



Assinado  
Digitalmente

**REPÚBLICA FEDERATIVA DO BRASIL**  
MINISTÉRIO DA INDÚSTRIA, COMÉRCIO EXTERIOR E SERVIÇOS  
**INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL**

## **CARTA PATENTE Nº PI 0520486-0**

O INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL concede a presente PATENTE DE INVENÇÃO, que outorga ao seu titular a propriedade da invenção caracterizada neste título, em todo o território nacional, garantindo os direitos dela decorrentes, previstos na legislação em vigor.

**(21) Número do Depósito:** PI 0520486-0

**(22) Data do Depósito:** 26/08/2005

**(43) Data da Publicação do Pedido:** 01/03/2007

**(51) Classificação Internacional:** H04B 7/005

**(54) Título:** MÉTODOS PARA ESTIMAÇÃO DE ELEVAÇÃO DE RUÍDO EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO SEM FIO E PARA CONTROLE DE ADMISSÃO EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO SEM FIO, NÓ DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO SEM FIO, E, SISTEMA DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

**(73) Titular:** TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL) (SE). Endereço: SE - 164 83 ESTOCOLMO, SUÉCIA (SE)

**(72) Inventor:** KARL TORBJÖRN WIGREN

**Prazo de Validade:** 10 (dez) anos contados a partir de 30/10/2018, observadas as condições legais

**Expedida em:** 30/10/2018

Assinado digitalmente por:  
**Liane Elizabeth Caldeira Lage**  
Diretora de Patentes, Programas de Computador e Topografias de Circuitos Integrados

“MÉTODOS PARA ESTIMAÇÃO DE ELEVAÇÃO DE RUÍDO EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO SEM FIO E PARA CONTROLE DE ADMISSÃO EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO SEM FIO, NÓ DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO SEM FIO, E, SISTEMA DE  
5 COMUNICAÇÃO SEM FIO”

### CAMPO TÉCNICO

A presente invenção relaciona-se em geral a métodos e dispositivos para estimação de quantidades relacionadas à potência em sistemas de comunicação celulares.

### FUNDAMENTO

10 Sistemas de telecomunicação de Acesso Múltiplo por Divisão de Código de Banda Larga (WCDMA) têm muitas propriedades atraentes que podem ser usadas para desenvolvimento futuro de serviços de telecomunicação. Um desafio técnico específico por exemplo em WCDMA e  
15 sistemas semelhantes é a programação de canais de ligação superior aumentados a intervalos de tempo onde as condições de interferência são favoráveis, e onde existe uma capacidade suficiente na ligação superior da célula em questão para suportar canais de ligação superior aumentados. É bem conhecido que usuários existentes da célula todos contribuem para o nível de  
20 interferência na ligação superior de sistemas de WCDMA. Adicionalmente, terminais em células vizinhas também contribuem para o mesmo nível de interferência. Isto é porque todos os usuários e canais comuns de uma célula transmitem na mesma banda de frequência quando a tecnologia de CDMA é usada. A carga da célula está relacionada diretamente ao nível de interferência  
25 da mesma célula.

A fim de manter estabilidade de uma célula, a carga precisa ser mantida abaixo de um certo nível. Isto segue como a maioria de canais de usuário de ligação superior, pelo menos em WCDMA, está sujeita a controle de potência. Este controle de potência visa a manter o nível de potência

recebido de cada canal a uma certa relação de sinal para interferência (SIR), a fim de ser capaz de satisfazer requisitos de serviço específicos. Este nível de SIR é normalmente tal que as potências recebidas na estação rádio base (RBS) estejam vários dBs abaixo do nível de interferência. 'Desespalhamento' em denominados receptores RAKE então aumenta cada canal a um nível de sinal onde os bits transmitidos podem ser processados adicionalmente, por exemplo por decodificadores de canal e codecs de fala que estão localizados depois na cadeia de processamento de sinal.

Desde que a RBS tenta manter cada canal em seu valor de SIR preferido específico, pode acontecer que um usuário adicional, ou tráfego de dados em salva de um usuário existente, aumenta o nível de interferência, por esse meio reduzindo momentaneamente a SIR para os outros usuários. A resposta da RBS é comandar um aumento de potência para todos os outros usuários, algo que aumenta a interferência até mesmo mais. Normalmente, este processo permanece estável abaixo de um certo nível de carga. No caso que um canal de alta capacidade apareceria subitamente, a elevação na interferência se torna grande e o risco para instabilidade, um denominado afluxo de potência, aumenta. É assim uma necessidade programar canais de ligação superior de alta capacidade, como o canal de ligação superior aumentado (E-UL) em WCDMA, de forma que alguém possa assegurar que instabilidade seja evitada. Para fazer assim, a carga momentânea deve ser estimada na RBS. Isto habilita a avaliação da margem de capacidade que é deixada ao ponto de instabilidade.

A carga de uma célula em por exemplo um sistema de CDMA é normalmente referida a alguma quantidade relacionada à potência, tipicamente elevação de ruído ou a elevação sobre térmica (ROT). Quantidades de potência, tal como nível de potência de total e fundo de ruído (ruído idealmente térmico), têm que ser determinados. Determinações de quantidades de potência altamente flutuantes ou fundo de ruído de acordo

com a técnica anterior são tipicamente associadas com incertezas relativamente grandes, que podem até mesmo estar na mesma ordem de magnitude como a margem de capacidade disponível inteira. Será assim realmente muito difícil implementar funcionalidade de canal de ligação superior aumentada sem melhorar a estimação de carga conectada a isso.

Várias medidas de elevação de ruído existem. A mais importante é talvez a Elevação sobre Térmica (RoT), que é definida como o quociente da interferência total da célula e o fundo de potência de ruído térmico do receptor da RBS. Outras medidas incluem por exemplo interferência de não WCDMA em banda com respeito ao fundo de ruído térmico.

Neste momento poderia ser mencionado que um parâmetro igualmente importante que requer estimação de carga para seu controle é a cobertura da célula. A cobertura está normalmente relacionada a um serviço específico que precisa operar a uma SIR específica para funcionar normalmente. O limite de célula de ligação superior é então definido por um terminal que opera à potência máxima de saída. A potência recebida de canal máxima na RBS é definida pela potência máxima do terminal e a perda de trajeto para o receptor digital. Desde que a perda de trajeto é uma função direta da distância entre o terminal e a RBS, uma distância máxima de RBS resulta. Esta distância, tomada em todas as direções da RBS, define a cobertura.

Segue agora que qualquer aumento de nível de interferência resulta em uma SIR reduzida que não pode ser compensada por uma potência de terminal aumentada. Como uma consequência, a perda de trajeto precisa se reduzir para manter o serviço. Isto significa que o terminal precisa se mover mais perto da RBS, isto é, a cobertura da célula é reduzida.

Da discussão anterior está claro que a fim de manter a cobertura de célula àquela que o operador planejou, é necessário manter a

carga abaixo de um nível específico. Isto significa que estimação de carga também é importante para cobertura. Em particular, estimação de carga é importante de um ponto de vista de cobertura na programação rápida de tráfego de ligação superior aumentado na RBS. Além disso, a funcionalidade de controle de admissão e controle de congestão no controlador de rede de rádio (RNC) que controla várias RBSs também se beneficia de informação precisa sobre a elevação de ruído momentânea da célula.

### SUMÁRIO

Um problema geral com redes de comunicação de CDMA da técnica anterior é que estimacões de carga são apresentadas com uma precisão que faz controle de carga cuidadoso difícil. Em particular, a determinação de elevação de ruído com relação a canais de ligação superior aumentados, sofre de grandes incertezas, principalmente causadas por dificuldades para estimar o fundo de ruído ou outras quantidades relacionadas à potência.

Um objetivo geral da presente invenção é prover métodos e arranjos melhorados para determinar quantidades relacionadas à potência, por exemplo estimação de carga. Um objetivo adicional da presente invenção é prover métodos e arranjos dando determinação mais precisa de quantidades relacionadas à potência. Ainda um objetivo adicional da presente invenção é prover métodos e arranjos para melhorar estimacões de elevação de ruído.

Os objetivos anteriores são alcançados com métodos e dispositivos de acordo com as reivindicações de patentes inclusas. Em termos gerais, uma potência de banda larga total recebida em um sistema de comunicação sem fio é medida várias vezes durante um intervalo de tempo. Preferivelmente, também potências de código ou potências de ligação de rádio correspondentes são medidas. Uma distribuição de probabilidade de uma primeira quantidade de potência, em uma concretização particular, uma quantidade de potência de banda larga total recebida, é estimada do conjunto de medições, preferivelmente usando técnicas de filtragem de Kalman.

Preferivelmente, também uma distribuição de probabilidade de uma segunda quantidade de potência relacionada à interferência e ruído é estimada. Uma distribuição de probabilidade condicional de uma medida de elevação de ruído a ser determinada é pelo menos baseada na distribuição de probabilidade estimada da primeira quantidade de potência. Da distribuição de probabilidade condicional da medida de elevação de ruído, um valor da medida de elevação de ruído é calculado, e preferivelmente também um desvio-padrão disso. Em uma concretização preferida, a medida de elevação de ruído é baseada em um quociente entre uma potência total e um fundo de ruído, e a distribuição de probabilidade condicional da medida de elevação de ruído é portanto baseada na distribuição de probabilidade da quantidade de potência de banda larga total recebida e uma distribuição de probabilidade condicional de uma quantidade de fundo de ruído. A distribuição de probabilidade condicional da quantidade de fundo de ruído é por sua vez baseada na distribuição de probabilidade do valor extremo da quantidade de potência relacionada à interferência e ruído e uma distribuição de probabilidade determinada anterior de um fundo de potência de ruído.

É assim uma vantagem da presente invenção que um valor de elevação de ruído preciso é provido, até mesmo na presença de interferência de célula vizinha, fontes de interferência externas e potências rapidamente flutuantes.

### **BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS**

A invenção, junto com objetivos e vantagens adicionais dela, pode ser entendida melhor fazendo referência à descrição seguinte tomada junto com os desenhos acompanhantes, em que:

Figura 1 mostra uma cadeia de sinal de uma estação rádio base executando estimação de carga;

Figura 2 mostra um modelo típico simplificado de controle de potência;

Figura 3 ilustra uma relação típica entre elevação de ruído e taxa de bit total em uma célula;

Figura 4 é uma ilustração esquemática de potências de sinal ocorrendo em uma rede de comunicação móvel típica;

5 Figura 5 é uma ilustração esquemática de funcionalidades de uma concretização preferida da presente invenção;

Figura 6 é um diagrama de bloco de partes principais de uma concretização de um sistema de acordo com a presente invenção;

10 Figura 7 é um diagrama ilustrando resultados de estimação de elevação de ruído de uma simulação de acordo com uma concretização da presente invenção;

Figura 8A é um fluxograma de etapas principais de uma concretização de um método de acordo com a presente invenção;

15 Figura 8B é um fluxograma de etapas principais de uma concretização de um método de acordo com a presente invenção; e

Figura 9 é um diagrama ilustrando uma variação de tempo típica de uma quantidade de potência derivada de medições de potência total recebida.

### DESCRIÇÃO DETALHADA

20 Ao longo da exposição inteira, letras em negrito nas equações se referem a vetor ou quantidades de matriz.

A presente descrição detalhada é introduzida por uma discussão um pouco mais profunda sobre como executar estimação de carga e os problemas encontrados por soluções da técnica anterior a fim de revelar a seriedade disso. Isto é feito com referência a um sistema de WCDMA típico, mas as idéias não estão restritas a WCDMA. Elas são aplicáveis em muitos tipos de sistemas celulares.

#### Pontos de Referência e Medição

Uma cadeia de sinal típica de uma RBS é descrita na Figura 1.

Um sinal de banda larga recebido de uma antena 1 primeiro passa para uma cadeia de condicionamento de sinal analógico 2, que consiste em cabos, filtros, etc. Variações entre componentes junto com deriva de temperatura, fazem o fator de escala desta parte do sistema ser indeterminado com cerca de 2-3 dBs, quando o sinal entra em um receptor 3. Isto é discutido adicionalmente abaixo. No receptor 3, várias operações acontecem. Para estimação de carga é assumido normalmente que uma potência de banda larga recebida total é medida em algum estágio, na Figura 1 denotado por 5. Além disso, é assumido nesta concretização que medições de potência de código, isto é, potências de cada canal/usuário individual da célula, são feitas disponíveis em um estágio 6. Um ponto de referência para quantidades estimadas é referido como 4. Os pontos na cadeia onde quantidades estimadas são válidas, e onde medições são levadas, são mostrados esquematicamente na Figura 1.

Há várias razões para as dificuldades para estimar a potência de fundo de ruído térmico. Uma razão como indicado acima é que a potência de fundo de ruído térmico, como também as outras potências recebidas, é afetada por incertezas de componente na extremidade dianteira de receptor analógico. Os pontos de referência de sinal estão, por definição, no conector de antena. As medidas são porém obtidas depois da cadeia de condicionamento de sinal analógico, no receptor digital. Estas incertezas também possuem um deriva térmica.

A cadeia de eletrônica de condicionamento de sinal analógico introduz um erro de fator de escala de 2-3 dB entre RBSs (grupo) que é difícil de compensar. A medição de RTWP (Potência de Banda larga Total Recebida) que é dividida pelo valor prefixado do fundo de potência de ruído térmico pode portanto ser inconsistente com o fundo de potência de ruído térmico assumido por 2-3 dB. O efeito seria uma estimativa de elevação de ruído que também está errada por 2-3 dB. Considerando o fato que o intervalo

de elevação de ruído permitido em um sistema de WCDMA é tipicamente 0-7 dB, um erro de 2-3 dB não é aceitável.

5 Felizmente, todas as potências formando a potência total recebida (se refira ao Apêndice A) são igualmente afetadas pelo erro de fator de escala  $\gamma(t)$ , então quando a relação de elevação de ruído  $N_R(t)$  (se refira ao Apêndice A) é calculada, o erro de fator de escala é cancelado como:

$$N_R(t) = N_R^{\text{Digital Receiver}}(t) = \frac{P^{\text{Total, Digital Receiver}}(t)}{P_N^{\text{Digital Receiver}}} = \frac{\gamma(t)P^{\text{Total, Antenna}}(t)}{\gamma(t)P_N^{\text{Antenna}}} =$$

$$= \frac{P^{\text{Total, Antenna}}(t)}{P_N^{\text{Antenna}}} = N_R^{\text{Antenna}}(t) \quad (1)$$

onde  $N_R^{\text{Digital Receiver}}$  e  $N_R^{\text{Antenna}}$  são as relações de elevação de ruído como medidas no receptor 3 digital (Figura 1) e na antena 1 (Figura 1), respectivamente,  $P^{\text{Total, Digital Receiver}}(t)$  e  $P^{\text{Total, Antenna}}(t)$  são as potências recebidas totais no receptor digital 3 e na antena 1, respectivamente, e  $P_N^{\text{Digital Receiver}}$  e  $P_N^{\text{Antenna}}$  são o nível de ruído térmico como medido no receptor digital 3 e na antena 1, respectivamente. Porém, note que (1) requer medição do fundo de ruído  $P_N^{\text{Digital Receiver}}$  no receptor digital. Esta é uma dificuldade principal que é tratada pela presente invenção.

## 15 Medições de Potência

Na descrição detalhada, as notações gerais seguintes são usadas:

Medições da potência de banda larga recebida total são executadas no receptor. Esta medição é denotada por  $P^{\text{Total}}(t)$ , onde  $t$  denota tempo discreto. A taxa de medição é  $T^{-1}$  Hz.

Potência de código é na presente exposição usada para denotar uma potência de ligação de rádio associada com cada código individual que é usado no sistema de WCDMA. O termo geral "potência de ligação de rádio" é considerado incluir o termo geral "potência de código", porém, na presente exposição, onde WCDMA é o sistema exemplar, os dois termos poderiam ser

considerados como equivalentes. Medição de potência de código pode ser executada no receptor, para canais controlados da célula. Estas medições são denotadas por  $P_{i, Measurement}^{Code}(t)$ . A taxa de medição é  $1_s^{-1}$  Hz.

A potência de código do canal de dados  $i$  (CS ou PS), denotada  $P_i^{Code, Data}$  correspondendo a canal de controle  $i$ , denotada  $P_i^{Code, Control}$  não é medida diretamente. Ao invés, é vinculada à potência de sinal de código recebida atual como:

$$P_i^{Code, Data}(t) = n_{Code} (\beta_i^{Data}(t) / \beta_i^{Control}(t))^2 P_i^{Code, Control}(t) \equiv \eta_i(t) P_i^{Code, Control}(t) \quad (2)$$

onde o fator de escala  $\eta_i(t)$  depende do serviço e é conhecido no receptor a qualquer dado evento de tempo, possivelmente atrasado a depois de decodificação de TFCI,  $n_{Code}$  denota o número efetivo de códigos usados na conexão e  $\beta_i^{Data}$  e  $\beta_i^{Control}(t)$  são os denominados fatores  $\beta$ , cujo quociente quadrado define a relação de potência entre sinalização de controle e tráfego de dados para um usuário.

Todos os períodos de amostragem são tais que haja um período de amostragem menor de forma que todos os outros períodos de amostragem sejam múltiplos inteiros deste período de amostragem.

A quantidade que será usada ao longo da exposição é  $P_i^{Code}(t)$  que é usada para denotar a soma de potência de sinal de controle e potência de canal de dados para o canal total  $i$ . Note que a medição  $P_{i, Measurement}^{Code}$  só mede a potência de canal de controle. Conseqüentemente, no situação livre de ruído ideal:

$$P_{i, Measurement}^{Code}(t) = \frac{1}{1 + \eta_i(t)} P_i^{Code}(t). \quad (3)$$

### Malha de Controle de Potência

Na Figura 2, um modelo de uma malha de controle de potência simples para um canal  $i$ . é ilustrado Uma meta 10 para a relação de potência de código para interferência, denotada como  $(C/I)^{Tar}$ , é provida e baseada nisto, um fator de carga  $L_i^{Tar}$  é computado 11, que representa a relação entre uma potência total 12 denotada como  $P^{Total}$ , e um valor de referência de

potência de código 14 para o canal, denotada como  $P_i^{CodeRef}$ . Conseqüentemente, o fator de carga  $L_i^{Tar}$  é multiplicado 13 pela potência total 12 para prover o valor de referência de potência de código 14. Uma potência de código  $P_i^{Code}$  é subtraída 15 do valor de referência de potência de código 14 para alcançar qualquer desvio do desejado e a diferença é usada como uma entrada a um controlador de malha interna 16. O controlador de malha interna opera por exemplo a fim de alcançar um erro de estado estável zero. Um termo de erro 18 é tipicamente adicionado 17 a uma saída do controlador de malha interna 16, dando a potência de canal de saída medida 19 do canal  $i$ , denotada  $P_i^{Code}$ , se refira acima. Esta potência de saída 19 é então usada na realimentação ao subtrator 15.

Como as mudanças em potência de canal de saída 19 influenciam a potência total 12, uma malha de controle de potência externa também está presente, conectando todas as potências de canal de saída e a potência total 12.

Elevação de Ruído

Como indicado na seção de fundamento, o resultado de introduzir canais adicionais se torna um aumento da potência total 12. Como visto da Figura 2, um aumento no potência total 12 faz um aumento na potência de canal de saída 19. Pela malha de controle de potência externa, isto por sua vez aumentará a potência total 12 adicionalmente. Para cargas relativamente baixas, e para cargas adicionais relativamente pequenas, este comportamento de controle é tipicamente estável abaixo de um certo limiar. Porém, ao passar este limiar, ou para cargas adicionais muito grandes, instabilidade pode ocorrer.

Figura 3 é um diagrama ilustrando estas condições. Elevação de ruído  $N_R$ , definida como a relação entre uma potência total e o nível de ruído térmico  $P_N$  como medido no conector de antena, também referido como o fundo de ruído, é uma medida da carga. Acima de um limiar de elevação de

ruído  $N_R^{thr}$ , a situação se torna instável. Uma relação 100 entre taxa de bit total e elevação de ruído  $N_R$  é conhecida do projeto das malhas de controle, e programação de canais adicionais pode ser executada uma vez que a elevação de ruído instantânea  $N_R$  foi determinada. A capacidade de pólo,  $C_{pole}$ , denota a capacidade de taxa de bit máxima em bits por segundo. Uma diferença típica  $\Delta N$  entre o limiar  $N_R^{thr}$  e o nível definidos pelo nível de ruído térmico  $P_N$  é tipicamente 7 dB. Porém, o fundo de ruído ou nível de ruído térmico  $P_N$  não está prontamente disponível. Por exemplo, desde que incertezas de fator de escala no receptor podem ser tão grandes quanto 2-3 dB como discutido acima, uma parte grande da margem disponível é afetada por tais incertezas introduzidas.

Uma abordagem matemática para a estimação de potências e medidas de interferência é apresentada no Apêndice A.

Capacidade de Observação de Fundo de Ruído

Uma razão para as dificuldades para estimar a potência de fundo de ruído térmico aparece agora, desde que até mesmo se todas as medições forem feitas no receptor digital, o fundo de ruído não pode ser medido diretamente, pelo menos não em uma única RBS. A explicação é que interferência de célula vizinha e interferência de fontes externas também afetam o receptor, e qualquer valor médio de tais fontes não pode ser separado do fundo de ruído. Medições de potência nos próprios canais de célula podem ser executadas. Tais medições porém não resolvem o problema, embora elas possam melhorar a situação um pouco.

Figura 4 ilustra as contribuições para medições de potência com relação a uma RBS 20. A RBS 20 está associada com uma célula 30. Dentro da célula 30, vários terminais móveis 25 estão presentes, que se comunicam com a RBS 20 através de ligações diferentes, cada uma contribuindo para a potência recebida total por  $P_i^{Code}(t)$ . A célula 30 tem várias células vizinhas 31 dentro do mesmo sistema de WCDMA, cada uma

associada com uma RBS 21. As células vizinhas também incluem terminais móveis 26. Os terminais móveis 26 emitem potência de radiofrequência e a soma de todas tais contribuições é denotada por  $P^N$ . Também pode haver outras fontes externas de rede de radiação, tal como por exemplo uma estação de radar 41. Contribuições de tais fontes externas são denotadas por  $P^E$ . Finalmente, o termo de  $P_N$  surge do próprio receptor.

Está claro do anterior que  $P^N(t)$  e  $P_N$  não são mensuráveis e conseqüentemente precisam ser estimados ou eliminados de algum modo. Isto é descrito adicionalmente no Apêndice B.

Como mostrado no Apêndice B, a medição de potência de banda larga total  $P_{Measurement}^{Total}(t)$  pode ser expressa por:

$$P_{Measurement}^{Total}(t) = \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t) + P^{E+N}(t) + P_N(t) + e^{Total}(t), \tag{4}$$

onde

$$P^{E+N} = P^E + P^N \tag{5}$$

e onde  $e^{Total}(t)$  modela ruído de medição.

Pode ser provado matematicamente que uma estimação linear de  $P^{E+N}(t)$  e  $P_N$  não é um problema observável. Só a soma  $P^{E+N} + P_N$  é observável das medições disponíveis. Isto também é verdade no caso que medições de potência de código são executadas. Como ambos  $P^{E+N}$  e  $P_N$  são quantidades positivas, é evidente que cada uma não pode ser estimada da soma dos dois. Também se mostra que não há nenhuma modelagem matemática disponível tornando possível eliminar um de  $P^{E+N}(t) + P_N$ . Em outras palavras, o problema é que não há nenhuma técnica convencional que pode ser usada para separar o fundo de ruído de valores médios de potência se originando de interferência de célula vizinha e fontes de interferência em banda externas ao sistema celular. Como se mostra, só a soma da potência do fundo de ruído e a potência da interferência de vizinha e externa pode ser observada. Um modo simplificado para declarar este fato é que no caso que a soma de dois números (positivos) é conhecida, então esta informação só não é

suficiente para determinar cada dos dois números.

### Estimações de Fundo de Ruído

Ainda outra razão para a dificuldade com estimação de elevação de ruído é que o fundo de ruído térmico não é sempre a quantidade buscada. Há situações onde a interferência em banda constante afeta significativamente o receptor da RBS. Estes interferidores constantes não afetam a estabilidade discutida acima, eles aparecem como uma temperatura de ruído aumentada, isto é, um fundo de ruído térmico aumentado.

Na técnica anterior, uma alternativa é usar determinação cara e individual do fundo de ruído térmico de cada RBS no campo a fim de alcançar um desempenho estimação de carga bastante alto. O estabelecimento do valor prefixado para o fundo de potência de ruído térmico, como visto no receptor digital, requer medições de referência executadas através de um grande número de RBSs tanto na fábrica ou no campo. Ambas as alternativas são caras e precisam ser repetidas assim que o hardware muda.

A abordagem anterior para resolver o problema requereria calibração de cada RBS individualmente. Isto seria porém muito caro e é extremamente não atraente. Além disso, erros de deriva de temperatura na eletrônica de condicionamento de sinal analógico de talvez 0,7-1,0 dB ainda permaneceria.

Aceitando o fato que só a soma  $P^{E+N} + P_N$  pode ser observada de medições de potência de banda larga total e potências de código para todos os canais, deve ser investigado se qualquer informação útil ainda pode ser deduzida. A presente invenção objetiva alcançar uma solução que evita os problemas listados acima. Um problema particular necessário a evitar é que o fundo de ruído é uma quantidade que não é observável de medições que podem ser feitas disponíveis na RBS.

Um princípio para estimação do fundo de potência de ruído térmico é estimá-lo como um mínimo de uma quantidade de potência medida

ou estimada. Este mínimo é tipicamente computado através de um intervalo de tempo predeterminado. A potência em questão é preferivelmente tanto a soma da potência do fundo de ruído e da potência de interferência de vizinha e externa, ou a potência de banda larga recebida total. Uma abordagem seria  
 5 portanto calcular a elevação de ruído de uma das duas quantidades mínimas anteriores, por uma divisão da potência de banda larga recebida total momentânea com a potência de fundo de ruído térmico estabelecida.

O princípio de usar uma divisão com uma potência de fundo de ruído térmico estabelecida tem várias propriedades, algumas das quais  
 10 podem ser desvantagens, pelo menos em certas aplicações. O princípio de estimação estabelece um valor específico do fundo de potência de ruído térmico, como a variável de saída. Isto não é ótimo nem necessário. A quantidade de saída que é realmente precisada é a elevação de ruído, e como será visto abaixo, esta quantidade pode ser estimada diretamente. Além disso,  
 15 o princípio de estimação não provê qualquer medida da precisão do fundo de potência de ruído térmico calculado, nem a elevação de ruído. Esta é uma consequência do fato que só um valor do fundo de potência de ruído térmico é estimado.

Além disso, o princípio de estimação não responde por  
 20 informação anterior que está disponível por exemplo na distribuição de probabilidade da potência de fundo de ruído térmico verdadeiro, através de uma coleção de RBSs. Isto tem consequências adicionais. A estimativa do fundo de potência de ruído térmico obtida pelas idéias anteriores é sempre influenciada para ser mais alta que o valor verdadeiro. Isto segue como a  
 25 soma de potência de fundo de ruído térmico, potência de WCDMA de célula vizinha e potência de interferência em banda de não WCDMA é sempre pelo menos tão grande quanto o fundo de potência de ruído térmico. Conseqüentemente, quando o mínimo é estimado através de um intervalo de tempo determinado, um valor maior que a potência verdadeira de ruído

térmico é sempre obtido. Uma consequência disto é que a elevação de ruído é subestimada, isto é, a carga da célula é subestimada. A consequência poderia ser programação agressiva demais, conduzindo por exemplo à instabilidade de célula.

5 Concretização preferida de um dispositivo de acordo com a presente invenção

Na presente invenção, a meta da determinação é uma estimativa da função de densidade de probabilidade unidimensional da elevação de ruído, não só um único valor. Um benefício importante do fato que a distribuição de probabilidade completa é estimada é a possibilidade para  
10 computar a variância (desvio-padrão) da estimativa. Por esse meio, a qualidade do processo de estimação será avaliada automaticamente. Medidas de incerteza como esta aqui são provavelmente para serem altamente úteis quando por exemplo canais de ligação superior aumentados são programados em etapas posteriores.

15 Uma concretização preferida da presente invenção é ilustrada esquematicamente como um diagrama de bloco na Figura 5. A concretização preferida se relaciona ao campo de estimação de carga em sistemas de telefone celulares de acesso múltiplo por divisão de código. A exposição da concretização preferida é escrita para funcionalidade de estimação de carga  
20 com respeito à ligação superior aumentada (E-UL) em sistemas celulares do tipo de WCDMA. Note porém, que a situação para outros sistemas celulares do tipo de CDMA deveria ser semelhante, assim a maioria da discussão detalhada deveria ser válida para estes sistemas igualmente.

Note que na descrição seguinte, distribuições de probabilidade  
25 são operadas por sistemas digitais, tipicamente discretizando as distribuições como histogramas.

O arranjo de estimação de elevação de ruído não linear ótimo inclui três blocos principais. Em um primeiro bloco de estimação de potência 51, um arranjo de filtro de Kalman recebe várias entradas 61A-E, por

exemplo a potência de banda larga total recebida medida RTWP 61A, e provê saídas 62A, 62B, 63A, 63B, que são estimativas de potência 62A, 63A e desvios-padrão 62B, 63B correspondentes. Na concretização presentemente preferida, a entrada 61A é como mencionado acima a potência de banda larga total recebida medida RTWP 61A. Além disso, a entrada 61B é a relação de potência de código medida para interferência (C/I) de canal i, a entrada 61C são os fatores beta para canal i, a entrada 61D é o número de códigos para canal i, e a entrada 61E é a relação de potência de código para interferência correspondente comandada pela malha de controle de potência rápida. A saída 62A é a estimativa de uma quantidade de potência sendo a soma de potência de interferência de WCDMA de célula vizinha, potência de interferência de não WCDMA em banda e potência de fundo de ruído térmico, e a saída 63A é a potência de banda larga total recebida estimada e a saída 63B é a variância correspondente. Como as saídas são do arranjo de filtro de Kalman, estes parâmetros são os únicos precisados para definir as distribuições Gaussianas estimadas que são produzidas pelo filtro. Assim, bastante informação é dada para definir a informação de distribuição de probabilidade inteira das estimativas de potência. Modelos de espaço de estado dinâmico 65 e o filtro de Kalman variável em tempo 51 são descritos em mais detalhes no Apêndice C.

5

10

15

20

Em um segundo bloco de estimação de distribuição de probabilidade condicional 52, um arranjo baseado em estatísticas Bayesianas recebe a estimativa de potência 62A e os desvio-padrão 62B correspondentes como entradas, e provê uma saída 64 incluindo a distribuição de probabilidade estimada de um valor extremo, tipicamente o mínimo, de  $P_{Estimate}^{E+N+Noise}$ , que é uma estimativa da soma de potência de interferência de célula vizinha, potência de interferência em banda externa e potência de ruído térmico. Parâmetros 66 dando informação sobre uma distribuição de probabilidade esperada da potência de fundo de ruído são providos ao bloco

25

de estimação de distribuição de probabilidade condicional 52, a fim de alcançar uma estimação ótima. Uma descrição mais detalhada da estimação da distribuição de probabilidade condicional é dada no Apêndice D.

Em um terceiro bloco de estimação de elevação de ruído 53, um arranjo baseado em estatísticas Bayesianas recebe a distribuição de probabilidade estimada do mínimo de  $P_{Estimate}^{E+N+Noise}$  64, da estimativa de potência 63A e dos desvio-padrão 63B correspondentes como entradas, e provê principalmente uma saída 67 incluindo elevação de ruído estimada  $RoT_{Estimate}$  e o desvio-padrão correspondente  $\sigma_{RoT,Estimate}$ . Nesta concretização, a medida de elevação de ruído preferida é definida de acordo com:

$$RoT(t) = \frac{P^{Total}(t)}{P_N}, \quad (6)$$

onde  $P^{Total}(t)$  é uma potência total recebida, porém, também outras medidas de elevação de ruído podem ser utilizadas.

Parâmetros 68 dando informação sobre qual medida de elevação de ruído a ser usada são nesta concretização providos ao bloco de estimação de elevação de ruído 53 e preferivelmente também a distribuição de probabilidade esperada anterior da elevação de ruído 69. Uma descrição mais detalhada da distribuição de probabilidade condicional é dada no Apêndice E.

A elevação de ruído estimada  $RoT_{Estimate}$  e o desvio-padrão correspondente  $\sigma_{RoT,Estimate}$  são tipicamente computados como o meio condicional, baseado na distribuição de probabilidade condicional estimada da elevação de ruído. Esta é a estimativa ótima da elevação de ruído, e é descrita adicionalmente no Apêndice F.

A presente exposição das concretizações preferidas revela algoritmos não lineares detalhados que são teoricamente ótimos. No primeiro bloco 51 na concretização preferida, as potências das ligações de rádio da própria célula não são subtraídas diretamente da potência de banda larga total recebida. Ao invés, as técnicas de filtragem de espaço de estado ótimo, nesta

concretização filtragem de Kalman, são aplicadas para estimar um sinal sendo a soma de potência de WCDMA de célula vizinha, interferência em banda de não WCDMA e o fundo de potência de ruído térmico. O risco que perturbações de medição em ligações de rádio de alta potência produziram obstáculos que impediriam qualquer cálculo do mínimo do sinal anterior, é minimizado por esta abordagem.

A abordagem de filtragem de Kalman adicionalmente tem as vantagens seguintes. Pode operar sistemas variados em tempo rapidamente introduzindo variações preditas no modelo de Kalman. Isto é ideal quando o tráfego de dados em salvas de ligações de rádio de WCDMA de alta potência é filtrado. Outras técnicas para filtragem de sinais fortemente variáveis em tempo normalmente introduzem distorção. Um filtro de Kalman é ao invés capaz de filtrar fora erros de medição, embora o sistema que gera o sinal seja variado em tempo rapidamente de um modo conhecido. Na presente aplicação, a variabilidade de tempo rápida é modelada pelos fatores beta atuais de cada ligação de rádio decodificada. Estes fatores beta descrevem a variação de tempo por exemplo de tráfego de dados altamente em salvas no sistema de WCDMA.

Além disso, filtragem de Kalman é capaz de usar informação anterior física para prover um cálculo automático de ganhos ótimos de filtragem variável em tempo. Em particular, os filtros de Kalman propostos na concretização preferida contêm um modelo embutido da malha de controle de potência rápida que controla cada ligação de rádio. Estimativas anteriores sobre precisão de modelo e erros de modelagem são usadas para computar automaticamente os ganhos do filtro de Kalman.

As saídas do bloco de filtragem de Kalman consistem em distribuições de probabilidade Gaussianas, parametrizadas por estimativas e suas variâncias estimadas.

O presente método usa preferivelmente medições freqüentes

da potência de banda larga recebida (RTWP) 61A e, possivelmente medições indiretas das potências individuais de todas as ligações de rádio da própria célula, deduzidas dos valores de relação de potência de código para interferência 61B.

5 Além disso, de acordo com a presente invenção, a estimativa da elevação de ruído no bloco 53 é executada diretamente sem necessariamente estabelecer um valor intermediário da potência de ruído térmico. Esta estimativa também é permitida para responder por qualquer informação anterior que tem o potencial para evitar os problemas de

10 sobrestimação. Uma das duas distribuições de probabilidade Gaussianas saídas da filtragem de Kalman é usada para executar uma estimação da distribuição de probabilidade da potência mínima das amostras recebidas da distribuição de probabilidade. A estimação é executada em amostras coletadas de um intervalo de tempo predeterminado que forma uma janela corrediça.

15 Além disso, o processo de estimação considera uma distribuição de probabilidade anterior do fundo de potência de ruído térmico, como estabelecido para uma coleção representativa de RBSs. Isto tem alguns benefícios notáveis.

20 Determinações puras de valores de potência mínima necessariamente superestimam o fundo de potência de ruído térmico. Isto é evitado pela aproximação anterior. A razão é que a estimação da distribuição de probabilidade da potência mínima opera recortando fora pedaços da distribuição anterior, quando uma amostra medida da distribuição de probabilidade Gaussiana que é processada tem seu máximo perto do máximo

25 da distribuição de probabilidade anterior. Isto por sua vez empurra o centro de gravidade da distribuição de probabilidade estimada para valores mais baixos. É realmente possível obter valores do centro de gravidade que caem um pouco abaixo da potência verdadeira de fundo de ruído térmico de uma RBS particular. Tecnicamente, esta é uma propriedade dos métodos estatísticos

Bayesianos que são usados, e isto resulta em erros otimamente pequenos quando avaliados através de uma coleção representativa de RBSs.

Além disso, a sensibilidade para obstáculos é reduzida, como a estimativa de uma distribuição de probabilidade da potência mínima é um algoritmo de tipo suave.

Na última parte de uma concretização preferida, uma estimativa exata da distribuição de probabilidade condicional da elevação de ruído é primeiro calculada. Isto é executado explorando expressões exatas para a distribuição do quociente de duas variáveis aleatórias. O numerador é representado pela distribuição Gaussiana estimada da potência de banda larga total recebida momentânea, obtida diretamente do filtro de Kalman. O denominador é representado pela distribuição de probabilidade condicional estimada da potência mínima. Um benefício principal é a possibilidade para usar a distribuição de probabilidade estimada da elevação de ruído também para computação do desvio-padrão da estimativa, por esse meio provendo uma estimativa da precisão do estimador.

#### Exemplos de Implementação da Presente Invenção

Além dos algoritmos anteriores, a interconexão deles no sistema de RBS existente precisa de alguns encarecimentos. O propósito desta seção é discutir estes.

Na descrição acima, é assumido que as estimações de potência se relacionam à comunicação de ligação superior. As medições de potência são em tais casos executadas por um nó na rede de acesso de rádio, tipicamente a estação rádio base. Porém, pelo menos partes do procedimento, por exemplo as etapas de determinação e/ou estimativa também podem ser executadas em outras partes da rede de comunicação, por exemplo, em um controlador de rede de rádio. Figura 6 ilustra partes principais de uma concretização de um sistema de acordo com a presente invenção. Um sistema de comunicação sem fio 70 inclui uma Rede de Acesso de Rádio Terrestre de

sistema telecomunicação móvel Universal (UTRAN) 71. Um terminal móvel 25 está em contato de rádio com uma RBS 20 na UTRAN 71. A RBS 20 é controlada por um Controlador de Rede de Rádio (RNC) 72, que está conectado por sua vez a um Centro de Comutação de serviços 5 Móveis/Registrador de Localização de Visitante (MSC/VLR) 74 e um Nó de Suporte de sistema de rádio de pacote Geral de Serviço (SGSN) 75 de uma rede de núcleo CN 73.

Nesta concretização, a RBS 20 inclui meio para obter medições 80 de pelo menos potência de banda larga total recebida instantânea e nesta concretização particular também potências de código, meio para 10 estimar 81 uma distribuição de probabilidade de uma quantidade de potência de banda larga total recebida das potência medidas. A RBS 20 adicionalmente inclui meio por prover 82 uma distribuição de probabilidade condicional de uma medida de elevação de ruído, baseado na distribuição de probabilidade 15 estimada da quantidade de potência de banda larga total recebida, e meio para calcular 83 um valor de medida de elevação de ruído baseado na distribuição de probabilidade condicional provida da medida de elevação de ruído. Estes meios 80-83 podem ser implementados como unidades separadas ou como unidades integradas pelo menos parcialmente.

20 Ao implementar uma avaliação de acordo com a Figura 5, o meio para estimar 81 é adicionalmente arranjado para prover distribuições de probabilidade estimadas também da soma  $P^{E+N+Noise}$ , isto é, a funcionalidade de estimação de potência de Kalman inteira. Além disso, o meio para prover 82 é adicionalmente arranjado para estimar a distribuição de probabilidade 25 condicional de um fundo de ruído, isto é, um valor mínimo da quantidade soma  $P^{E+N+Noise}$ . A estimação de distribuição de probabilidade condicional de elevação de ruído é por esse meio também baseada nesta distribuição de probabilidade condicional de fundo de ruído. O meio para prover 82 por esse meio inclui a funcionalidade de estimação 52 (Figura 5) e parte da

funcionalidade de estimação 53 (Figura 5). O meio para calcular 83 então inclui partes restantes da funcionalidade de estimação 53 (Figura 5).

Na Figura 6, o controlador de rede de rádio inclui, entre outras funcionalidades, meio 85 para controle de admissão. O meio 85 para controle de admissão preferivelmente inclui funcionalidade para controle de ligação superior aumentada. O meio 85 para controle de admissão está conectado à RBS 20 para troca de informação, em particular relativa a estimativas de elevação de ruído.

Em uma concretização alternativa, os meios 81-83 são ao invés incluídos no RNC 72, como indicado pela caixa tracejada na Figura 6. Pelo menos uma parte da medição atual permanece tipicamente na RBS 20 devido à proximidade da antena. Porém, meio de comunicação 80 para receber dados representando pelo menos potência de banda larga total recebida está presente. Também outras configurações alternativas dos meios 80-83 são possíveis, como qualquer um qualificado na técnica percebe. No caso, os meios 80-83 estão presentes no controlador de rede de rádio 72, os meios 80-83 são preferivelmente integrados com o meio 85.

Concretizações Alternativas

Como formulado na discussão até agora, o processo de estimação de elevação de ruído visa calcular a elevação de ruído total da célula, de acordo com (6 ou A4). É porém direto operar outras alternativas relacionadas, dentro da mesma estrutura. Como um exemplo, considere a medida de elevação de ruído seguinte, descrevendo a elevação de ruído devido só a ligações de rádio da própria célula. Em tal caso, a definição de elevação de ruído correspondendo a (6) se torna:

$$N_R^{IPC} = \frac{P_N + \sum_{i=1}^n P_i^{Code}(t)}{P_N} \tag{7}$$

A distribuição da soma de potências de ligação de rádio pode ser obtida do filtro de Kalman usando:

$$\sum_{i=1}^n \hat{P}_i^{Code}(t) = (1 \quad \dots \quad 1 \quad 0) \hat{\mathbf{x}}(t|t), \quad (8)$$

onde  $\hat{\mathbf{x}}(t|t)$  o vetor de estado estimado, do qual a distribuição de probabilidade Gaussiana da soma segue. A distribuição condicional de  $\hat{P}_N(t|t)$  é dada pela distribuição de probabilidade condicional para o fundo de ruído, como descrito no Apêndice E. O procedimento é então primeiro  
 5 computar a distribuição do numerador por aplicação da fórmula para a distribuição da soma  $Z = X + Y$  de duas distribuições de probabilidade independentes:

$$f_z(z) = \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) f_y(z-x) dx. \quad (9)$$

A distribuição assim obtida substitui a distribuição Gaussiana do numerador de (E1), a ser usado de acordo com a derivação de (E7). O resto  
 10 do procedimento é idêntico ao cálculo da distribuição de probabilidade condicional para a elevação de ruído que é descrito acima. Note que novamente o procedimento tem uma baixa complexidade devido ao fato que todas as distribuições de probabilidade envolvidas são unidimensionais.

Outras medidas de elevação de ruído também são possíveis.  
 15 Uma alternativa é excluir ou ignorar qualquer contribuição de interferência não de sistema de comunicação. Isto pode ser obtido por seleção de uma janela corrediça significativamente mais curta do que a que é usada para estimação de RoT. Ao contrário, também a elevação de ruído causada só por interferência externa e interferência de célula vizinha pode ser considerada.  
 20 Além disso, elevação de ruído da célula incluindo só ligações de rádio de ligação superior aumentada, isto é, nenhuma interferência externa e nenhuma interferência de célula vizinha de WCDMA e nenhuma potência de ligação de rádio de TPC de ligação superior não aumentada, também pode ser usada.

Na concretização preferida, ambas potências de RTWP e  
 25 individuais de todas as ligações de rádio são medidas e incorporadas no procedimento de filtragem de Kalman. Porém, alternativamente, só medições

freqüentes da RTWP 61A podem ser usadas. A filtragem de Kalman então será executada sem estados correspondendo às ligações de rádio individuais, que simplificará o processamento. Porém, estimativas do fundo de ruído então tem que ser baseadas em estimativas de Kalman fazendo a distribuição de probabilidade da potência total, que faz as estimativas menos precisas.

Modelos de potência e filtros de Kalman para uma tal concretização são apresentados nas partes posteriores dos Apêndices B e C.

A escolha de potências para medir pode variar dependendo por exemplo da medida de elevação de ruído pedida que alguém quer estimar. Porém, comum a todas as alternativas é que uma quantidade de potência é medida, em que uma medida de elevação de ruído é baseada.

Características Adicionais

**Adição de Ligação de Rádio**

Quando uma ligação de rádio é adicionada, a dimensão do filtro de Kalman/ Kalman mais suave muda (veja Apêndice C). Isto poderia ser operado por exemplo reiniciando um novo estimador, de uma dimensão mais alta. Os valores iniciais para os estados previamente presentes são levados então do estimador prévio e novos valores iniciais são fixados aos estados adicionados. Isto é feito para estimativas de estado e para covariâncias.

Note que este processo não tem nenhum efeito sobre (F1) ou (F2).

**Apagamento de Ligação de Rádio**

Quando uma ligação de rádio é apagada, a dimensão do filtro de Kalman/Kalman mais suave muda. Isto poderia ser operado por exemplo reiniciando um novo estimador, de uma dimensão mais baixa. Os valores iniciais para os estados previamente presentes são levados então das estimativas prévias. Isto é feito para estimativas de estado e para covariâncias.

Note que este processo não tem nenhum efeito sobre (F1) ou

(F2).

### **Supressão de Potência de Acesso Aleatório**

Quando um terminal se conecta à rede, sua potência é elevada automaticamente até que detecção aconteça, se refira a [1], página 111. Isto  
5 pode resultar em picos de potência em  $P^{E+N+Noise}(t)$  e em  $P^{Total}(t)$ . A menos que isto seja operado, erros momentâneos indesejados podem resultar nas estimativas correspondentes.

De qualquer maneira, este tipo de picos de potência poderia ser controlado por lógica adicional, limitação de taxas de mudança de  
10 estimativas, ou pela introdução de um filtro de Kalman do tipo de modo múltiplo/Kalman mais suave. Tais filtros poderiam por exemplo ser construídos ao redor do conceito de filtro de IMM, originalmente desenvolvido para aplicações de rastreamento de alvo.

### **Reinício**

15 No reinício, o transiente inicial da etapa de estimação de distribuição de probabilidade de fundo de ruído se faz evidente a menos que estimativas de  $P^{E+N+Noise}(t)$  sejam suportadas por um período de tempo igual à duração da janela correção.

### Ilustração numérica

20 A fim de ilustrar o desempenho dos algoritmos propostos, um conjunto de textos de MATLAB foi desenvolvido. Uma simulação de exemplo foi executada por 30 minutos.

Na Figura 7, elevação de ruído estimada e verdadeira gerada através de simulação e usada para avaliação dos algoritmos são ilustradas.

25 O exemplo simulado indica que os métodos propostos têm o potencial para produzir estimativas de elevação de ruído que são precisas dentro de menos de um dB da elevação de ruído verdadeira. Um estudo de simulação mais detalhado é porém precisado para estabelecer o desempenho sob um conjunto mais amplo de condições operacionais, e para comparar o

resultado a outros métodos.

Note que a aplicação de uma distribuição anterior do nível de potência de ruído térmico, através de um conjunto de RBSs, pode dar ao método proposto um benefício. A razão é que o nível de ruído térmico pode ser alcançado embora medições de potência fiquem significativamente acima do fundo de ruído buscado. As medições então cortam partes de potência alta da distribuição anterior, por esse meio movendo o centro de gravidade da distribuição condicional para potências mais baixas. A média condicional conseqüentemente não é limitada a valores maiores que ou iguais às medições de potência usadas para formar o mínimo. Uma conseqüência é que a tendência para superestimar o fundo de ruído é reduzida. Isto é benéfico desde que corresponde a uma tendência reduzida para subestimar a elevação de ruído, um fato que reduz o risco de uma programação agressiva demais.

#### Concretização preferida de um método de acordo com a presente invenção

Figura 8A é um fluxograma de etapas principais de uma concretização de um método de acordo com a presente invenção. O procedimento começa na etapa 200. Na etapa 210, uma potência de banda larga total recebida instantânea é medida em um receptor. Uma distribuição de probabilidade de uma quantidade de potência de banda larga total recebida é estimada na etapa 212 das potências de banda larga totais recebidas medidas. Na etapa 214, uma distribuição de probabilidade condicional de uma medida de elevação de ruído é provida, baseada pelo menos na distribuição de probabilidade estimada da quantidade de potência de banda larga total recebida. Um valor da medida de elevação de ruído é calculado na etapa 220, baseado na distribuição de probabilidade condicional da medida de elevação de ruído. O procedimento termina na etapa 299.

Figura 8B é um fluxograma de uma concretização um pouco mais elaborada de um método de acordo com a presente invenção. Etapas que são semelhantes como na Figura 8A não são discutidas em detalhes outra vez.

Na etapa 211, potências de ligação de rádio instantâneas de uma própria célula são medidas ou quantidades conectadas diretamente a isso. Uma distribuição de probabilidade de  $P^{E+N+Noise}$  é estimada na etapa 213 das potências de ligação de rádio instantâneas medidas e da potência total medida.

5 A etapa 214 inclui nesta concretização duas sub-etapas. Na etapa 216, uma distribuição de probabilidade condicional do valor mínimo de  $P^{E+N+Noise}$  é estimada. A distribuição de probabilidade condicional da medida de elevação de ruído é estimada na etapa 217 estimando uma distribuição de probabilidade condicional de um quociente entre a distribuição de probabilidade da quantidade de potência de banda larga total recebida e da distribuição de probabilidade condicional do valor mínimo de  $P^{E+N+Noise}$ .

Vantagens da invenção

Algumas das vantagens da presente invenção são:

15 Os algoritmos expostos para estimação de elevação de ruído evitam o problema com erros de fator de escala de extremidade dianteira de RBS, pela estimação de uma medida de carga relativa ("elevação de ruído") no receptor digital.

20 Os algoritmos expostos podem ser estabelecidos para conjuntos diferentes de medições. Um caso importante é onde só a potência de banda larga total recebida é usada para estimação de elevação de ruído. Outro caso é onde medições adicionais de potências de ligação de rádio também são executadas individualmente, para cada ligação de rádio da célula.

Os algoritmos expostos podem considerar:

25 fatores beta momentâneos e fixação de objetivos de SIR; e a distribuição anterior do fundo de potência de ruído térmico, estabelecido através de uma coleção representativa de RBSs.

Como conseqüência da aplicação de um filtro de Kalman variável em tempo, sinais de potência altamente em salvas podem ser rastreados precisamente.

A operação suave dos algoritmos, junto com o fato que filtragem ótima é aplicada para subtração de potência de potências de ligações de rádio da própria célula reduz o risco de estimativas pobres do fundo de potência de ruído térmico, por exemplo devido a erros de medição de ligações de rádio de alta potência.

A complexidade computacional dos algoritmos pode ser mantida razoavelmente baixa pela redução do problema de estimação de elevação de ruído a um unidimensional, por uma primeira etapa de filtragem de Kalman.

Os algoritmos podem, com modificações triviais, serem usados para estimação de várias estimativas de elevação de ruído específicas. Estas incluem por exemplo:

- A elevação de ruído completa da célula, como expresso pelo RoT.

- A elevação de ruído da célula, excluindo interferência de não WCDMA. Isto pode ser obtido por seleção de uma janela correção significativamente mais curta do que a que é usada para estimação de RoT.

- A elevação de ruído da célula, só causada por interferência externa e interferência de célula vizinha de WCDMA.

- A elevação de ruído da célula, incluindo só ligações de rádio normais, isto é, nenhuma interferência externa, nenhuma interferência de célula vizinha de WCDMA e nenhuma interferência de ligação superior aumentada.

- A elevação de ruído da célula incluindo só ligações de rádio de ligação superior aumentada, isto é, nenhuma interferência externa, nenhuma interferência de célula vizinha de WCDMA e nenhuma potência de ligação de rádio de TPC de ligação superior não aumentada.

Em termos gerais, a presente invenção pode ser resumida como:

"Ótimos algoritmos de estimação de elevação de ruído que, baseado em anteriores suaves e medições de potência, estimam a distribuição de probabilidade condicional da elevação de ruído, seguida por computação de uma estimativa ótima".

5 As concretizações descritas acima são para serem entendidas como alguns exemplos ilustrativos da presente invenção. Será entendido por aqueles qualificados na técnica que várias modificações, combinações e mudanças podem ser feitas às concretizações sem partir da extensão da presente invenção. Em particular, soluções de parte diferentes nas  
10 concretizações diferentes podem ser combinadas em outras configurações, onde tecnicamente possível. A extensão da presente invenção é, porém, definida pelas reivindicações anexas.

#### APÊNDICE A

##### **Potências, fatores de carga e elevação de ruído**

15 Uma abordagem matemática para as potências e medições de interferência é apresentada aqui. Medições de potências e interferência são definidas antes que desespalhamento seja buscado, um graduação com o fator de espalhamento é precisada. Graduação semelhante pode ser aplicada a fim de transformar quantidades a qualquer nível da cadeia de processamento de  
20 sinal. A fim de ser consistente com a suposição principal anterior, a relação de potência de código para interferência ( $C/I$ ) referenciada abaixo se refere à relação de potência de código para interferência antes de 'desespalhar'. Isto é às vezes refletido pela notação  $(C/I)_{\text{chip}}$ , onde o subscrito 'chip' se refere às potências à taxa de chip.

25 O nível de interferência para o canal de controle  $i$  por definição obedece:

$$(C/I)_{chip,i}(t) = \frac{P_i^{Code,Control}(t)}{P^{Total}(t) - P_i^{Code,Control}(t)} \Leftrightarrow$$

$$P_i^{Code,Control}(t) = \frac{i}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,i}(t)}} P^{Total}(t) \Leftrightarrow \quad (A1)$$

$$P_i^{Code}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,i}(t)}} P^{Total}(t)$$

onde  $P_i^{Code,Control}(t)$  são as potências de canal de código para canais de controle  $i$ ,  $P^{Total}(t)$  é uma potência recebida total, e  $\eta_i(t)$  é um fator de escala conhecido entre potências de canal de controle e dados, se refira a (2).

5 Conseqüentemente, segue que um fator de carga  $L_i^{Tar}(t)$ , comandado pela malha de controle de potência externa (se refira à Figura 2), pode ser expresso como:

$$L_i^{Tar}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)_{chip,i}^{Tar}(t)}}, \quad (A2)$$

onde 'Tar' se refere a valores visados.

Note novamente que o índice de tempo indica a atualização (lenta) de malha de controle de potência externa do valor de interferência relativo.

Também note que uma relação correspondente entre potência de código  $P_i^{Code}(t)$  e potência total  $P^{Total}(t)$  antes de desespalhar, expresso em termos do valor de SIR (Relação de Sinal para Interferência), definido depois de desespalhar, é:

$$P_i^{Code}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{N_i}{SIR_i(t)}} P^{Total}(t) \quad (A3)$$

onde  $N_i$  é o fator de espalhamento.

A quantidade buscada para estimação de carga é como

mencionado anteriormente tipicamente a elevação de ruído,  $N_R(t)$ , definida por:

$$N_R(t) = \frac{P^{Total}(t)}{P_N}, \quad (A4)$$

onde  $P_N$  é o nível de ruído térmico como medido pelo conector de antena.

5 Permanece definir matematicamente o que é significado com  $P^{Total}(t)$ . A definição usada aqui é:

$$P^{Total}(t) = \sum_{i=1}^N P_i^{Code}(t) + P^{E+N}(t) + P_N, \quad (A5)$$

medido no conector de antena. Aqui,  $P_N(t)$  denota a potência como recebida de células vizinhas e  $P^E(t)$  denota a potência como recebida de fontes externas ao sistema de WCDMA. A dificuldade principal aqui é a  
10 necessidade para separar a potência de ruído térmico  $P_N$  da interferência de células vizinhas e fontes externas,  $P^{E+N}(t)$ .

## APÊNDICE B

### Modelos de potência

Durante períodos onde a relação de sinal para interferência  
15 visada,  $SIR_i^{Tar}(t)$ , e conseqüentemente  $(C/I)_{chip,i}^{Tar}$  está inalterada, e onde o controle de potência está operando corretamente, as potências de canal de código recebidas para canais de controle e canais de dados de estado estável correspondentes deveriam ser relativamente constantes, assumindo que a malha de controle de potência rápida opera eficientemente. Um modelo  
20 dinâmico adequado para potência de código,  $P_i^{Code}$ , é então dado por um procedimento aleatório de tempo discreto:

$$P_i^{Code}(t + T_{min}) = P_i^{Code}(t) + w_i^{Code}(t) \quad (B1)$$

Aqui  $w_i^{Code}(t)$  é assumido ser uma perturbação Gaussiana branca média zero.  $T_{min}$  é o período de amostragem menor do sistema.

Note que um procedimento aleatório é um modelo adequado  
25 como as potências  $P_i^{Code}(t)$  são quantidades positivas. No caso, um modelo

com uma constante de tempo seria incluído, também segue que um sinal de entrada positivo para esse modelo precisaria ser introduzido, e seu valor estimado. Em particular, o procedimento aleatório é um modo para expressar que a quantidade estimada é "quase constante".

5 Por outro lado, em situações onde  $(C/I)^{Tar}_{chip,i}(t)$  muda, por exemplo devido a condições de canal pobres, mudança de Portador de Acesso de Rádio (RAB) ou tráfego de pacote variado, um modelo mais geral é precisado. Tal modelo pode ser incluído pela introdução de um modelo simples da malha de controle de potência rápida de acordo com a Figura 2.

10  $(C/I)^{Tar}_{chip,i}(t)$  está sendo atualizada pela malha de controle de potência externa. Multiplicando o fator de carga para a soma das partes de canal de controle e dados do canal com a potência total  $P^{Total}(t)$ , o valor de referência de potência de código para o canal,  $P_i^{Code,Ref}$ , é obtido.

15 Neste caso mais geral, é adequado assumir que o controlador 16 (Figura 2) contém uma operação de integrador a fim de alcançar erro de estado estável zero. No caso que um integrador puro é usado, as equações de diferença para os potências de código se tornam:

$$P_i^{Code}(t + T_{min}) = P_i^{Code}(t) + K(P_i^{Code,Ref}(t) - P_i^{Code}(t)) + w_i^{Code}(t), \quad (B2)$$

$$E[w_i^{Code}(t)w_i^{Code}(s)] = \delta_{t,s} \frac{T_{min}}{T_i} r_i^{Code}, \quad (B3)$$

$$P_i^{Code,Ref}(t) = \frac{1 + \eta_i(t)}{1 + \frac{1}{(C/I)^{Tar}_{chip,i}(t)}} P^{Total}(t), \quad i = 1, \dots, n \quad (B4)$$

20  $E[ \ ]$  denota expectativa estatística,  $\delta_{t,s}$  denota o delta de Kronecker,  $r_i^{Code}$  parece a deriva média de  $P_i^{Code}(t)$  durante um tempo de  $T_i$  e  $K$  é o ganho de integrador.

Aqui  $(1 - K)$  deveria parecer a constante de tempo verdadeira da malha de controle de potência rápida. Conseqüentemente, (B1) e (B2-4)

constituem duas alternativas na modelagem dos canais de controle e tráfego da célula. Note que o modelo (B2-4) computa uma potência de referência  $P_i^{\text{CodeRef}}(t)$  como vista no receptor. Este potência de referência é o mesmo valor que a malha de controle de potência rápida tenta alcançar. Portanto, quando uma mudança de  $(C/I)^{\text{Tar}}(t)$  é comandada, o transiente da potência do canal deveria ser modelado razoavelmente bem. O modelo é entretanto incerto, desde que os erros de bit nos comandos de potência fazem a potência de terminal comandado atual incerta. Isto precisa ser capturado pelo ruído de sistema aditivo  $w_i^{\text{Code}}(t)$  de (B 2).

10

Desde que nenhuma informação anterior sobre a  $P^E(t)$  externa e potência de célula vizinha  $P^N(t)$  está disponível, é natural modelá-los juntos como procedimento aleatório, isto é,

$$P^{E+N}(t + T_{\min}) = P^{E+N}(t) + w^{E+N}(t) \quad (\text{B5})$$

onde  $w^{E+N}(t)$  é um ruído de sistema Gaussiano (se refira a (B1)-(B3)).

15

Também o ruído térmico  $P_N(t)$  é modelado por um modelo de procedimento aleatório, mas com um ruído de sistema Gaussiano muito pequeno  $w_N(t)$ .

$$P_N(t + T_{\min}) = P_N(t) + w_N(t) \quad (\text{B6})$$

20

As medições executadas no receptor digital incluem a potência de banda larga recebida total  $P^{\text{Total}}(t)$ , como também as potências de código de controle recebidas  $P_i^{\text{Code,Control}}$ , para todos os canais pertinentes  $i$  na célula de serviço. O nível de ruído térmico  $P_N(t)$  e a interferência de células vizinhas e fontes externas  $P^{E+N}(t)$  não podem ser medidos diretamente. As medições de potência de código podem ser descritas como:

$$P_{i,\text{Measurement}}^{\text{Code}}(t) = \frac{1}{1 + \eta_i(t)} P_i^{\text{Code}}(t) + e_i^{\text{Code}}(t), \quad i = 1, \dots, n \quad (\text{B7})$$

$$E[e_i^{\text{Code}}(t) e_i^{\text{Code}}(s)] = \delta_{t,s} r_{i,\text{Measurement}}^{\text{Code}} \quad (\text{B8})$$

onde  $e_i^{\text{Code}}(t)$  é um ruído de medição Gaussiano. A divisão por

$1 + \eta_i(t)$  é devido ao fato que só potência de canal de controle é medida.

A medição de potência de banda larga total pode ser expressa por:

$$P_{Measurement}^{Total}(t) = \sum_{i=1}^n P_i^{Code}(t) + P^{E+N}(t) + P_N(t) + e^{Total}(t) \tag{B9}$$

$$E[e^{Total}(t)e^{Total}(s)] = \delta_{t,s} r_{Measurement}^{Total} \tag{B10}$$

Aqui,  $e^{Total}(t)$  modela o ruído de medição que afeta a medição de potência de banda larga total. Note que canais de ligação superior aumentados podem ser tratados dentro desta estrutura.

Para uma concretização sendo baseada em só em medições freqüentes de RTWP, um modelo de procedimento aleatório pode ser aplicado:

$$P^{Total}(t + T_{min}) = P^{Total}(t) + w(t) \tag{B11}$$

$$E[w(t)w(s)] = \delta_{t,s} \frac{T_{min}}{T_{Correlation}} r \tag{B12}$$

onde  $\sqrt{r}$  parece a deriva média de  $P^{Total}(t)$  durante um tempo de  $T_{Correlation}$ .  $P^{Total}(t)$  denota o valor verdadeiro atual (desconhecido) da RTWP a ser estimada.

A equação de medição é:

$$P_{Measurement}^{total}(t) = P^{Total}(t) + e(t) \tag{B13}$$

$$E[e(t)e(s)] = \delta_{t,s} r_{Measurement} \tag{B14}$$

onde o ruído de medição  $e(t)$  tem uma variância igual a  $r_{Measurement}$ .

### APÊNDICE C

#### Estimação de potência baseada em filtro de Kalman

##### Modelos de espaço de estado dinâmico

A soma  $P^{E+N}(t) + P_N(t)$  é denotada por  $P^{E+N+Noise}(t)$ . Seguindo (B5) e (B6), o modelo para  $P^{E+N+Noise}(t)$  se torna:

$$P^{E+N+Noise}(t+T_{Min}) = P^{E+N+Noise}(t) + W^{E+N+Noise}(t) \quad (C1)$$

$$E[W^{E+N+Noise}(t)W^{E+N+Noise}(s)] = \delta_{t,s} \frac{T_{Min}}{T^{E+N+Noise}} P^{E+N+Noise} \quad (C2)$$

O vetor de estado é selecionado como:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} P_1^{Code}(t) \\ \vdots \\ P_n^{Code}(t) \\ P^{E+N+Noise}(t) \end{pmatrix} \quad (C3)$$

e o vetor de medição é selecionado como:

$$\mathbf{y}(t) = \begin{pmatrix} P_{1,Measurement}^{Code}(t) \\ \vdots \\ P_{n,Measurement}^{Code}(t) \\ P_{Measurement}^{Total}(t) \end{pmatrix} \quad (C4)$$

As relações (B2), (B3), (B4), (B7), (B8), (B9), (B10), (C1), (C2), (C3) e (C4) então resultam no modelo de espaço de estado seguinte:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t+T_{min}) &= \begin{pmatrix} 1-K & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & \ddots & & \vdots \\ 0 & & 1-K & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) \\ &+ \begin{pmatrix} K & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ 0 & \mathbf{0} & K \\ 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_1^{Code Ref} \\ \vdots \\ P_n^{Code Ref} \end{pmatrix} + \mathbf{w}(t) \end{aligned} \quad (C5)$$

$$\mathbf{y}(t) = \begin{pmatrix} \frac{1}{1+\eta_1(t)} & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ \mathbf{0} & \ddots & & \vdots \\ 0 & & \frac{1}{1+\eta_n(t)} & 0 \\ 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{x}(t) + \mathbf{e}(t) \quad (C6)$$

$$\mathbf{R}_1 = E[\mathbf{w}(t)\mathbf{w}^T(s)]$$

$$= \begin{pmatrix} \delta_{t,s} \frac{T_{Min}}{T_1} r_i^{Code} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ 0 & & \delta_{t,s} \frac{T_{Min}}{T_n} r_n^{Code} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \delta_{t,s} \frac{T_{Min}}{T^{E+N+Noise}} r^{E+N+Noise} \end{pmatrix} \quad (C7)$$

$$\mathbf{R}_2 = E[\mathbf{e}(t)\mathbf{e}^T(s)] = \begin{pmatrix} \delta_{t,s} r_{i,Measurement}^{Code} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ 0 & & \delta_{t,s} r_{n,Measurement}^{Code} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \delta_{t,s} r_{Measurement}^{Total} \end{pmatrix} \quad (C8)$$

O filtro de Kalman variável em tempo

Para modelos espaciais de estado, como os dados no fim do apêndice prévio, o estimador ótimo linear no senso de mínimo quadrado médio (LLMS) é dado pelo filtro de Kalman. Uma vantagem do filtro de Kalman é que este ainda se mantém otimamente para sistemas lineares que são variáveis em tempo. Este é exatamente o caso encontrado acima.

Seguindo [2], p.142 e p.247, o filtro de Kalman para o modelo espacial de estado:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t + T_{Min}) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{e}(t) \end{aligned} \quad (C9)$$

é dado pelo vetor de recursivo seguinte e relações de matriz:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_f(t) &= \mathbf{P}(t | t - T_{Min}) \mathbf{C}^T(t) (\mathbf{C}(t) \mathbf{P}(t | t - T_{Min}) \mathbf{C}^T(t) + \mathbf{R}_2(t))^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}(t | t) &= \hat{\mathbf{x}}(t | t - T_{min}) + \mathbf{K}_f(t) (\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}(t) \hat{\mathbf{x}}(t | t - T_{Min})) \\ \mathbf{P}(t | t) &= \mathbf{P}(t | t - T_{Min}) - \mathbf{K}_f(t) \mathbf{C}(t) \mathbf{P}(t | t - T_{Min}) \\ \hat{\mathbf{x}}(t + T_{Min} | t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t | t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{P}(t + T_{Min} | t) &= \mathbf{A}\mathbf{P}(t | t)\mathbf{A}^T + \mathbf{R}_1 \end{aligned} \quad (C10)$$

As matrizes  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}(t)$ ,  $\mathbf{R}_1$  e  $\mathbf{R}_2$  são dadas tanto explicitamente em (C5)-(C8), ou elas seguem por uma comparação direta a (C9). O vetor de entrada  $\mathbf{u}(t)$  de é dado por:

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}(t) &= \begin{pmatrix} P_1^{CodeRate}(t) \\ \vdots \\ P_n^{CodeRate}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{(1 + \eta_1(t))(C/I)_{chip,1}^{argct}(t)}{1 + (C/I)_{chip,1}^{argct}(t)} P^{Total}(t) \\ \vdots \\ \frac{(1 + \eta_n(t))(C/I)_{chip,n}^{argct}(t)}{1 + (C/I)_{chip,n}^{argct}(t)} P^{Total}(t) \end{pmatrix} \\
&\approx \begin{pmatrix} \frac{(1 + \eta_1(t))(C/I)_{chip,1}^{argct}(t)}{1 + (C/I)_{chip,1}^{argct}(t)} P^{Total}(t|t) \\ \vdots \\ \frac{(1 + \eta_n(t))(C/I)_{chip,n}^{argct}(t)}{1 + (C/I)_{chip,n}^{argct}(t)} P^{Total}(t|t) \end{pmatrix} \tag{C11}
\end{aligned}$$

Como a potência total não é conhecida, pode ser substituída com a estimativa de filtro em (C11), se refira a (C14). Uma alternativa seria tomar a estimativa de potência total diretamente como uma medição. Note que o uso da estimativa pode parecer ser uma mudança sem importância, é porém enfatizado que não é. A razão é a realimentação do vetor de estado que é introduzido.

A fim de correr o filtro de Kalman, valores iniciais são requeridos para o vetor de estado e para a iteração de matriz de covariância. Estes são como usual assumidos serem Gaussianos e são para serem providos pelo usuário. Os valores precisados são:

$$\hat{\mathbf{x}}(t_0 | t_0 - T_{Min}) = \mathbf{x}_0 \tag{C12}$$

$$\mathbf{P}(t_0 | t_0 - T_{Min}) = \mathbf{P}_0 \tag{C13}$$

O valor inicial para a iteração de estado deveria ser selecionado como o que é mais provável, dada a informação anterior. O valor inicial para a matriz de covariância de estado deveria ser escolhido para refletir a incerteza na estimativa do vetor de estado inicial.

Antes de proceder ao estimador para o valor mínimo, a estimativa de filtro para a potência total é declarada. É por exemplo precisada na geração de sinal de entrada. Isto segue por:

$$\hat{P}^{Total}(t|t) = (1 \ \dots \ 1 \ 1) \hat{\mathbf{x}}(t|t) = \sum_{i=1}^n \hat{P}_i^{Code}(t|t) + \hat{P}^{E+N+Noise}(t|t) \tag{C14}$$

A covariância correspondente pode ser computada por meio semelhante:

$$\begin{aligned} (\sigma_{\hat{P}^{Kalman}}^{Total})^2 &= E[P^{Total}(t) - \hat{P}^{Total}(t)]^2 = \\ &= (1 \ \dots \ 1 \ 1) E[\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t|t)] [\mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t|t)]^T (1 \ \dots \ 1 \ 1)^T \end{aligned} \quad (C15)$$

Note que o filtro de Kalman produz estimativas de estado e estimativas da covariância das estimativas de estado. Junto com propriedades conhecidas do filtro de Kalman, o resultado é um conjunto de sinais que representam amostras de distribuições de probabilidade Gaussiana dos estados estimados.

As saídas 62A, 62B, 63A e 63B referidas com relação à Figura 5 são então dadas por:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1}(t|t) = \hat{P}^{E+N+Noise}(t|t) \quad (C16)$$

$$P_{n+1,n+1}(t|t) = \sigma_{\hat{P}^{Kalman}}^{E+N+Noise}(t|t) \quad (C17)$$

$$\hat{P}^{Total}(t|t) = (1 \ \dots \ 1 \ 1) \hat{\mathbf{x}}(t|t) \quad (C18)$$

$$\sigma_{\hat{P}^{Kalman}}^{Total}(t|t) = \sqrt{E[P^{Total}(t) - \hat{P}^{Total}(t|t)]^2} \quad (C19)$$

respectivamente. Aqui,  $\hat{x}_{n+1}(t|t)$  é o n+1-ésimo componente da estimativa de filtro,  $P_{n+1,n+1}(t|t)$  é o componente de covariância correspondente.  $P^{Total}(t)$  e  $\hat{P}^{Total}(t|t)$  são potências totais verdadeira e estimada.

#### A extensão mais lisa de Kalman

Uma estimação teoricamente ótima do valor mínimo requer que a estimativa mais lisa de Kalman seja computada. Enquanto do filtro de Kalman é precisado para a estimação rápida da potência total, a mais lisa pode ser atualizado a taxas muitas mais baixas, por esse meio reduzindo a complexidade computacional. Pode por exemplo ser suficiente computar a mais lisa uma vez a todo minuto, seguido por combinação suave destas estimativas no processo de estimação de valor mínimo. Isto é descrito adicionalmente em apêndices posteriores.

Note que como produzido mais tarde nas simulações, o ganho

de desempenho do Kalman mais liso não é provável ser importante. Porém, para perfeição e a fim de manter a teoria consistente, o mais liso é derivado aqui.

O Kalman mais liso visa computar as estimativas  $\hat{p}^{E+N+Noise}(t'|t)$ ,  $t' \in [t - T_{Lag,t}]$ . Isto é o ponto fixo mais liso, tratado em por exemplo [2], páginas 149-150. Pode ser computado por uma extensão do vetor de estado do filtro de Kalman convencional. A extensão de vetor de estado que é precisada é definida por:

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \begin{pmatrix} \mathbf{x}(t) \\ P^{E+N+Noise}(t'|t) \end{pmatrix} \quad (C20)$$

$$\bar{\mathbf{u}}(t) = \begin{pmatrix} \mathbf{u}(t) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (C21)$$

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (C22)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (C23)$$

$$\bar{\mathbf{C}}(t) = (\mathbf{C}(t) \quad \mathbf{0}) \quad (C24)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (C25)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_2 = \mathbf{R}_2. \quad (C26)$$

A derivação das equações mais lisas então procede por consideração da equação de Riccati que governa a evolução de tempo da matriz de predição de covariância:

$$\bar{\mathbf{P}}(t|t - T_{Min}) = \begin{pmatrix} \mathbf{P}_{11}(t|t - T_{Min}) & \mathbf{P}_{12}(t|t - T_{Min}) \\ \mathbf{P}_{12}^T(t|t - T_{Min}) & \mathbf{P}_{22}(t|t - T_{Min}) \end{pmatrix}. \quad (C27)$$

A equação de Riccati, e o ganho correspondente (este ganho é o ganho de preditor de Kalman, não para ser equivocado para o ganho de filtro de Kalman dado por (C14)), são dados por (veja [2], páginas 149-150):

$$\begin{aligned} \bar{P}(t + T_{Min} | t) &= \bar{A}P(t | t - T_{Min})\bar{A}^T + \bar{R}_1 \\ &- \bar{A}P(t | t - T_{Min})\bar{C}^T(t)(\bar{C}(t)P(t | t - T_{Min})\bar{C}^T(t) + \bar{R}_2)^{-1}\bar{C}(t)P(t | t - T_{Min})\bar{A}^T \quad (C28) \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} k_1(t) \\ k_2(t) \end{pmatrix} = \bar{K}(t) = \bar{A}P(t | t - T_{Min})\bar{C}^T(t)(\bar{C}(t)P(t | t - T_{Min})\bar{C}^T(t) + \bar{R}_2)^{-1} \quad (C29)$$

5 Note que  $k_2(t)$  é um vetor de fila desde que há mais de uma medição. Uma inserção de (C20)-(C27) em (C28) e (C29), resulta nas equações de bloco seguintes:

$$\begin{aligned} P_{11}(t + T_{Min} | t) &= AP_{11}(t | t - T_{Min})A^T + R_1 \\ &- AP_{11}(t | t - T_{Min})C^T(t)(C(t)P_{11}(t | t - T_{Min})C^T(t) + R_2)^{-1}C(t)P_{11}(t | t - T_{Min})A^T \quad (C30) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{12}(t + T_{Min} | t) &= (A \\ &- AP_{11}(t | t - T_{Min})C^T(t)(C(t)P_{11}(t | t - T_{Min})C^T(t) + R_2)^{-1}C(t))P_{12}(t | t - T_{Min}) \quad (C31) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{22}(t + T_{Min} | t) &= P_{22}(t | t - T_{Min}) - P_{12}^T(t | t - T_{Min})C^T(t) \\ &\times (C(t)P_{11}(t | t - T_{Min})C^T(t) + R_2)^{-1}C(t)P_{12}(t | t - T_{Min}) \quad (C32) \end{aligned}$$

$$k_1(t) = AP_{11}(t | t - T_{Min})C^T(t)(C(t)P_{11}(t | t - T_{Min})C^T(t) + R_2)^{-1} \quad (C33)$$

$$k_2(t) = P_{12}^T C^T(t)(C(t)P_{11}(t | t - T_{Min})C^T(t) + R_2)^{-1} \quad (C34)$$

Conseqüentemente, o bloco direito superior se reduz ao preditor de Kalman convencional como esperado.

Permanece definir os valores iniciais para estas iterações.

10 Começando a  $t = t'$  com a estimativa de filtro de Kalman, segue que o valor inicial do vetor de estado estendido é:

$$\bar{\mathbf{x}}(t' | t' - T_{Min}) = \begin{pmatrix} P_1^{Codic}(t' | t' - T_{Min}) \\ \vdots \\ P_n^{Codic}(t' | t' - T_{Min}) \\ P^{E+N+Noise}(t' | t' - T_{Min}) \\ P^{E+N+Noise}(t' | t' - T_{Min}) \end{pmatrix}. \quad (C35)$$

Conseqüentemente, segue que  $P_{22}(t'|t' - T_{min})$  iguala o elemento direito inferior de  $P_{11}(t'|t' - T_{min})$ , enquanto  $P_{12}(t'|t' - T_{min})$  iguala a fila mais à direita de  $P_{11}(t'|t' - T_{min})$ :

$$\begin{aligned} \hat{P}^{E+N+Noise}(t' | t) &= \hat{P}^{E+N+Noise}(t' | t - T_{Min}) + \mathbf{k}_2(t)(\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}(t)\hat{\mathbf{x}}(t' | t - T_{Min})) \\ &= \hat{P}^{E+N+Noise}(t' | t') + \sum_{s=t'+T_{Min}}^t \mathbf{k}_2(s)(\mathbf{y}(s) - \mathbf{C}(s)\hat{\mathbf{x}}(s | s - T_{Min})). \end{aligned} \quad (C36)$$

### Filtro de Kalman só para medições de RTWP

5 Um algoritmo proposto para o caso onde só a RTWP total é medida é um filtro de atualização-predição, onde as subscritos distinguem entre as etapas de predição e atualização.

$$K_{Update}(t) = \frac{P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min})}{P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min}) + r_{Measurement}} \quad (C37)$$

$$P_{Update}^{Total}(t) = P_{Prediction}^{Total}(t - T_{min}) + K_{Update}(t) \times (P_{Measurement}^{Total}(t) - P_{Prediction}^{Total}(t)) \quad (C38)$$

$$P_{Update}^{Cov}(t) = P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min}) - \frac{P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min})^2}{P_{Prediction}^{Cov}(t - T_{min}) + r_{Measurement}} \quad (C39)$$

$$P_{Prediction}^{Total}(t) = P_{Update}^{Total}(t) \quad (C40)$$

$$P_{Prediction}^{Cov}(t) = P_{Update}^{Cov}(t) + \frac{T_{min}}{T_{Correlation}} r \quad (C41)$$

(C37)-(C41) são repetidos aumentando t por degraus de  $T_{min}$ .

Iniciação é feita a  $t = 0$  por:

$$P_{Prediction}^{Total}(0) = P_0^{Total} \quad (C42)$$

$$P_{Prediction}(0) = P_0. \quad (C43)$$

Como visto acima, o ganho de atualização  $K_{update}(t)$  é como visto acima computado do parâmetro modelo  $r_{Measurement}$  e de uma covariância predita  $P_{Prediction}^{Cov}(t - 1_{min})$  obtida no caso de amostragem prévia. A potência de banda larga total atualizada com a medição mais recente  $P_{Update}^{Total}(t)$  é então computada, usando a predição  $P_{Prediction}^{Total}(t)$  e a nova medição. A próxima etapa é computar a covariância atualizada  $P_{Update}^{Cov}(t)$  da covariância predita e de  $r_{Measurement}$ . Nas etapas finais de iteração, novos valores de  $P_{Prediction}^{Total}(t)$  e  $P_{Prediction}^{Cov}(t)$  são calculados e o tempo é incrementado.

### APÊNDICE D

Estimação da distribuição de probabilidade condicional de

$$\min_{t' \in [t-T_{lag}, t]} P^{E+N}(t') + P_N(t')$$

Nota: é muito natural estimar potências mínimas. Porém, a escolha para usar o valor mínimo é realmente *ad-hoc*. Em um caso geral, um valor extremo de uma quantidade de algum modo dependente da quantidade estimada  $P^{E+N+Noise}$  seria possível usar como uma base para as computações adicionais. Porém, como uma concretização mais simples, a quantidade

$$\min_{t' \in [t-T_{lag}, t]} P^{E+N}(t') + P_N(t')$$

é considerada aqui.

### Notação, probabilidade condicional e regra de Bayes

No seguinte, regra de Bayes e a definição de média condicional, para distribuições de probabilidade, são usadas extensivamente. As definições seguintes e resultados podem ser achados por exemplo em [2] páginas 12-14, ou qualquer outro livro-texto sobre estimação.

Distribuições de probabilidade: Considere dois eventos A e B, com distribuição de probabilidade  $f_A(x)$  e  $f_B(y)$ , respectivamente. Então, a distribuição de probabilidade conjunta de A e B é denotada  $f_{A,B}(x,y)$ .

Note que os eventos e o condicionamento são expressos por subscritos, enquanto as variáveis independentes aparecem dentro dos parênteses. Esta notação só é usada quando distribuições de probabilidade e

distribuições de probabilidade cumulativas são usadas. Quando estimativas de estado e covariâncias, por exemplo do filtro de Kalman, são referidas, o condicionamento também pode aparecer dentro de parênteses.

Distribuições de probabilidade condicionais: As distribuições de probabilidade condicionais  $f_{A|B}(x)$  e  $f_{A|B}(y)$  são definidas por:

$$f_{A,B}(x, y) = f_{A|B}(x)f_B(y) = f_{B|A}(y)f_A(x) \tag{D1}$$

Note que como consequência da notação para distribuições de probabilidade, também o condicionamento é expresso como subscritos.

Uma solução da equação anterior resulta agora na regra de Bayes famosa:

$$f_{A|B}(x) = \frac{f_{B|A}(y)f_A(x)}{f_B(y)} \tag{D2}$$

Note que as regras anteriores são melhor compreendidas usando diagramas de círculo cruzado. As provas formais para obter os resultados para distribuições de probabilidade podem por exemplo usar versões limitadoras infinitesimais de motivações para os casos de probabilidade.

Probabilidade condicional do modelo mínimo e expressões gerais

Nesta seção algumas propriedades gerais de um estimador de mínimo são derivadas. Para esse fim, a notação seguinte é introduzida. O filtro de Kalman ou estimativa mais lisa de Kalman é denotada por:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{pE+N+Nois}^{Kalman}(t' | Y^t) &\equiv \hat{x}_{pE+N+Nois}^{Kalman}(t' | \{y(s)\}_{s \in [-\infty, t]}) \\ &= \hat{x}_{pE+N+Nois}^{Kalman}(t' | \{y(s)\}_{s \in [-T_{Lag}, t]}, \hat{x}_{pE+N+Nois}^{Kalman}(t - T_{Lag} | Y^{t-T_{Lag}})) \end{aligned} \tag{D3}$$

Aqui  $t'$  denota algum tempo dentro de  $[t - T_{Lag}, t]$ . no caso de  $t' = t$ , o filtro de Kalman do apêndice C é usado. As distribuições condicionais são, sob condições moderadas, todas estatísticas suficientes Gaussianas, isto é, só propriedades de segunda ordem são precisadas a fim de descrever as distribuições de probabilidade condicionais. Isto é refletido no condicionamento na última expressão de (D3). As distribuições condicionais

seguem como:

$$f_{\hat{x}_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t')|y(t)}(x) \in N\left(\hat{x}_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t'|t), \left(\sigma_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)\right)^2\right), \tag{D4}$$

onde  $\hat{x}_{p,E+N+Noise}^{Kalman}$  indica uma estimativa é computada com o filtro de Kalman, ou se  $t' < t$ , o Kalman mais liso. As quantidades  $\hat{x}_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)$  e  $\sigma_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)^2$  denotam a estimativa de potência e a covariância correspondente, respectivamente, isto é, as entradas para o estimador. Note que (D4) assume que a estimativa correspondente em tempo  $t-T_{Lag}$  é usada como valor de inicial para o filtro de Kalman.

Então, a distribuição condicional para o valor mínimo da estimativa de potência pode ser desenvolvida adicionalmente. Para esse fim, o modelo seguinte é assumido para a relação entre

$$x_{p,E+N+Noise}^0(t') = P^{0,E+N+Noise}(t') \equiv P^{E+N}(t') + P_N(t')$$

que representa a potência verdadeira e

$$\hat{x}_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t'|t) = \hat{P}^{E+N+Noise}(t'|t),$$

que representa a estimativa:

$$x_{p,E+N+Noise}^0(t') = \hat{x}_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t'|t) + \Delta x_{p,E+N+Noise}(t'|t) \tag{D5}$$

$$x_{p,E+N+Noise}^0(t') \in N\left(\hat{x}_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t'|t), \left(\sigma_{p,E+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)\right)^2\right). \tag{D6}$$

Isto está em linha com a discussão anterior sobre estatísticas suficientes. A notação para a distribuição de  $\Delta x_{p,E+N+Noise}(t'|t)$  é simplificada daqui em diante para:

$$f_{\Delta x}(x) \tag{D7}$$

Note que esta distribuição não tem que ser assumida ser Gaussiana (embora esta seja principalmente a suposição feita).

A distribuição de probabilidade condicional do valor mínimo de

$$x_{p,E+N+Noise}^0(t') = P^{0,E+N+Noise}(t'), t' \in [t - T_{Lag}, t]$$

é então para ser estimado usando de dados  $y(t)$ , obtidos do intervalo de tempo  $[-\infty, t]$ . Neste momento é adequado se referir à Figura 9,

que mostra os intervalos de tempo que são usados no desenvolvimento dos algoritmos de estimação que seguem abaixo.

Figura 9 ilustra um diagrama mostrando variações de tempo 110 de uma quantidade relacionada à potência P\*. Em um caso típico, a quantidade relacionada à potência é uma representação de P<sup>E+N+Noise</sup>(t). Durante alguns intervalos de tempo, a quantidade relacionada à potência P\* apresenta valores altos. Porém, em algumas ocasiões, a quantidade relacionada à potência se torna pequena, indicando que muitas das contribuições habituais para a potência medida estão ausentes.

Como será visto abaixo, estimativas mais lisas são requeridas teoricamente como entradas para o algoritmo de estimação de probabilidade condicional para a potência mínima que opera através do intervalo de tempo [t - T<sub>Lag</sub>, t]. Para manter formalmente perfeição no desenvolvimento, as estimativas mais lisas deveriam também ser calculadas usando todos os dados em [t - T<sub>Lag</sub>, t]. Porém, em uma implementação prática, estas estimativas mais lisas são computadas tipicamente usando só um instantâneo curto de dados ao redor do evento de tempo de nivelamento selecionado. Várias tais estimativas de nivelamento, de [t - T<sub>Lag</sub>, t], são então combinadas para estimar a distribuição de probabilidade condicional. Na discussão próxima, o intervalo [t - T<sub>Lag</sub>, t] é mantido em todas as quantidades embora, assim para não complicar o desenvolvimento demais. Uma simplificação adicional pode ser obtida por substituição da estimativa mais lisa com uma estimativa de filtro de Kalman. Simulações indicam que isto pode ser feito com muito pouca perda de desempenho.

A distribuição condicional do valor mínimo pode ser escrita agora como segue (se refira a (D5)):

$$f_{\min} \{ x_{pE+N+Noise}^0(t) \}_{Y^t, \min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{Lag})}(x), \tag{D8}$$

onde a última quantidade de (D8) denota a informação inicial do valor mínimo. No seguinte, regra de Bayes e a definição de média

condicional, para distribuições de probabilidade, são usadas extensivamente.

Então aplique regra de Bayes e a definição de probabilidade condicional para (D8) usando as definições:

$$A := \min \{x_{pE+N+M+K}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{LQ}, t]}$$

$$B := \min x_{pE+N+K}^0(t-T_{LQ})$$

$$C := Y^t$$

5 A cadeia seguinte de igualdades então se mantém, usando a regra de Bayes, a definição de distribuições de probabilidade condicionais, e o resultado  $f_{B,C|A}(x,y) = f_{(B|A),C|A}(x,y)$  (o resultado anterior é verificado facilmente pelo desenho de um diagrama de três círculos):

$$\begin{aligned} f_{AB,C}(x) &= \frac{f_{B,C|A}(x,y)f_A(x)}{f_{B,C}(x,y)} = \frac{f_{(B|A),C|A}(x,y)f_A(x)}{f_{B,C}(x,y)} \\ &= \frac{f_{(B|A),C|A}(x)f_{C|A}(y)f_A(x)}{f_{B,C}(x,y)} = \frac{f_{B|A,C}(x)f_{C|A}(y)f_A(x)}{f_{B,C}(x,y)} \\ &= \frac{f_{B|A,C}(x)f_{A|C}(x)f_C(y)}{f_{B,C}(x,y)}. \end{aligned} \quad (D9)$$

10 A última etapa pode novamente ser verificada facilmente desenhando diagramas de círculo. Agora, de acordo com as definições acima, o primeiro fator do numerador de (D9) é um anterior e conseqüentemente o condicionamento desaparece. O segundo fator do numerador será ampliado adicionalmente expandido abaixo, enquanto o último fator do numerador e do denominador podem ser tratados como partes de uma constante de normalização. Substituição de volta das definições de A, B e C então prova a  
15 relação:

$$\begin{aligned} & \int_{\min \{x_{pE+N+M+K}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{LQ}, t]}}^{Y^t, \min x_{pE+N+M+K}^0(t-T_{LQ})} (x) \\ & \approx \frac{1}{C} \int_{\min \{x_{pE+N+M+K}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{LQ}, t]}}^{Y^t} (x) \int_{\min x_{pE+N+M+K}^0(t-T_{LQ})} (x). \end{aligned} \quad (D10)$$

Uma conseqüência de (D10) que precisa ser lembrada de é que um problema de nivelamento está à mão. A etapa de pré-processamento

baseada em filtragem de Kalman tratada acima conseqüentemente precisa *formalmente* incluir uma etapa mais lisa de Kalman. Na prática, o filtro de Kalman é normalmente suficiente entretanto.

### Expansão final da média condicional da potência mínima

5 O ponto de partida desta subseção é a equação (D10), que declara que a pdf condicional (função de distribuição de probabilidade) é dada como o produto de um 'prior' (valor inicial) e um fator dependente de medição. O 'prior' é provido pelo usuário e deveria refletir a incerteza de prior relativa a  $P_N$ . Note que sempre que a janela corrediça é movida e uma nova estimativa é calculada, o mesmo 'prior' é novamente aplicado. O 'prior' não é conseqüentemente atualizado na colocação básica do estimador.

Para declarar a pdf condicional completa, algum tratamento adicional do primeiro fator de (D10) é precisado. A distribuição de erro de  $f_{\Delta P}(x)$  de (D7), junto com as definições (D5) e (D6) será central para este fim.

15 Adicionalmente, nos cálculos abaixo,  $F(\cdot)$  denota uma distribuição cumulativa, isto é, a integral de  $f$ .  $\Pr(\cdot)$  denota a probabilidade de um evento.

As igualdades seguintes agora se mantêm para o primeiro fator de (D10):

$$\begin{aligned}
 F_{\min\{x_{pE+N+Noise}^u(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} | Y^t}(x) &= \Pr\{\min\{x_{pE+N+Noise}^u(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \leq x | Y^t\} \\
 &= 1 - \Pr\{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} > x | Y^t\} \\
 &= 1 - \Pr\{\forall t', \Delta x_{pE+N+Noise}(t' | t) > x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)\} \\
 &= 1 - \prod_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} \Pr\{\Delta x_{pE+N+Noise}(t' | t) > x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)\} \\
 &= 1 - \prod_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} (1 - \Pr\{\Delta x_{pE+N+Noise}(t' | t) \leq x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t)\}) \\
 &= 1 - \prod_{t' \in [t-T_{Lag}, t]} (1 - F_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t' | t))). \tag{D11}
 \end{aligned}$$

20 A quarta igualdade de (D11) segue da suposição que o Kalman mais liso provê uma estatística suficiente, isto é, (D5) e (D6). A última igualdade segue de (D7). Obviamente, a suposição mais natural é usar uma

distribuição Gaussiana para  $F_{\Delta P}(s)$ . Porém, (D11) de fato permite outras distribuições igualmente.

A etapa final na derivação do primeiro fator da função de distribuição é diferenciar (D11), obtendo:

$$\begin{aligned} f_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{LAG}, t]}\{V^t\}}(x) &= \frac{dF_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{LAG}, t]}\{V^t\}}(x)}{dx} \\ &= \sum_{t' \in [t-T_{LAG}, t]} f_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)) \prod_{\substack{q \in [t-T_{LAG}, t] \\ q \neq t'}} (1 - F_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(q|t))) \end{aligned} \quad (D12)$$

5

Combinando com (D10), dá o resultado final:

$$\begin{aligned} & f_{\min\{x_{pE+N+Noise}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{LAG}, t]}\{V^t, \min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{LAG})\}}(x) \\ &= \frac{1}{C} \left( \sum_{t' \in [t-T_{LAG}, t]} f_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)) \prod_{\substack{q \in [t-T_{LAG}, t] \\ q \neq t'}} (1 - F_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(q|t))) \right) f_{\min x_{pE+N+Noise}^0(t-T_{LAG})}(x) \end{aligned} \quad (D13)$$

Este resultado constitui a saída 64 referida com relação à Figura 5. A expressão pode parecer complexa. É felizmente direta para avaliar desde que é uma função unidimensional de distribuições Gaussianas e Gaussianas cumulativas dadas por:

$$f_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)} e^{-\frac{(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))^2}{2(\sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))^2}} \quad (D14)$$

$$\begin{aligned} F_{\Delta x(t'|t)}(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)) &= \int_{-\infty}^{x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)} f_{\Delta x(t'|t)}(y) dy \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( -\frac{(x - \hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t))}{\sqrt{2} \sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)} \right). \end{aligned} \quad (D15)$$

10

As quantidades  $\hat{x}_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)$  e  $\sigma_{pE+N+Noise}^{Kalman}(t'|t)$  estão prontamente disponíveis como saídas do Kalman mais liso, ou do filtro de Kalman mais simples.

### APÊNDICE E

#### Estimação da distribuição de probabilidade condicional da elevação de ruído

A elevação de ruído verdadeira é dada por:

$$N_R(t) = \frac{P^{0,Total}(t)}{P_N^0(t)} \tag{E1}$$

5 Então as quantidades anteriores precisam ser substituídas por variáveis estocásticas descritas pelas distribuições de probabilidade condicionais derivadas nas partes prévias desta exposição de invenção. As entradas são constituídas pelas quantidades 63A, 63B e 64 referidas com relação à Figura 5, ou pelas expressões (C18), (C19) e (D13).

10 Note que a distribuição de denominador pode ser esperada variar lentamente, conseqüentemente sua taxa de atualização também pode ser significativamente mais lenta que aquela da distribuição de numerador. A taxa de atualização da distribuição de numerador precisa ser rápida, a fim de localizar variações de potência rápidas devido a por exemplo tráfego de dados de alta taxa em salva na célula.

15 Para declarar o modelo, uma suposição semelhante a (D5) e (D6) é feita para a potência total, isto é:

$$P^{0,Total}(t) = \hat{P}^{Total}(t|t) + \Delta P^{Total}(t) \tag{E2}$$

$$P^{0,Total}(t) \in N\left(\hat{P}^{Total}(t|t), \left(\sigma_{P^{Total}}^{Kalman}(t|t)\right)^2\right) \tag{E3}$$

20 A segunda entrada para a derivação da distribuição de probabilidade condicional para a elevação de ruído é a distribuição condicional da potência mínima, isto é: (D13).

A última entrada para a derivação da distribuição de probabilidade condicional da elevação de ruído é o 'prior':

$$f_{N_r}^0(z) \tag{E4}$$

A próxima etapa procede como na derivação de (D9) e (D10).

As definições seguintes são introduzidas:

A := Nr(t), variável independente z.

B := N<sup>0</sup>, variável independente z.

B := P<sup>0, Total</sup>(t), variável independente x.

C := min{x<sup>0</sup><sub>pF+S+Nose</sub>(t')<sub>t' ∈ [t-T<sup>Log,t</sup>]</sub>, variável independente y.

Destas definições, segue que (se refira à derivação de (D9)):

$$\begin{aligned}
f_{A,B,C,D}(z) &= \frac{f_{B,C,D,A}(z,x,y)f_A(z)}{f_{B,C,D}(z,x,y)} = \frac{f_{(B|A),(C,D|A)}(z,x,y)f_A(z)}{f_{B,C,D}(x,y,z)} \\
&= \frac{f_{(B|A)|(C,D|A)}(z)f_{C,D|A}(x,y)f_A(z)}{f_{B,C,D}(x,y,z)} = \frac{f_{B|(C,D,A)}(z)f_{C,D|A}(x,y)f_A(z)}{f_{B,C,D}(x,y,z)} \\
&= \frac{f_{B|(C,D,A)}(z)f_{A|C,D}(z)f_{C,D}(x,y)}{f_{B,C,D}(x,y,z)}. \tag{E5}
\end{aligned}$$

Agora, de acordo com as definições acima, o primeiro fator do numerador de (E5) é um 'prior' e conseqüentemente o condicionamento desaparece. O segundo fator do numerador será adicionalmente expandido abaixo, enquanto o último fator do numerador e do denominador pode ser tratado como partes de uma constante de normalização. Substituição de volta das definições de A, B e C então prova a relação:

$$\begin{aligned}
&f_{N_r(t)N_r^0, P^{0, Total}(t), \min\{x_{pE+N+N}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Log,t}]}}(z) \\
&= \frac{1}{C_{N_r}} f_{N_r(t)P^{0, Total}(t), \min\{x_{pE+N+N}^0(t')\}_{t' \in [t-T_{Log,t}]}}(z) f_{N_r}(z) \tag{E6}
\end{aligned}$$

Desde que a distribuição condicional de P<sup>0, Total</sup>(t) pode ser calculada facilmente de (C14) e (C15), e como a distribuição condicional de min{x<sup>0</sup><sub>pF+S+Nose</sub>(t')<sub>t' ∈ [t-T<sup>Log,t</sup>]</sub>, está disponível em (D13), é direto computar a distribuição condicional do primeiro fator de (E6) como o quociente das duas variáveis estocásticas correspondentes.

Para mostrar como isto é feito, a distribuição de probabilidade de um quociente é derivada primeiro. A distribuição de probabilidade do quociente Z de duas variáveis estocásticas independentes X e Y seguem de:

$$\begin{aligned}
 F_z(z) &= \Pr(Z \leq z) = \Pr(X/Y \leq z) = \Pr(X \leq Yz) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{yz} f_{X,Y}(x,y) dx dy \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left( \int_{-\infty}^{yz} f_X(x) dx \right) f_Y(y) dy \\
 f_z(z) &= \frac{dF_z(z)}{dz} = \int_{-\infty}^{\infty} \left( \frac{d}{dz} \int_{-\infty}^{yz} f_X(x) dx \right) f_Y(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} y f_X(yz) f_Y(y) dy. \quad (E7)
 \end{aligned}$$

Aqui  $P^{0, \text{Total}}(t)$  e

$$\min_{t \in [t-T_{LQ}, t]} P^{0, E+N}(t') + P_N^0(t')$$

corresponde a X e Y, respectivamente. Alternativamente, no caso que a estimativa de potência total é usada para avaliação da distribuição condicional do valor mínimo, e  $P^{0, \text{Total}}(t)$  e  $\min_{t' \in [t-T_{LQ}, t]} P^{0, \text{Total}}(t')$  corresponde a X e Y, respectivamente.

Conseqüentemente, por discretização das variáveis y e z, segue

que:

$$\begin{aligned}
 & f_{N_r}(t) N_r^0, P^{0, \text{Total}}(t), \min_{t' \in [t-T_{LQ}, t]} \{P^{0, E+N}(t')\}_{t' \in [t-T_{LQ}, t]}(z_i) \\
 & \approx \frac{1}{c_{N_r}} \sum_{j=1}^N y_j \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{P^{0, \text{Total}}}(t|t)} e^{-\frac{(y_j z_i - \hat{x}_{P^{0, \text{Total}}}(t|t)})^2}{2(\sigma_{P^{0, \text{Total}}}(t|t)})^2}} \\
 & \times \frac{1}{c \sqrt{2\pi}} \sum_{t' \in [t-T_{LQ}, t]} \frac{1}{\sigma_{P^{0, E+N+Ns}}(t'|t)} \left( y_j e^{-\frac{(y_j - \hat{x}_{P^{0, E+N+Ns}}(t'|t)})^2}{2(\sigma_{P^{0, E+N+Ns}}(t'|t))}} \right) \\
 & \times \prod_{\substack{q \in [t-T_{LQ}, t] \\ q \neq t'}} \left( 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{y_j - \hat{x}_{P^{0, E+N+Ns}}(q|t)}{\sqrt{2} \sigma_{P^{0, E+N+Ns}}(q|t)} \right) \right) f_{\min_{t' \in [t-T_{LQ}, t]} \{P^{0, E+N+Ns}(t')\}}(y_j) \Delta y f_{N_r^0}(z_i), \\
 & i = 1, \dots, N. \quad (E8)
 \end{aligned}$$

Note que a discretização é necessária para avaliar as integrais nas expressões que não podem ser resolvidas analiticamente. A discretização significa que as distribuições de probabilidade condicionais exatas são aproximadas por histogramas.

## APÊNDICE F

### Estimação da elevação de ruído e do desvio-padrão correspondente

Se referindo a [2], páginas 123-126, a estimativa ótima de elevação de ruído é dada pela média da distribuição de probabilidade condicional da elevação de ruído (E8). É conseqüentemente direto obter a estimativa e variância:

$$\begin{aligned} \hat{N}_R(t | \mathbf{Y}^t) &= \int_{-\infty}^{\infty} z f_Z(z) dz = \int_{-\infty}^{\infty} z \int_{-\infty}^{\infty} y f_X(yz) f_Y(y) dy dz \\ &\approx \sum_{i=1}^M z_i \sum_{j=1}^N y_j \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{p\text{Total}}^{\text{Kalman}}(t|t)} e^{-\frac{(y_j z_i - \hat{x}_{p\text{Total}}^{\text{Kalman}}(t|t))^2}{2(\sigma_{p\text{Total}}^{\text{Kalman}}(t|t))^2}} \\ &\times \frac{1}{c\sqrt{2\pi}} \sum_{r \in [t-T_{\text{Lag}}, t]} \frac{1}{\sigma_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(t'|t)} \left( y_j e^{-\frac{(y_j - \hat{x}_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(t'|t))^2}{2(\sigma_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(t'|t))^2}} \right. \\ &\times \left. \prod_{\substack{q \in [t-T_{\text{Lag}}, t] \\ q \neq t'}} \left( 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( -\frac{y_j - \hat{x}_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(q|t)}{\sqrt{2}\sigma_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(q|t)} \right) \right) f_{\min x_{pE+N+\text{Noise}}^0(t)}(y_j) \right) \Delta y \Delta z \quad (\text{F1}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_{N_R}^2(t | \mathbf{Y}^t) &\approx \sum_{i=1}^M (z_i - \hat{N}_R(t | \mathbf{Y}^t))^2 \sum_{j=1}^N y_j \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{p\text{Total}}^{\text{Kalman}}(t|t)} e^{-\frac{(y_j z_i - \hat{x}_{p\text{Total}}^{\text{Kalman}}(t|t))^2}{2(\sigma_{p\text{Total}}^{\text{Kalman}}(t|t))^2}} \\ &\times \frac{1}{c\sqrt{2\pi}} \sum_{r \in [t-T_{\text{Lag}}, t]} \frac{1}{\sigma_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(t'|t)} \left( y_j e^{-\frac{(y_j - \hat{x}_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(t'|t))^2}{2(\sigma_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(t'|t))^2}} \right. \\ &\times \left. \prod_{\substack{q \in [t-T_{\text{Lag}}, t] \\ q \neq t'}} \left( 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( -\frac{y_j - \hat{x}_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(q|t)}{\sqrt{2}\sigma_{pE+N+\text{Noise}}^{\text{Kalman}}(q|t)} \right) \right) f_{\min x_{pE+N+\text{Noise}}^0(t)}(y_j) \right) \Delta y \Delta z. \quad (\text{F2}) \end{aligned}$$

Note que (F1) e (F2) também são válidas para o caso onde as distribuições condicionais do valor mínimo da potência total são as usadas invés. A modificação é trivial.

(F1) e (F2) é o resultado final da estimativa. Deveria ser notado que estas duas quantidades são obtidas sem qualquer estimação intermediária de qualquer fundo de ruído. Também note que o estimador está

ótimo e suave.

**REFERÊNCIAS**

[1] H. Holma e A. Toskala, "WCDMA for UMTS - Radio Access for Third Generation Mobile Communications". Chichester, REINO UNIDO: Wiley, 2000, página 111.

[2] T. Söderström, "Discrete Time Stochastic Systems", Londres, REINO UNIDO: Springer, 2002, pp. 12-14, 123-126, 142, 149-150, 247.

## REIVINDICAÇÕES

1. Método para estimação de elevação de ruído em um sistema de comunicação sem fio (70), **caracterizado** pelo fato de incluir as etapas de:

medir (210) a potência de banda larga total recebida;

estimar (212) uma distribuição de probabilidade para uma primeira quantidade de potência (63A, 63B) de pelo menos dita potência de banda larga total recebida medida (61A);

computar (216) uma distribuição de probabilidade condicional de uma medida de fundo de ruído (64) baseado em pelo menos dita potência de banda larga total recebida medida (61A);

prover (214) uma distribuição de probabilidade condicional para uma medida de elevação de ruído, baseado em pelo menos dita distribuição de probabilidade para dita primeira quantidade de potência e dita distribuição de probabilidade condicional de dita medida de fundo de ruído (64); e

calcular (220) um valor de dita medida de elevação de ruído baseado em dita distribuição de probabilidade condicional para dita medida de elevação de ruído.

2. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de incluir a etapa adicional de calcular um desvio-padrão de dito valor de medida de elevação de ruído baseado em dita distribuição de probabilidade condicional para dita medida de elevação de ruído.

3. Método, de acordo com a reivindicação 1 ou 2, **caracterizado** pelo fato de que a dita primeira quantidade de potência é uma quantidade de potência de banda larga total recebida.

4. Método, de acordo com a reivindicação 3, **caracterizado** pelo fato de que a dita etapa de computar é baseada em dita distribuição de probabilidade estimada para dita quantidade de potência de banda larga total recebida e

distribuições de probabilidade previamente estimadas para dita quantidade de potência de banda larga total recebida.

5. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 4, **caracterizado** pelo fato de incluir as etapas adicionais de:

medir quantidades  $((C/I)_i)$  relacionadas às potências de ligação de rádio de uma própria célula (30) de dito sistema de comunicação sem fio (70);

estimar uma distribuição de probabilidade para uma segunda quantidade de potência (62A, 62B) de dita potência de banda larga total recebida medida (61A) e ditas quantidades medidas relacionadas a potências de ligação de rádio  $((C/I)_i)$ ;

dita quantidade de potência (62A, 62B) sendo uma soma de potência de interferência de célula vizinha, potência de interferência de sistema de não comunicação em banda e potência de fundo de ruído térmico;

por meio de que dita etapa de computar (216) é adicionalmente baseada em dita distribuição de probabilidade para dita segunda quantidade de potência (62A, 62B) e distribuição de probabilidade previamente estimada para dita quantidade de potência.

6. Método, de acordo com a reivindicação 5, **caracterizado** pelo fato de que as ditas quantidades relacionadas a potências de ligação de rádio são níveis de interferência  $((C/I)_i)$ , por meio de que potências de ligação de rádio são deriváveis relacionando níveis de interferência a quantidades associadas a dita potência de banda larga total recebida (61A).

7. Método, de acordo com a reivindicação 5 ou 6, **caracterizado** pelo fato de que as ditas etapas de estimar uma distribuição de probabilidade para uma quantidade de potência e de estimar uma distribuição de probabilidade para uma quantidade de potência de banda larga total recebida são executadas por filtragem de *Kalman* variável em tempo.

8. Método, de acordo com a reivindicação 7, **caracterizado** pelo fato de que a dita primeira quantidade de potência corresponde a pelo menos um estado do filtro de *Kalman*.

9. Método, de acordo com a reivindicação 8, **caracterizado** pelo fato de que a dita filtragem de *Kalman* variável em tempo tem um vetor de estado  $x(t)$  de:

$$x(t) = \begin{pmatrix} P_1^{\text{Code}}(t) \\ \vdots \\ P_n^{\text{Code}}(t) \\ P^{E+N+\text{Noise}}(t) \end{pmatrix},$$

onde  $P_1^{\text{Code}}(t)$ , ...,  $P_n^{\text{Code}}(t)$  são potências de ligação de rádio e  $P^{E+N+\text{Noise}}(t)$  é dita soma de potência de interferência de célula vizinha, potência de interferência de sistema de não comunicação em banda e potência de fundo de ruído térmico.

10. Método, de acordo com a reivindicação 8 ou 9, **caracterizado** pelo fato de que a dita filtragem de *Kalman* variável em tempo adicionalmente inclui nivelamento para alcançar dita distribuição de probabilidade estimada para dita segunda quantidade de potência.

11. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações 5 a 10, **caracterizado** pelo fato de que a dita etapa de computar uma distribuição de probabilidade condicional de dita medida de fundo de ruído é adicionalmente baseada em uma distribuição de probabilidade condicional de um valor extremo de dita segunda quantidade de potência (62A, 62B).

12. Método, de acordo com a reivindicação 11, **caracterizado** pelo fato de que o dito valor extremo é um valor mínimo de dita segunda quantidade de potência (62A, 62B).

13. Método, de acordo com a reivindicação 11 ou 12, **caracterizado** pelo fato de que a dita etapa de computar uma distribuição de probabilidade condicional de uma medida de fundo de ruído é executada dentro de uma janela

corredição.

14. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 13, **caracterizado** pelo fato de que a dita medida de elevação de ruído é um quociente de um numerador e um denominador, dito numerador incluindo pelo menos uma variável estocástica correspondendo à dita distribuição de probabilidade estimada para dita primeira quantidade de potência (63A, 63B) e dito denominador incluindo uma variável estocástica correspondendo à dita distribuição de probabilidade condicional de dita medida de fundo de ruído (64).

15. Método, de acordo com a reivindicação 14, **caracterizado** pelo fato de que o dito numerador é selecionado da lista de:

potência de banda larga recebida total;

uma soma de potência de interferência de célula vizinha, potência de interferência em banda externa e potência de ruído térmico;

uma soma de potência de ligação de rádio da própria célula e potência de ruído térmico;

uma soma de potência de ligação de rádio de TPC da própria célula e potência de ruído térmico; e

uma soma de potência de ligação de rádio de E-UL da própria célula e potência de ruído térmico.

16. Método, de acordo com a reivindicação 14 ou 15, **caracterizado** pelo fato de que o dito denominador de dita medida de fundo de ruído (64) inclui um item da lista de:

uma soma de potência de interferência de célula vizinha, potência de interferência em banda externa e potência de ruído térmico;

uma soma de potência de interferência de célula vizinha e potência de ruído térmico; e

potência de banda larga recebida total.

17. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 16, **caracterizado** pelo fato de que a dita medida de fundo de ruído (64) considera uma distribuição de probabilidade anterior de potência de fundo de ruído, estabelecida através de uma coleção representativa de estações rádio base.

18. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 17, **caracterizado** pelo fato de incluir a etapa adicional de:

obter uma distribuição de probabilidade determinada anterior de um valor de fundo de ruído;

por meio de que dita etapa de computar é adicionalmente baseada em dita distribuição de probabilidade determinada anterior de dito valor de fundo de ruído.

19. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 18, **caracterizado** pelo fato de que a etapa de calcular um valor de dita medida de elevação de ruído inclui cálculo de uma média condicional de dita distribuição de probabilidade condicional para dita medida de elevação de ruído.

20. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 19, **caracterizado** pelo fato de incluir a etapa de calcular um desvio-padrão de dito valor de dita medida de elevação de ruído baseado em dita distribuição de probabilidade condicional para dita medida de elevação de ruído.

21. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 20, **caracterizado** pelo fato de que o dito sistema de comunicação sem fio (70) é um sistema de Acesso Múltiplo por Divisão de Código de Banda Larga - WCDMA.

22. Método para controle de admissão em um sistema de comunicação sem fio (70), **caracterizado** pelo fato de incluir as etapas de:

estimar elevação de ruído em dito sistema de comunicação sem fio (70), que compreende:

medir (210) a potência de banda larga total recebida;

estimar (212) uma distribuição de probabilidade para uma primeira quantidade de potência (63A, 63B) de pelo menos dita potência de banda larga total recebida medida (61A);

computar (216) uma distribuição de probabilidade condicional de uma medida de fundo de ruído (64) baseado em pelo menos dita potência de banda larga total recebida medida (61A);

prover (214) uma distribuição de probabilidade condicional para uma medida de elevação de ruído, baseado em pelo menos dita distribuição de probabilidade para dita primeira quantidade de potência e dita distribuição de probabilidade condicional de dita medida de fundo de ruído (64);

calcular (220) um valor de dita medida de elevação de ruído baseado em dita distribuição de probabilidade condicional para dita medida de elevação de ruído; e

executar controle de admissão baseado em dita elevação de ruído estimada.

23. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado** pelo fato de que a dita etapa de executar controle de admissão inclui controle de ligação superior aumentado.

24. Nó (20, 72) de um sistema de comunicação sem fio (70), **caracterizado** pelo fato de incluir:

meio (80) para obter medidas de potência de banda larga total recebida (61A);

meio (81) para estimar uma distribuição de probabilidade para uma primeira quantidade de potência (63A, 63B) de dita potência de banda larga total recebida medida (61A);

meio (82) para computar uma distribuição de probabilidade condicional de uma medida de fundo de ruído (64) baseado em pelo menos dita potência de

banda larga total recebida medida (61A);

meio (82) para prover uma distribuição de probabilidade condicional para uma medida de elevação de ruído, baseado em pelo menos dita distribuição de probabilidade para dita primeira quantidade de potência (63A, 63B) e dita distribuição de probabilidade condicional de dita medida de fundo de ruído (64); e

meio (83) para calcular um valor de dita medida de elevação de ruído baseado em dita distribuição de probabilidade condicional para dita medida de elevação de ruído.

25. Nó, de acordo com a reivindicação 24, **caracterizado** pelo fato de que o dito meio (80) para obter medidas de potência de banda larga total recebida inclui meio para medir potência de banda larga total recebida.

26. Nó, de acordo com a reivindicação 24 ou 25, **caracterizado** pelo fato de que dito nó é uma estação rádio base (20).

27. Nó, de acordo com a reivindicação 24, **caracterizado** pelo fato de que o dito meio (80) para obter medidas de potência de banda larga total recebida inclui meio para receber dados representando potência de banda larga total recebida.

28. Nó, de acordo com qualquer uma das reivindicações 24 a 27, **caracterizado** pelo fato de que o dito nó é um nó de um sistema de WCDMA.

29. Sistema de comunicação sem fio (70), **caracterizado** pelo fato de que compreende:

pelo menos um primeiro nó (20,72) incluindo:

meio (80) para obter medidas de potência de banda larga total recebida (61A);

meio (81) para estimar uma distribuição de probabilidade para uma primeira quantidade de potência (63A, 63B) de dita potência de banda larga total

recebida medida (61A);

meio (82) para computar uma distribuição de probabilidade condicional de uma medida de fundo de ruído (64) baseado em pelo menos dita potência de banda larga total recebida medida (61A);

meio (82) para prover uma distribuição de probabilidade condicional para uma medida de elevação de ruído, baseado em pelo menos dita distribuição de probabilidade para dita primeira quantidade de potência (63A, 63B) e dita distribuição de probabilidade condicional de dita medida de fundo de ruído (64);  
e

meio (83) para calcular um valor de dita medida de elevação de ruído baseado em dita distribuição de probabilidade condicional para dita medida de elevação de ruído;

um segundo nó (72) conectado a ou integrado com dito pelo menos primeiro nó para troca de informação;

dito segundo nó (72) por sua vez incluindo meio (85) para controle de admissão.

30. Sistema de comunicação sem fio, de acordo com a reivindicação 29, **caracterizado** pelo fato de que o dito pelo menos um primeiro nó é uma estação rádio base (20) e dito segundo nó é um controlador de rede de rádio (72).

31. Sistema de comunicação sem fio, de acordo com a reivindicação 29 ou 30, **caracterizado** pelo fato de que o dito meio (85) para controle de admissão inclui meio para controle de ligação superior aumentado.

32. Sistema de comunicação sem fio, de acordo com qualquer uma das reivindicações 29 a 31, **caracterizado** pelo fato de que o dito sistema de comunicação sem fio (70) é um sistema utilizando WCDMA.

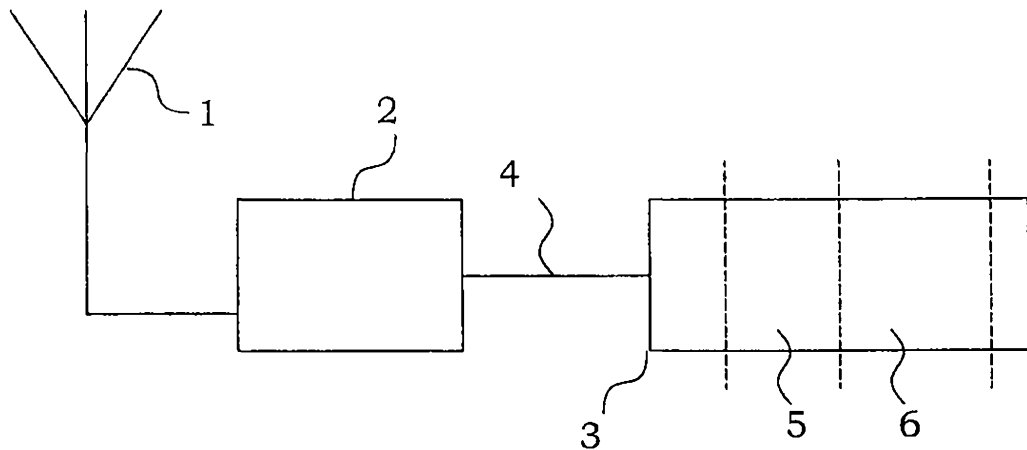


Fig. 1

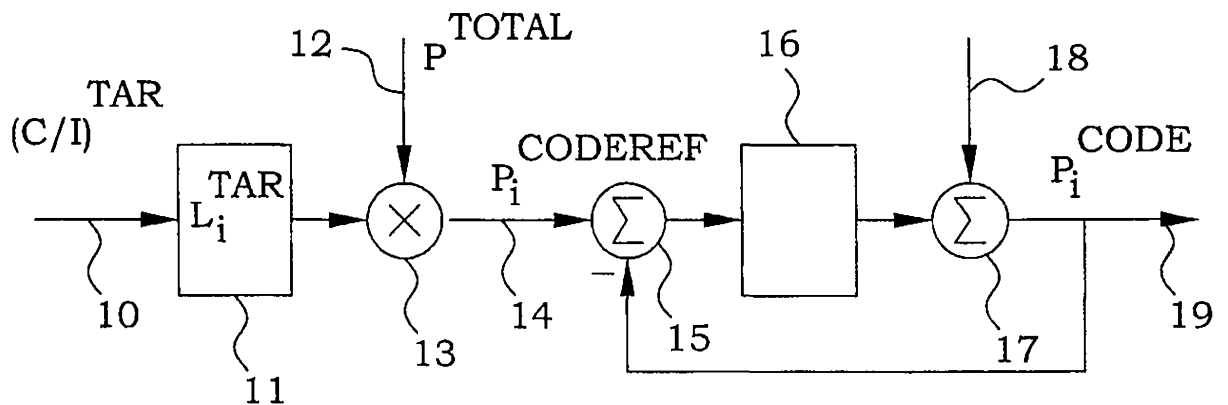


Fig. 2

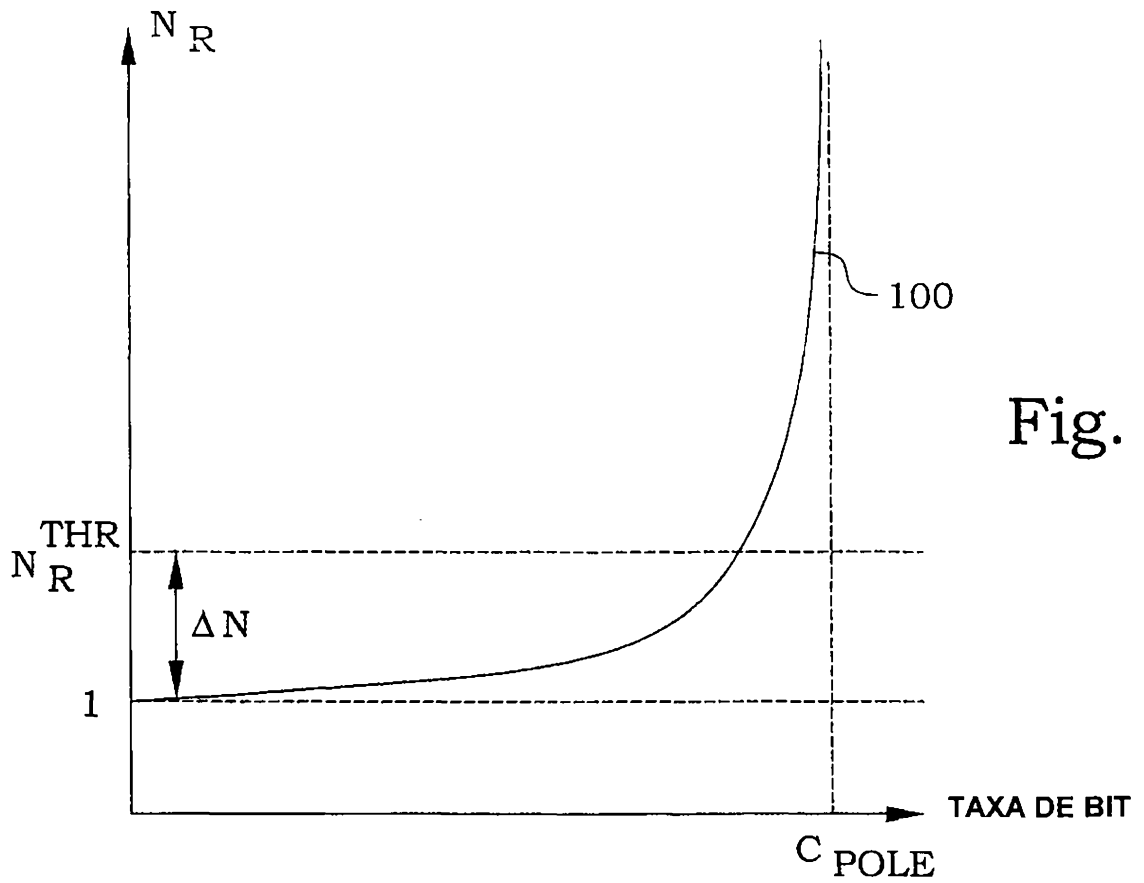


Fig. 3

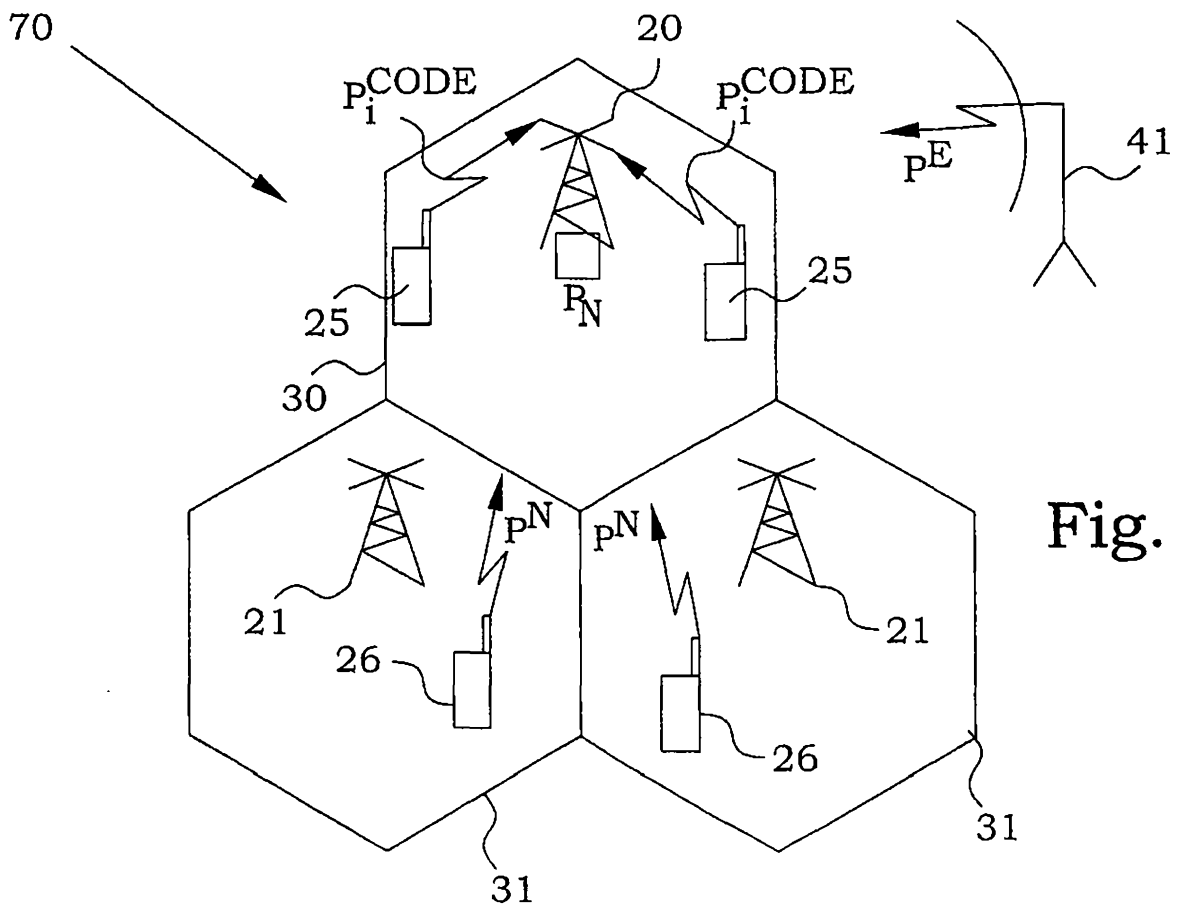


Fig. 4

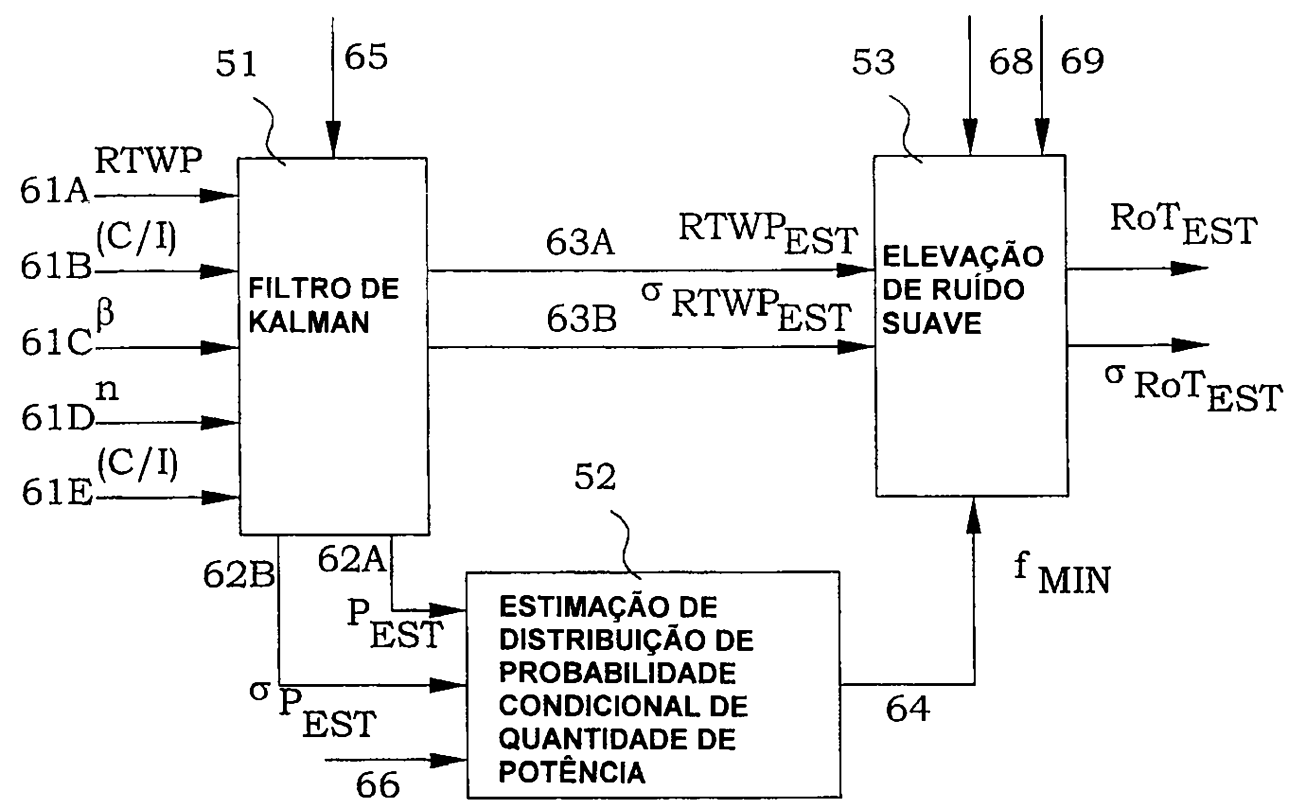


Fig. 5

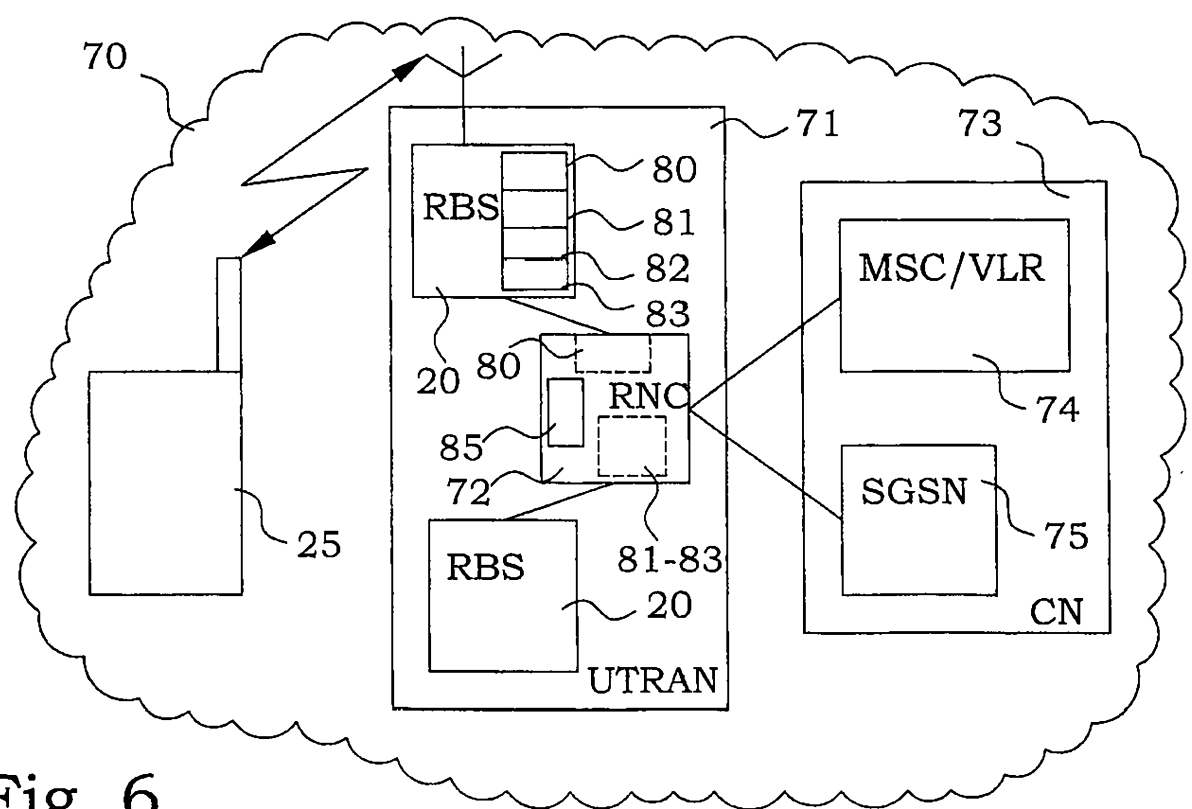


Fig. 6

ELEVAÇÃO DE RUÍDO

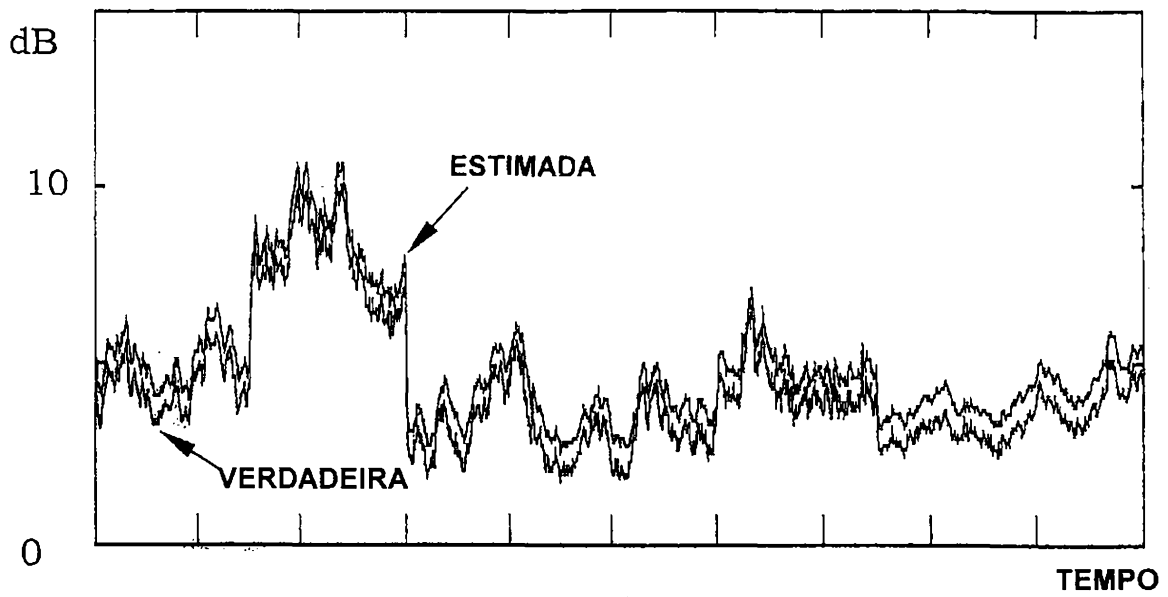


Fig. 7

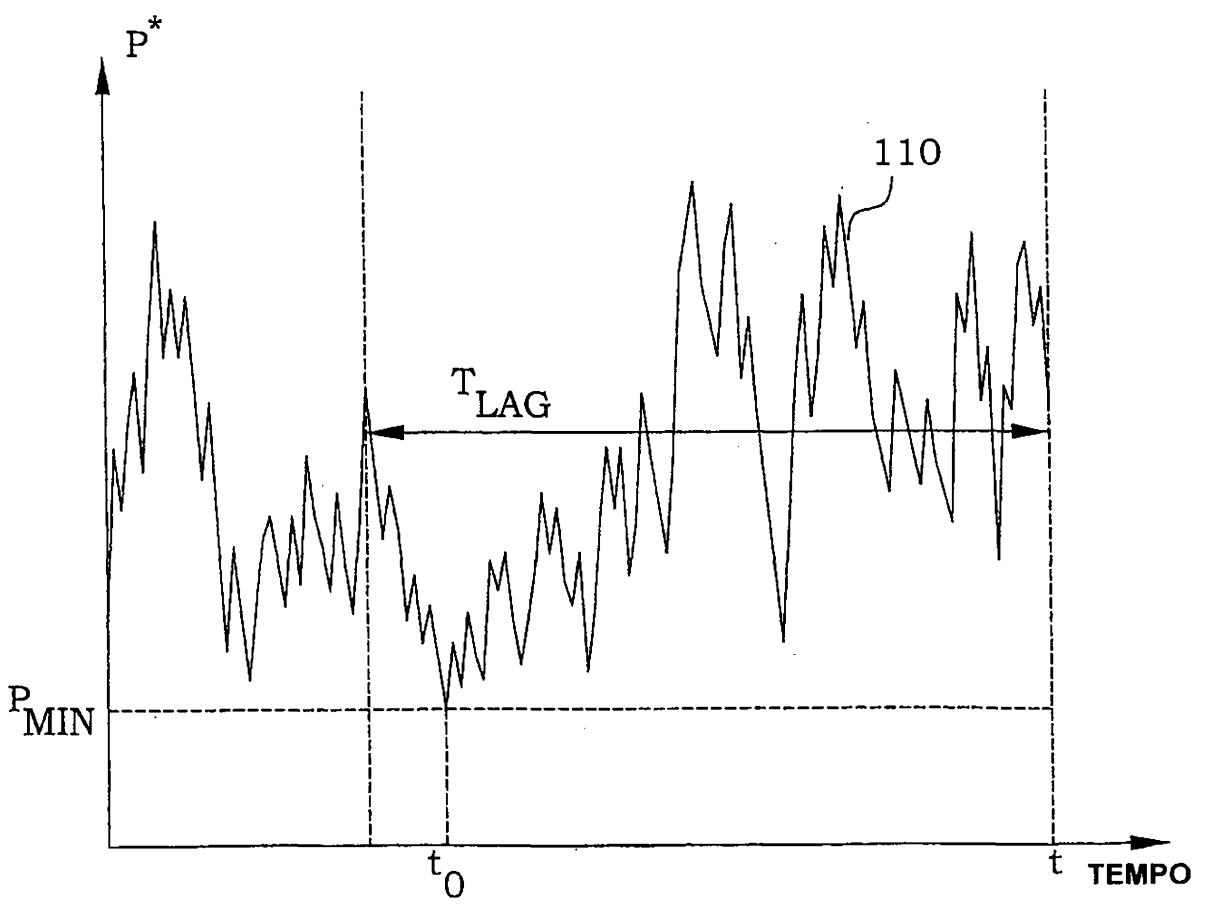


Fig. 9

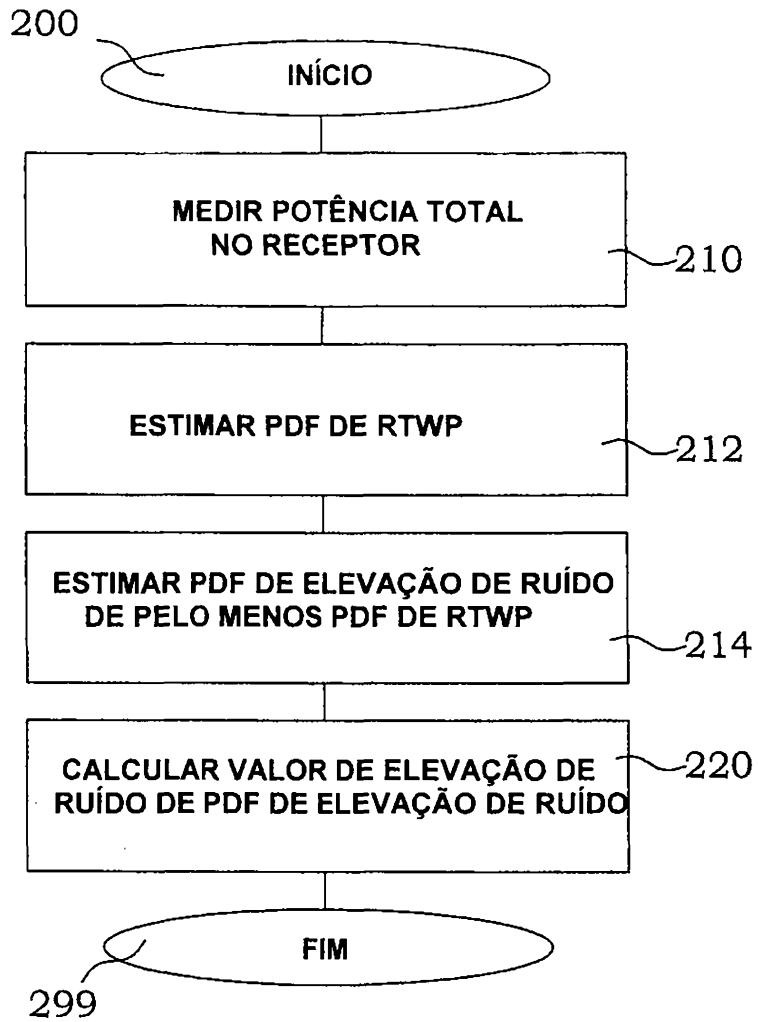


Fig. 8A

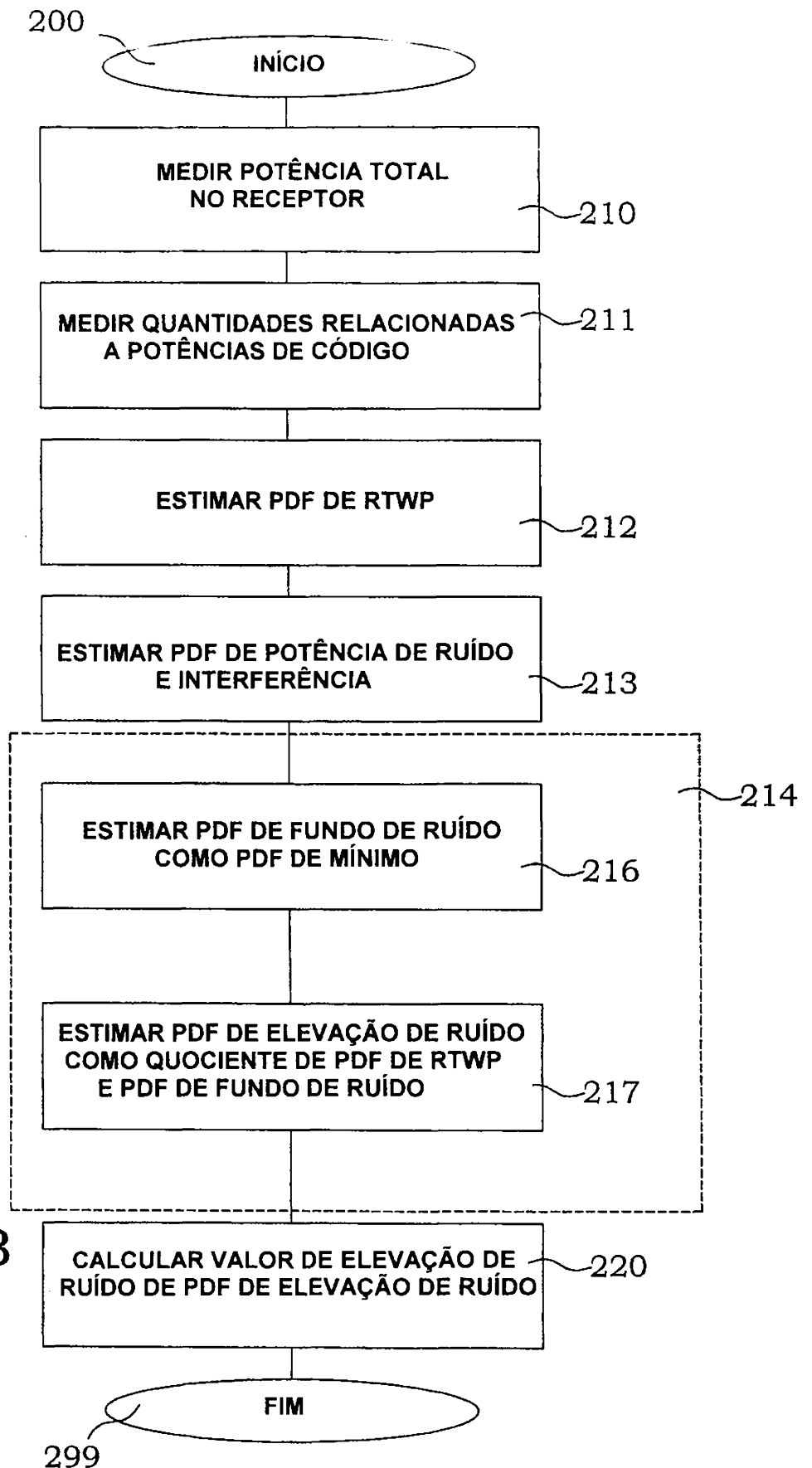


Fig. 8B