI. No âmbito do projeto 3GPP (*3G Partnership Project*), no qual o ETSI e outros organismos de padronização estabelecem as especificações para o sistema de 3ª geração UMTS, são atualmente consideradas as seguintes tecnologias para determinação da posição [40]: A-GPS, Identificação de

Célula (*Cell-ID*) e Diferença Observada entre Tempos de Chegada (*Observed TDOA*).

B.1 Identificação de Célula (*Cell-ID*)

Este método assume que a posição aproximada do terminal móvel é dada pelas coordenadas da estação rádio-base de serviço, que em geral é a base mais próxima. Como esta informação é inerente a quase todos os sistemas de comunicações móveis, as modificações necessárias para se implementar a *cell-ID* são reduzidas, o que a torna atraente do ponto de vista de implementação.

A principal desvantagem do método é a baixa precisão da informação de posição, o que inviabiliza o seu emprego para a maior parte das aplicações. Em áreas densamente urbanizadas a precisão é melhor pois as dimensões das células são menores.

B.2 Diferença Observada entre Tempos de Chegada (*Observed TDOA*)

O método de OTDOA no sistema UMTS baseia-se em medidas de TDoA de sinais enviados pelas bases e recebidos pelo terminal móvel. O OTDOA pode ser operado em dois modos, *MS-assisted* e *MS-based*. O modo *MS-assisted*, no qual uma central denominada SRNC (*Serving Radio Network Controller*) realiza o cálculo da posição, é componente obrigatório do sistema UMTS e deve estar disponível para todos os terminais [5]. O modo *MS-based*, por sua vez, depende da capacidade de processamento do terminal e da operadora para ser utilizado.

No modo de transmissão TDD (*Time Division Duplex*) previsto para o UMTS as bases estão sincronizadas, mas no modo FDD, em princípio, as bases transmitem sem sincronismo entre si, o que requer o conhecimento do RTD. Assim como no E-OTD, este parâmetro pode ser obtido através de LMU's. Se houver sincronismo, a precisão deve ser elevada, uma vez que uma incerteza de apenas 10 nseg corresponde a um erro de 3 m na estimativa da posição [40].

O sistema UMTS utiliza a tecnologia de múltiplo acesso baseado em códigos ortogonais (CDMA), e portanto um terminal próximo a uma estação rádio-base não consegue "ouvir" outras estações, necessárias para a determinação da posição. Para contornar este problema, as especificações para o UMTS prevêm que as medidas de TDoA sejam feitas durante períodos de repouso da transmissão no enlace direto (IPDL - *Idle Period on Downlink*). Neste caso, há duas alternativas: OTDOA-IPDL e TA-IPDL (*Time Aligned-IPDL*).

• OTDOA-IPDL

Nesta alternativa os períodos de repouso (*idle*) podem ser inseridos de duas maneiras: *contínuo* ou *rajada* (*burst*). No primeiro caso estes períodos são inseridos em todos os quadros transmitidos no enlace direto, com uma cadência fixa, a cada 10 ms. No modo de *rajada*, o espaçamento entre períodos de repouso é variável, determinado pela operadora do sistema.

Quanto maior for o período de *idle*, maior é o tempo de integração do sinal recebido, e portanto a estimativa

do TDoA é mais precisa. Por outro lado, períodos sem transmissão de sinal acarretam uma redução da capacidade do sistema.

Embora os períodos de *idle* sejam padronizados para o UMTS, os terminais não são obrigados a serem compatíveis com o IPDL [5].

• TA-IPDL

A técnica TA-IPDL representa um aperfeiçoamento do OTDOA-IPDL. No TA-IPDL os períodos de *idle* das bases são intencionalmente alinhados, e têm uma duração aproximada de 30 μ s. Durante 70 % deste período as bases ficam sem transmitir qualquer sinal e nos 30 % restantes todas transmitem um canal piloto para que os terminais façam as medidas de TDoA. Em simulações realizadas [41][42] verificou-se que o nível de interferência é menor para a técnica TA-IPDL, o que aumenta a precisão da medida pois mais bases são “ouvidas” e maior é a rejeição a multipercursos.

C. Comparação entre tecnologias

A Tabela IV [43] mostra a precisão obtida para algumas tecnologias de localização previstas para o GSM e UMTS. É possível observar que a tecnologia A-GPS apresenta desempenho superior em relação aos demais métodos, principalmente em ambiente rural. Em ambiente suburbano ou urbano seu desempenho é degradado devido a atenuação do sinal. A tabela mostra também a forte dependência do *Cell-ID* com o tamanho de célula. Em ambientes rurais o emprego desta tecnologia provavelmente não será considerado pois a precisão obtida é inadequada para qualquer tipo de aplicação.

TABELA IV
PRECISÃO DAS TECNOLOGIAS DE LOCALIZAÇÃO

Tecnologia	Ambiente			
	Rural	Suburbano	Urbano	Indoor
<i>Cell-ID</i>	1-35 km	1-10 km	50 m-1 km	Sem alteração*
<i>Cell-ID</i> +TA	1-35 km	1-10 km	50 m-1 km	Sem alteração*
<i>E-OTD</i>	50-150 m	50-150 m	50-150 m	Leve degradação
<i>A-GPS</i>	10 m	20 m	30-100 m	É possível próximo às janelas

* a menos que sejam utilizadas pico-células

IV. COMENTÁRIOS FINAIS

Nesta seção são apresentados tópicos adicionais sobre o assunto e uma conclusão sucinta do que foi abordado neste trabalho.

A. Mitigação do Erro de NLOS

As publicações científicas mais recentes sobre radiolocalização de terminais móveis endereçam principalmente o problema de NLOS, que é, sem dúvida, o maior

obstáculo para as técnicas convencionais (AoA, ToA, TDoA) de determinação da posição.

Um importante pesquisador da área, J. Caffery Jr, tem publicado artigos [10][44][45][46] propondo novas soluções e metodologias de análise para o problema. A abordagem utilizada por Caffery em seus trabalhos baseia-se em medidas obtidas localmente, desprezando as estimativas e medidas passadas.

Outros pesquisadores, no entanto, têm adotado uma abordagem “recursiva” para a mitigação do problema de NLOS, em contraposição à abordagem “estática” utilizada por Caffery. Na abordagem “recursiva” são utilizados métodos iterativos de estimação, como por exemplo a filtragem de Kalman, para estimar a posição do móvel. Em artigos recentes [47][12], Cruickshank et al. demonstram por simulação um aumento significativo da precisão na estimativa da posição utilizando estruturas com filtros de Kalman.

A abordagem recursiva é, a princípio, mais robusta a erros de estimação da posição provocados por NLOS. Esta afirmação baseia-se no fato de que o *estado* de NLOS é normalmente caracterizado pelo aumento da variância das medidas obtidas (tanto de AoA como de ToA), e também pela súbita variação na média destas medidas (ToA somente). Sendo assim, métodos recursivos de estimação podem incorporar naturalmente algoritmos para identificação de medidas corrompidas por NLOS, e assim desprezá-las, ou reduzir o peso destas na estimativa final.

Por outro lado, esta abordagem demanda uma maior carga de processamento e sinalização para o sistema. Além disso, em situações nas quais o usuário apresenta pouca mobilidade, sua eficiência piora sensivelmente devido à correlação entre as medidas.

B. Radiolocalização entre as empresas

Entre as operadoras e fabricantes de equipamentos de telecomunicações, observa-se que ainda não foram definidas quais soluções serão adotadas para incorporar a tecnologia de localização entre os serviços oferecidos para os usuários. Esta indefinição é, em parte, justificada pelos seguintes motivos:

- há um grande número de alternativas tecnológicas disponíveis¹³, cujas eficiências ainda não foram totalmente comprovadas;
- nos Estados Unidos e Europa, as operadoras ainda têm dúvidas quanto à real relação custo/benefício de se utilizar métodos de localização com elevada precisão, demandada por determinadas aplicações comerciais¹⁴, e;
- os próprios sistemas 3G de telefonia celular ainda estão em fase de consolidação e definição de padrões. Portanto, é óbvio que enquanto esta definição não ocorrer, os novos serviços previstos para estes sistemas vão ficar em compasso de espera.

Apesar deste quadro de indefinição, é razoável antever que as tecnologias predominantes de radiolocaliza-

¹³Segundo o site www.comm-nav.com/e911.htm, há atualmente 17 empresas de tecnologias desenvolvendo soluções para a determinação da posição de terminais de comunicações.

¹⁴Segundo análise realizada pela *Wireless Location Industries Association* (www.wliaonline.org).

ção serão a E-OTD (OTDOA), principalmente para os sistemas GSM/UMTS, e A-GPS. A E-OTD deve ser a opção adotada entre os principais fabricantes europeus de equipamentos para comunicações móveis (Siemens, Ericsson, Nokia), os quais, inclusive, já estabeleceram parcerias com a empresa britânica *Cambridge Positioning Systems*, que lidera o desenvolvimento da tecnologia E-OTD. A tecnologia A-GPS, por sua vez, provavelmente deve atender a parte do mercado asiático e americano, sendo a principal empresa desenvolvedora a *Global Locate*.

C. Conclusões

Apresentou-se neste trabalho um tutorial sobre radiolocalização de terminais móveis. Este serviço deve ser oferecido em breve pelas operadoras de comunicações móveis, nos sistemas 2G e 3G, promovendo inúmeros benefícios para os seus usuários.

Há vários métodos de radiolocalização sendo pesquisados. Quase todas as alternativas utilizam medidas realizadas na interface-rádio entre bases e terminal para estimar a posição deste último. Para estes métodos, o principal problema a ser superado é o erro provocado nas medidas pela ocorrência de NLOS. A tecnologia A-GPS, por sua vez, aproveita as informações disponibilizadas pelo sistema GPS de localização para determinar a posição do móvel. Para esta técnica a maior dificuldade é a obtenção de medidas *indoor*.

Do ponto de vista de padronização, o instituto europeu ETSI, que regulamenta as plataformas GSM e UMTS, é o órgão que mais tem se preocupado em promover a discussão e elaboração de padrões para as tecnologias de localização.

APÊNDICE

Medidas de Precisão da Estimativa de Posição

A. Limitante Inferior de Crámer-Rao

Uma das “medidas” de precisão mais utilizadas para a avaliação do desempenho de métodos de localização é a comparação do erro médio quadrático (EMQ) com o valor previsto pelo limitante de Crámer-Rao (CRLB-Crámer-Rao Lower Bound).

O cálculo de EMQ é tipicamente feito através da expressão

$$EMQ = E[(\mathbf{x}_r - \hat{\mathbf{x}})^T (\mathbf{x}_r - \hat{\mathbf{x}})] = E[d_{err}^2] \quad (A.1)$$

onde \mathbf{x}_r e $\hat{\mathbf{x}}$ representam as posições real e estimada, respectivamente, e d_{err} é a distância entre estas posições. O CRLB por sua vez determina o valor mínimo possível para a variância de estimadores não polarizados, e é dado pela diagonal da inversa da *matriz de informação de Fisher J* calculada da forma [48]:

$$\mathbf{J} = E \left[\left(\frac{\partial \ln p(\mathbf{r}|\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right) \left(\frac{\partial \ln p(\mathbf{r}|\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \right] \Bigg|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_r} \quad (A.2)$$

onde \mathbf{r} é o vetor de medidas AoA, ToA ou TDoA e $p(\mathbf{r}|\mathbf{x})$ é a função densidade de probabilidade de \mathbf{r} condicionado ao vetor \mathbf{x} . Compara-se, portanto, o EMQ

com o *traço* (soma dos elementos das diagonais) da inversa de \mathbf{J} .

Admitindo que as medidas são afetadas por ruído gaussiano, com matriz covariância \mathbf{N} , é possível provar [7] que a matriz \mathbf{J} pode ser calculada por

$$\mathbf{J} = c^{-2} \left(\frac{\partial \mathbf{r}^T}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{N}^{-1} \frac{\partial \mathbf{r}}{\partial \mathbf{x}} \right) \quad (A.3)$$

onde $\partial \mathbf{r} / \partial \mathbf{x}$ representa uma matriz $N \times 2$ (N -número de bases).

B. Probabilidade de Erro Circular

A *Probabilidade de Erro Circular* (CEP-Circular Error Probability) [24][25] é definida pelo raio do círculo que tem como centro a média da estimativa e que contém metade das realizações do vetor aleatório. Em outras palavras, se B representar a amplitude do vetor-diferença entre a posição real e a média da estimativa, como mostrado na Figura 6, então a probabilidade de que a estimativa de \mathbf{x} esteja a uma distância $B + CEP$ da posição real é $1 - 1/2$.

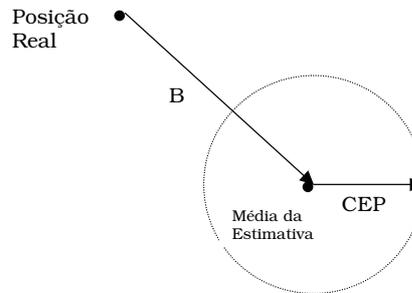


Figura 6. Geometria para a determinação da probabilidade de erro circular.

O CEP representa uma medida da incerteza da estimativa $\hat{\mathbf{x}}$ em relação à sua média $E[\hat{\mathbf{x}}]$. Quando o estimador é não polarizado, o CEP é uma medida da incerteza em relação à posição real. Na maior parte dos casos, o CEP é difícil de ser calculado e seu valor é normalmente aproximado pela expressão

$$CEP \approx 0,75 \sqrt{E[(\hat{\mathbf{x}}_r - E[\hat{\mathbf{x}}])^T (\hat{\mathbf{x}}_r - E[\hat{\mathbf{x}}])]} = 0,75 \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad (A.4)$$

que contém um erro menor do que 10 % em relação ao valor verdadeiro [24]. Os parâmetros σ_x^2 e σ_y^2 são as variâncias dos erros nas coordenadas x e y .

C. Diluição Geométrica de Precisão

O parâmetro *Diluição Geométrica de Precisão* (GDOP-Geometric Dilution of Precision) quantifica o efeito do arranjo geométrico entre bases e móvel sobre a precisão da estimativa. É definida pela razão entre o erro RMS (\sqrt{EMQ}) da estimativa de posição e o erro RMS das medidas realizadas. Portanto, para um estimador não polarizado, o GDOP é dado por

$$GDOP = \frac{\sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}}{\sigma_r} \quad (A.5)$$

onde σ_r denota o desvio padrão médio (considerando todas as bases) das medidas de ToA ou TDoA, multiplicadas por c . Para sistemas AoA, σ_r^2 é a variância média da distância entre cada base e um ponto de referência próximo à verdadeira posição do móvel. Comparando-se (A.4) com (A.5), pode-se observar que

$$CEP \approx (0,75\sigma_r)GDOP \quad (A.6)$$

O GDOP indica o quanto a configuração (lay-out) das bases em relação ao móvel influencia na precisão da estimativa, dado um valor de erro para as medidas.

REFERÊNCIAS

- [1] G. D. Ott, "Vehicle location in cellular mobile radio system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, no. 8, pp. 43–46, Fev. 1977.
- [2] H. Staras e S. N. Honickman, "The accuracy of vehicle location by trilateration in a dense urban environment," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 38–43, Fev. 1972.
- [3] Federal Communications Commission, "FCC Wireless Enhanced 911 Requirements," FACT SHEET, <http://www.fcc.gov/911/enhanced>.
- [4] J. J. Caffery, Jr. e G. L. Stuber, "Overview of radiolocation in CDMA cellular systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 4, pp. 38–45, Abr. 1998.
- [5] H. Laitinen, S. Ahonen, S. Kyriazakos, J. Lahteenmaki, R. Menolasino, e S. Parkkila, "Cellular network optimization based on mobile location (IST-2000-25382-CELLO)," VTT - Technical Research Centre of Finland, Rel. Téc., 2001. [Online]: <http://www.telecom.ece.ntua.gr/cello>
- [6] J. J. Caffery, Jr., *Wireless Location in CDMA Cellular Radio Systems*. Massachusetts, USA: Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [7] Y. T. Chan, "A simple and efficient estimator for hyperbolic location," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, no. 8, pp. 1905–1915, 1994.
- [8] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*. Prentice Hall, 1997.
- [9] N. Thomas e D. Cruickshank, "A passive mobile location system for UMTS," em *Proc. IEE Colloquium on UMTS Terminals and Software Radio*, 1999.
- [10] S. Al-Jazzar, J. J. Caffery, Jr., e H.-R. You, "A scattering model based approach to NLOS mitigation in TOA location systems," em *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference-Spring*, 2002, pp. 861–865.
- [11] M. Silventoinen e T. Rantalainen, "Mobile station emergency locating in GSM," em *Proc. IEEE Personal Wireless Communications Conference*, 1996, pp. 232–238.
- [12] N. Thomas, D. Cruickshank, e D. Laurenson, "Performance of a TDOA-AOA hybrid mobile location system," em *Proc. IEE 3G Mobile Communications Technologies*, 2001, pp. 216–220.
- [13] T. S. Rappaport, J. H. Reed, e B. D. Woerner, "Position location using wireless communications on highways of the future," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 4, pp. 30–37, Abr. 1998.
- [14] W. Figel, N. Shepherd, e W. Trammel, "Vehicle location by a signal attenuation method," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1969.
- [15] M. Hata e T. Nagatsu, "Mobile location using signal strength measurements in a cellular system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, pp. 245–251, 1980.
- [16] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, pp. 673–680, 1977.
- [17] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. UK: Pentech Press, 1992.
- [18] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, e K. Fukuda, "Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile service," *Rev. Electr. Commun. Lab.*, vol. 16, pp. 825–873, 1968.
- [19] D. Kothris, M. Beach, B. Allen, e P. Karlsson, "Performance assessment of terrestrial and satellite based position location systems," em *Proc. IEE 3G Mobile Communications Technologies*, 2001, pp. 211–215.
- [20] D. Reudink, "Properties of mobile radio propagation above 400 MHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 27, pp. 244–258, Nov. 1978.
- [21] J. C. Liberti e T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall, 1999, ch. 10, pp. 285–365.
- [22] M. Aatique, "Evaluation of TDOA techniques for position location in CDMA systems," Dissertação de Mestrado, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Set. 1997.
- [23] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing (Estimation Theory)*. UK: Prentice Hall, 1993.
- [24] D. J. Torrieri, "Statistical theory of passive location systems," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, no. 2, pp. 183–197, Mar. 1984.
- [25] W. H. Foy, "Position-location solutions by Taylor-series estimation," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, pp. 187–194, Mar. 1976.
- [26] J. J. Caffery, Jr., "A new approach to the geometry of TOA location," em *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference-Fall*, 2000, pp. 1943–1949.
- [27] A. G. Guimarães e M. A. Grivet, "A study of ambiguity in hyperbolic mobile position location," em *Proc. IEE European Personal Mobile Communications Conference*, 2003, pp. 157–161.
- [28] L. Cong e W. Zhuang, "Non-line-of-sight error mitigation in TDOA mobile location," em *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom)*, 2001, pp. 680–684.
- [29] B. Friedlander, "A passive localization algorithm and its accuracy analysis," *IEEE J. Oceanic Eng.*, pp. 234–245, Jan. 1987.
- [30] H. C. Schau e A. Z. Robinson, "Passive source localization employing intersecting spherical surfaces from time-of arrival differences," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, pp. 1223–1225, Ago. 1987.
- [31] J. S. Abel e J. O. Smith, "The spherical interpolation method for closed-form passive source localization using range difference measurements," em *Proc. IEEE Int'l Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1987, pp. 471–474.
- [32] —, "A divide and conquer approach to least-squares estimation," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 26, pp. 423–427, Mar. 1990.
- [33] J. Vidal, M. Cabrera, R. Játiva, M. Najar, A. Pàges, e C. Simon, "D621 location based services performance evaluation (location techniques) (IST-1999-10322 SATURN)," Universitat Politècnica de Catalunya, Rel. Téc., 1999. [Online]: <http://www.ist-saturn.org>
- [34] Y. Abdulla, H. El-Hennawy, e S. Mahrous, "The effect of base stations configurations on the accuracy of hyperbolic position location in macrocellular and microcellular gsm systems," em *Proc. National Radio Science Conference (Egypt)*, 2001, pp. 303–313.
- [35] Trimble Inc., "GeoExplorer CE (TRIMBLE)," Data Sheet . [Online]: <http://www.trimble.com>
- [36] F. V. Diggelen e C. Abraham, "Indoor GPS Technology," White Paper Global Locate. [Online]: <http://www.globallocate.com>
- [37] *Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Location Services (LCS)*, ETSI TS 101 724 v.7.3.0, Padrão, ETSI.
- [38] M. A. Spirito, "On the accuracy of cellular mobile station location estimation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 3, pp. 674–685, Maio 2001.
- [39] "Report of location service," Doc. TDoc SMG1 418/95, Nokia Telecommunications.
- [40] *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Stage 2 functional Specification of UE positioning in UTRAN*, ETSI TS 125 305 v.5.4.0, Padrão, ETSI.
- [41] N. Thomas, D. Cruickshank, e D. Laurenson, "Channel model implementation for evaluation of location services," em *Proc. IEE 3G Mobile Communications Technologies*, 2000, pp. 446–450.
- [42] B. Ludden e L. Lopes, "Cellular based location technologies for UMTS: a comparison between IPDL and TA-IPDL," em *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference-Spring*, 2000, pp. 1348–1353.
- [43] P. H. Salmon, "Locating calls to the emergency services," *British Telecom. Techn. Journal*, vol. 21, no. 1, pp. 28–33, Jan. 2003.
- [44] S. Venkatraman, J. J. Caffery, Jr., e H.-R. You, "Location using LOS range estimation in NLOS environments," em *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference-Spring*, 2002, pp. 856–860.
- [45] S. Al-Jazzar e J. J. Caffery, Jr., "ML and Bayesian TOA location estimators for NLOS environments," em *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference-Fall*, 2002, pp. 1178–1181.
- [46] S. Venkatraman e J. J. Caffery, Jr., "A statistical approach to non-line-of-sight BS identification," em *Proc. IEEE Wireless Personal Multimedia Conference*, 2002.
- [47] N. Thomas, D. Cruickshank, e D. Laurenson, "A robust location estimation architecture with biased Kalman filtering of TOA data for wireless systems," em *Proc. IEEE Spread Spectrum Techniques and Applications Symposium*, 2000, pp. 296–300.
- [48] H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory*. USA: John Wiley & Sons, 1968.

Alberto Gaspar Guimarães é graduado em Engenharia de Telecomunicações pelo Instituto Militar de Engenharia (IME) em 1992 e tem mestrado na área de processamento de sinais pelo mesmo instituto, concluído em 1998. De 1993 a 1995 e de 1998 a 2000, trabalhou com sistemas de radar e avaliação de sistemas bélicos no Campo de Provas da Marambaia, Rio de Janeiro. Atualmente encontra-se matriculado no programa de Doutorado na PUC-Rio, na área de sistemas de comunicações.

Marco Antonio Grivet Mattoso Maia nasceu no Rio de Janeiro em 2 de dezembro de 1951. Recebeu o grau de Engenheiro Elétrico com ênfase em Telecomunicações pela PUC/Rio em 1975. Recebeu o título de Mestre (M.Sc.) em Engenharia Elétrica pela PUC/Rio em 1977 e o título de Ph.D. pela Universidade de Kent em Canterbury em 1983. Durante o período de 1983-1989 foi professor do Instituto Militar de Engenharia, tendo em 1989 se transferido para o Centro de Estudos em Telecomunicações da PUC/Rio onde se encontra até hoje. Seus interesses de pesquisa incluem comunicações móveis, otimização e processamento de imagens.