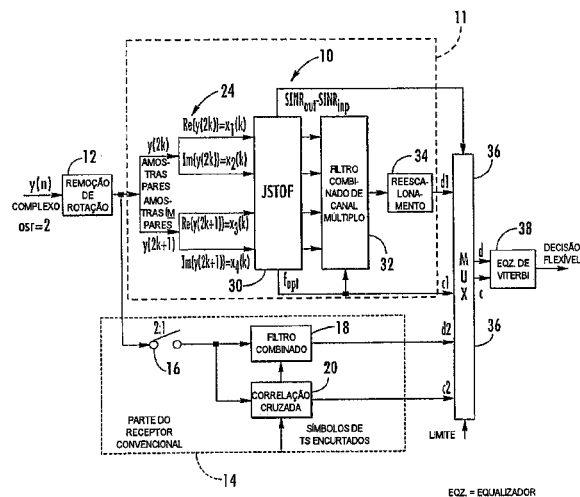
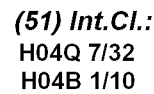




(22) Data de Depósito: 25/05/2006
(43) Data da Publicação: 19/04/2011
(RPI 2102)



**FILTROS ÓTIMOS DE ESPAÇO-TEMPO CONJUNTOS (JSTOF) PARA
CANCELAMENTO DE INTERFERÊNCIA**

Campo da Invenção

A presente invenção se refere a sistemas de
5 comunicações sem fio, tais como sistemas de comunicações
celulares e, mais particularmente, à filtração de sinais
sem fio recebidos para redução da interferência indesejada.

Antecedentes da Invenção

Os filtros combinados de cancelamento de interferência
10 (ICMF) e demodulação conjunta (JDM) foram investigados para
adequação às exigências para uma Performance de Receptor
Avançado de Enlace Descendente (DARP) que é padronizado
pelo sistema de comunicações móveis de terceira geração e
pelo Projeto de Parceria de Terceira Geração (3GPP).
15 Algumas destas propostas são estabelecidas nos artigos e
documentos a seguir.

1. Liang et al., A Two-Stage Hybrid Approach for CCI/ISI
Reduction with Space-Time Processing, IEEE Communication
Letter Vol. 1, N° 6, Nov. 1997.
- 20 2. Papon et al., Multichannel Receives Performance
Comparison In the Presence of ISI and CCI, 1997 13th Intl.
Conf. on Digital Signal Processing, Julho de 1997.
3. Spagnolini, Adaptive Rank-One Receiver for GSM/DCS
Systems, IEEE Trans, on Vehicular Technology, Vol. 51, N°
25 5, Set. 2002.
4. Feasibility Study on Single Antenna Interference
Cancellation (SAIC) for GSM Networks, 3GPP TR 45.903
Version 6.0.1, Release 6, European Telecommunications
Standards Institute, 2004.
- 30 5. Radio Transmission and Reception (Release 6), 3GPP TS

45.005 Version 6.8.0; European Telecommunications Standards Institute, 2005.

6. Stoica et al., Maximum Likelihood Parameter and Rank Estimation in Reduced-Rank Multivariate Linear Regressions, IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 44, N° 12, Dez. 1996.
7. Kristensson et al., Blind Subspace Identification of a BPSK Communication Channel, Proc. 30th Asilomar Conf. On Signals, Systems and Computers, 1996.
- 10 8. Golub et al., Matrix Computations, 3rd Edition, 1996.
9. Trefethen et al., Numerical Linear Algebra, 1997.
10. Press et al., Numerical Recipes in C, 2nd Edition, 1992.

Os sistemas celulares de Sistema Global para
 15 Comunicações Móveis (FSM) atuais têm que se dirigir à interferência de co-canal no lado de estação móvel (MS), bem como se dirigir às exigências de DARP. Algumas estruturas de canal único e pré-filtros têm sido usados para ajudarem no cancelamento da interferência e na
 20 provisão de alguma estimativa de resposta de impulso de canal (CIR). Mais ainda, alguns sistemas têm usado uma maximização de sinal para interferência para projeto conjunto de um filtro de espaço-tempo de canal único e da estimativa de CIR para um canal único. Outros sistemas têm
 25 usado uma minimização restrita do erro médio quadrático para o projeto de um filtro de espaço de canal único. Outros sistemas têm usado um filtro de espaço de canal único que é projetado por uma aproximação de classificação um da estimativa de canal de ML. As aplicações alvos para
 30 estes sistemas têm sido uma estação base, onde um arranjo

de antena física incluindo uma pluralidade de antenas está disponível.

Breve Descrição dos Desenhos

Vários objetivos, recursos e vantagens tornar-se-ão
5 evidentes a partir da descrição detalhada a seguir, quando considerados à luz dos desenhos associados, nos quais:

a FIG. 1 é um diagrama de blocos de um receptor capaz de Performance de Receptor Avançado de Enlace Descendente (DARP) baseado em Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto, de
10 acordo com uma modalidade da invenção;

a FIG. 2 é um diagrama de blocos mais detalhado do Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto e dos Filtros Combinados de Canal Múltiplo mostrados na FIG. 1;

a FIG. 2A é um diagrama de blocos de um método de
15 acordo com a presente invenção;

a FIG. 3 é um gráfico que mostra a performance de receptor capaz de DARP baseado em Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto para vários casos de teste de DARP;

a FIG. 4 é um gráfico que mostra a performance de
20 receptor de Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto de acordo com a presente invenção com um ruído gaussiano branco aditivo (AWGN), comparado com e sem uma estratégia de autocomutação;

a FIG. 5 é um gráfico que mostra a performance de
25 receptor de Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto de acordo com a presente invenção com DTS-5, comparado com e sem uma estratégia de autocomutação;

a FIG. 6 é um gráfico comparando a performance de um único com múltiplos equalizadores de Viterbi de acordo com
30 a presente invenção, usando um limitador de SD de 8 bits na

simulação;

a FIG. 7 é um gráfico que mostra a performance de um Receptor de Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto e um caso de teste modificado de acordo com a presente invenção;

5 a FIG. 8 é um diagrama de blocos esquemático de um dispositivo de comunicação sem fio de modelo de exemplo que pode ser usado de acordo com uma modalidade da presente invenção; e

10 a FIG. 9 é uma tabela que compara as três abordagens para realização de computações de Cholesky, QR e SVD de acordo com a presente invenção.

Descrição Detalhada das Modalidades Preferidas

Várias modalidades não limitativas serão descritas mais plenamente aqui adiante com referência aos desenhos
15 associados, nos quais as modalidades preferidas são mostradas. Estas modalidades podem ser concretizadas, contudo, de muitas formas diferentes e não devem ser construídas como limitadas às modalidades estabelecidas aqui. Ao invés disso, estas modalidades são fornecidas de
20 modo que esta exposição seja acabada e completa, e portará plenamente o escopo para aqueles versados na técnica. Números iguais se referem a elementos iguais por toda ela, e uma notação de apóstrofo é usada para indicação de elementos similares em modalidades alternativas.

25 De acordo com uma modalidade, uma Interferência de Co-canal (CCI) em um lado de estação móvel (MS) em um sistema de comunicações atual de Sistema Global para Móvel (GSM) é considerada, bem como a exigência de conformação de um padrão de Performance de Receptor Avançado de Enlace
30 Descendente (DARP) padrão pelo Projeto de Parceria de

Terceira Geração (3GPP).

A invenção pode ser geralmente resumida conforme se segue. Um dispositivo de comunicação sem fio pode incluir um transmissor sem fio e um receptor sem fio. Mais particularmente, o receptor sem fio pode incluir um filtro para redução de interferência de co-canal com um receptor de comunicações. O filtro pode incluir um circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo que filtra partes de sinal que foram divididas a partir de um sinal de comunicações pela estimativa conjunta de pesos de filtro de espaço-tempo e respostas de impulso de canal múltiplo (CIRs). O filtro ainda pode incluir um circuito de filtro combinado de canal múltiplo que recebe sinais de canal múltiplo a partir do circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo e tem uma resposta de filtro que é fornecida por uma estimativa de resposta de impulso de canal a partir do circuito de filtro de espaço-tempo.

Em um aspecto, o circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo pode incluir uma pluralidade de circuitos de multiplicador e atraso que podem receber, cada um, partes de sinal. Os circuitos de multiplicador e de atraso podem ser operativos com base em pesos de filtro de espaço-tempo. Mais particularmente, dois circuitos de multiplicador conectados em paralelo e um circuito de atraso conectado à entrada de um dos circuitos de multiplicador pode ser usado para cada parte de sinal. Cada multiplicador e circuito de atraso pode ter em torno de um atraso de símbolo. Um estimador de pesos de um filtro ótimo e de canal pode ser operativamente conectado ao circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo e receber símbolos de sequência de

treinamento (TS) e dados de incerteza de sincronismo e gerar pesos de filtro de espaço-tempo para o circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo. Um circuito de somador pode somar dados a partir dos circuitos de multiplicador e de atraso para cada canal. Um circuito de equalizador pode ser operativo com o circuito de filtro combinado de canal múltiplo.

A modalidade ilustrada na FIG. 1 provê um pré-filtro de canal múltiplo que é operável para cancelamento da interferência e provisão de uma estimativa de resposta de impulso de canal (CIR) de forma adaptativa e ótima. O pré-filtro pode usar dois componentes principais em um exemplo não limitativo: (1) um Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto (JSTOF) baseado em entrada múltipla e saída múltipla (MIMO); e (2) um filtro combinado de canal múltiplo baseado em entrada múltipla e saída única (MISO). Em uma estação móvel típica usando uma única antena disponível, um arranjo de antena virtual pode ser configurado internamente pela combinação de sobreamostragem e da separação de partes reais e imaginárias que recebem amostras, conforme será apreciado por aqueles versados na técnica.

Em uma modalidade não limitativa, um sinal a partir do arranjo de antena virtual é alimentado para o JSTOF, onde os pesos ótimos para o filtro de cancelamento de interferência baseado em MIMO são estimados. Ao mesmo tempo, as CIRs de canal múltiplo para o sinal desejado são estimadas conjuntamente. A saída do JSTOF permite que a interferência seja filtrada e alimentada para um filtro combinado de canal múltiplo baseado em MISO. A resposta de

filtro do filtro combinado é fornecida pela estimativa de CIR a partir do JSTOF.

A saída do filtro combinado de canal múltiplo passa para um equalizador de Viterbi, o qual remove a interferência intersímbolo (ISI) e provê decisões flexíveis para um processamento adicional. Uma resposta de canal única requerida pelo equalizador pode ser formada por uma combinação das CIRs envolvidas a partir do JSTOF. Este pré-filtro também pode comutar automaticamente para o filtro convencional ou padrão no receptor convencional em quaisquer casos dominantes de AWGN e comutar de volta para o receptor baseado em JSTOF em quaisquer casos dominantes de interferência. Esta capacidade de autocomutação reduz a perda de casos dominantes de AWGN.

Um exemplo do pré-filtro ou filtro de cancelamento de interferência para o receptor baseado em JSTOF e capaz de DARP é mostrado em 10 na FIG. 1, na qual a relação de sobreamostragem é 2 e o número das antenas virtuais é 4 ($M = 4$), conforme também indicado por $X_1(k)$ a $X_4(k)$. Por toda esta descrição, o pré-filtro 10 pode ser referido como um filtro de cancelamento de interferência ou um filtro de JSTOF, e atua como um pré-filtro em um receptor em conformidade com DARP. Um receptor incorporando este filtro 10 poderia ser descrito como um receptor de JSTOF, conforme é mostrado pela linha tracejada em 11 na FIG. 1.

A FIG. 1 mostra exemplos dos vários blocos de circuito usados para o filtro 10. Um sinal de entrada é recebido em um circuito de remoção de rotação 12. O sinal de saída de rotação removida é dividido, com uma porção passando para um filtro 14 de um receptor convencional que inclui um

comutador 2:1 16 e uma saída para um filtro combinado 18 e um circuito de correlação cruzada 20 que recebe símbolos de seqüência de treinamento (TS) encurtados. O comutador 2:1 16 é operável para permitir uma comutação entre o filtro 14 e o pré-filtro baseado em JSTOF e capaz de DARP 10.

A outra porção do sinal de saída do circuito de remoção de rotação 12 é dividida em amostras pares e amostras ímpares, como parte da antena virtual 24 e dividida de novo em sinais reais e imaginários para a formação dos respectivos sinais de entrada $X_1(k)$ a $X_4(k)$ para um circuito de JSTOF 30, também como circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo. Deve ser notado que um arranjo de antena virtual não precisa ser usado em todas as modalidades. Isto é, o filtro 18 pode ser usado para a filtração de sinais diretamente a partir de uma ou mais antenas físicas (isto é, reais), tal como em uma aplicação de chaveamento de deslocamento de fase (PSK) (por exemplo, 8PSK), por exemplo. Os sinais de saída do circuito de JSTOF são passados para um circuito de filtro combinado de camada múltipla 32, e seu sinal de saída é passado para um circuito de reescalonamento 34 e, então, para um circuito de multiplexador 36 como dados (d_1). O circuito de multiplexador 36 também recebe uma resposta de canal (c_1). Quando o filtro convencional 14 é conectado, o multiplexador 36 recebe os dados (d_2) e a resposta de canal (c_2) a partir do circuito de filtro combinado 18 e do circuito de correlação cruzada 20. Os sinais são passados para um equalizador de Viterbi 38 como uma saída de decisão flexível.

Detalhes adicionais dos filtros de JSTOF e combinados

de canal múltiplo são mostrados na FIG. 2, onde o número de amostras atrasadas no tempo usadas no circuito de JSTOF é 2 ($N = 2$). As várias entradas $X_1(k)$ a $X_4(k)$ são recebidas no JSTOF, o qual é mostrado em maiores detalhes. O circuito de JSTOF 30 inclui multiplicadores canalizados, também denominados mixers 40, 42, unidades de atraso 44 e somadores 46, os quais entram em filtros combinados de canal múltiplo 48 para cada um dos quatro canais ilustrados, e sinais a partir dos filtros combinados são passados para um somador 50. Um circuito de estimador de pesos de filtro ótimo conjunto e de canal 52 recebe símbolos de TS e sinais de incerteza de sincronismo para a produção dos pesos (W_{OPT}) usados para os mixers 40, 42.

Assim, é possível, conforme descrito, integrar uma função de pré-filtro em um receptor de GSM convencional pela adição de uma ramificação de pré-filtro paralela a um filtro combinado convencional conforme mostrado na FIG. 1. O equalizador de Viterbi de software/hardware convencional 38 pode ser usado sem mudança. Em um exemplo não limitativo, um receptor capaz de DARP integrado foi testado em relação a casos de teste de DARP por simulações, o que indica que o receptor provê uma margem de 1,6 dB a 9 dB por uma performance especificada em termos da taxa de erro de quadro (FER) para um dos canais de fala de AMR.

A FIG. 2a é um fluxograma que ilustra um método de alto nível associado ao sistema descrito, no qual as várias etapas são mostradas como exemplos não limitativos. As várias etapas começam com os números de referência da série 100. O sinal de comunicações entrando tem a rotação removida (Bloco 100) e é passado para a antena virtual. O

5 sinal de comunicações é dividido em amostras pares e ímpares (Bloco 102), e cada amostra par e ímpar é dividida, então, em partes sinal reais e imaginárias (Bloco 104). Os sinais de comunicações a partir da antena virtual são passados para o circuito de JSTOF, onde os sinais de comunicações são multiplicados e atrasados (Bloco 106) e, então, somados (Bloco 108), tudo como parte de um primeiro Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto (JSTOF) de múltipla entrada e múltipla saída (MIMO). Após a soma, os sinais somados são passados para o circuito de filtro combinado de entrada múltipla e saída única (MISO) (Bloco 110) e, então, somados (Bloco 112) e passados como um sinal de saída único para o equalizador de Viterbi (Bloco 114) no qual uma decisão flexível é tomada (Bloco 116).

15 Em operação, o circuito de remoção de rotação 12 é operável com sinais modulados de GMSK e o deslocamento de frequência que é parte daquele protocolo de sinalização. Antes de qualquer remoção de rotação, a constelação de sinal é dinâmica e, após uma remoção de rotação a constelação de sinal se torna estática, isto é, quaisquer símbolos tipicamente são concentrados em 0° e 180° , com símbolos rodados para aqueles dois pontos. Assim, o sinal de GMSK pode ser tratado como um sinal de chaveamento de deslocamento de fase binário (BPSK) típico. A remoção de rotação na *front end* é usada para amostragens pares e ímpares, o que é útil, por causa da taxa de sobreamostragem. Por exemplo, em um receptor convencional, isto tipicamente está na taxa de 1, isto é, uma amostra por símbolo.

30 A antena virtual 24 pode aumentar a taxa de amostragem

para duas amostras por símbolo de uma maneira serial vindo a partir do filtro de banda base para a formação de dois canais separados de par e ímpar. Antes deste processo, as amostras ímpares/pares eram entrelaçadas serialmente. Estes
5 sinais então são adicionalmente divididos nas partes de sinal reais e imaginárias, para a formação de quatro canais independentes da antena virtual. Deve ser notado que em algumas modalidades outros números de antenas virtuais/canais podem ser usados (por exemplo, um ou mais),
10 conforme será apreciado por aqueles versados na técnica.

Conforme mais bem mostrado na FIG. 2, estes sinais então são passados para o multiplicador 40, 42 e os circuitos de atraso de unidade 44, por exemplo, um atraso de símbolo e, assim, o sinal é processado com uma
15 multiplicação e um atraso, seguido por uma operação de multiplicação, conforme evidente pelos dois multiplicadores 40, 42 e um circuito de atraso 44. Esta operação é seguida por uma soma no somador 46, conforme ilustrado. Esta porção do sistema é operável como um filtro bidimensional de canal
20 múltiplo. Uma dimensão ocorre por causa do atraso no tempo e uma outra dimensão é introduzida a partir da antena virtual, isto é, uma dimensão espacial, conforme descrito e, assim, as duas dimensões formam um filtro de espaço-tempo.

25 É evidente que cada sinal chegando é usado em conjunto com outros canais, e multiplicadores recebem pesos a partir do estimador de pesos de filtro ótimo conjunto e de canal 52. Os pesos vindo a partir do estimador de pesos de filtro ótimo conjunto e de canal 52 são passados para os
30 multiplicadores.

Os pesos também são uma matriz de dimensão 8 x 4 em um exemplo não limitativo, isto é, 32 pesos. Quanto aos símbolos de seqüência de treinamento introduzidos no estimador de pesos de filtro ótimo conjunto e de canal 52 tipicamente há em alguns exemplos não limitativos em torno de 26 símbolos conhecidos, e é conhecido qual seqüência de treinamento um pacote contém. Uma busca +/-3 ou de sete posições em um exemplo não limitativo pode ser usada para se encontra o sincronismo. A resposta de impulso do filtro 10 combinado de canal múltiplo (h_{opt}) pode ser usada de modo que o sistema combine a resposta de canal e torne o sinal mais forte, após o filtro combinado.

Conforme mostrado na FIG. 1, um reescalamento pode ocorrer como uma conveniência de hardware ou de software, 15 embora não seja requerido. Este circuito de reescalamento 34 permite uma maior operação para uma entrada de 4 bits ou de 5 bits como um exemplo não limitativo para o equalizador de Viterbi 38. A faixa dinâmica do sinal pode ser reajustada de modo que o sinal possa ser enviado para um 20 circuito de 4 bits ou de 5 bits.

Conforme citado acima, o multiplexador 36 pode tomar os sinais d_1 e c_1 para os dados e a resposta de canal a partir do receptor de filtro convencional 14 ou os sinais d_2 e c_2 para os dados e a resposta de canal a partir do 25 receptor de JSTOF 10 para se permitir uma comutação entre os dois. O receptor de JSTOF introduzirá alguma perda se não houver uma interferência, isto é, apenas puro ruído branco. Neste caso, o receptor convencional 14 pode ser usado e trabalhará adequadamente. Assim, os circuitos podem 30 comutar de volta para o filtro convencional, sem perda

introduzida pelo receptor JSTOF e seus circuitos. A comutação é baseada na estimativa de $SINR_{OUT}$ menos $SINR_{INP}$. Se a quantidade estiver abaixo de um limite, o sistema determinará que há pouca interferência e o cancelamento de interferência no receptor de JSTOF não será requerido. Assim, o filtro do receptor convencional 14 é usado pela comutação do comutador 2:1 16.

O circuito é operável em sistemas de formação de feixe e outros sistemas. Este tipo de sistema também permite que a relação de sinal para ruído seja melhorada e a taxa de erro de bit (BER) seja melhorada. Isto poderia ter impacto em protocolos de nível de topo e chamadas de telefônicas e outras matérias de comunicações para uso com estes circuitos.

A estrutura de canal múltiplo do filtro baseado em JSTOF é usada, em uma modalidade, e o circuito de JSTOF baseado em MIMO 30 provê um peso de filtro de canal múltiplo e estimativas de canal que são diferentes das soluções da técnica anterior. Este circuito provê a capacidade de combater a interferência eficientemente para interferências síncronas e assíncronas e produzir alta performance. Algumas simulações mostraram que nenhuma das soluções em algumas técnicas da arte anterior provê a performance requerida em relação aos casos de teste de DARP.

Este circuito de filtro combinado de canal múltiplo baseado em MISO 32 é um recurso que melhora a performance de taxa de erro em geral e reduz a complexidade do equalizador pela evitação de equalizadores de Viterbi de canal múltiplo. A comutação automática embutida entre

receptores baseados em JSTOF e convencionais reduz a perda em casos de AWGN.

As estruturas de receptor adequadas podem ser usadas de modo a se adequarem às exigências de DARF. Um Filtro Combinado de Cancelamento de Interferência (ICMF) pode usar um exemplo da antena virtual, conforme descrito, e uma formação de feixe para combater a interferência. O circuito é sensível a erros de estimativa da Resposta de Impulso de Canal (CIR) do sinal desejado. Uma Demodulação Conjunta (JD) mostrou boa performance para os vários casos de teste. Além da dificuldade no combate dos interferentes assíncronos, pode haver uma complexidade computacional pesada envolvida na descoberta da CIR de um agente de interferência.

Em uma modalidade, a antena virtual 24 é operável com uma filtração de espaço-tempo adaptativa, permitindo que o circuito de Filtro Ótimo de Espaço-Tempo Conjunto (JSTOF) seja usado. Uma diferença do ICMF é que os pesos de filtro espacial-temporal usados para supressão da interferência e a estimativa de CIR do sinal desejado são conjuntamente estimados e otimizados no JSTOF, enquanto os dois são separadamente estimados em um ICMF. O circuito de JSTOF 30 pode ser um circuito de entrada múltipla e saída múltipla (MIMO) que tira vantagem da natureza de deficiência de classificação da matriz de CIR desejada na configuração de espaço-tempo. Simulações mostraram uma performance satisfatória para os vários casos de teste de DARF. Uma carga computacional é julgada aceitável dado que uma fatoração de Cholesky de ponto fixo e EVD/SVD são praticáveis.

Este método tem alguma simplicidade e baixa complexidade computacional. Ele também é robusto porque o sistema faz poucas hipóteses sobre a fonte da interferência. Além disso, o sistema pode continuar a usar a estrutura de equalizador existente, já que a solução é integrada como uma etapa de pré-processamento nos dados de entrada. Isto permitiria que o sistema usasse os aceleradores de equalizador de HW, caso disponíveis.

De modo a se suportar a avaliação desta técnica, o simulador de Taxa de Erro de Bloco (BLER) de nível de sistema foi estendido para suporte de todos os modelos/cenários do agente de interferência sendo usado pela Especificação de DARP de 3GPP.

Agora, segue-se uma descrição da performance de simulação para os casos de teste de DARP usando o circuito de JSTOF. Deve ser entendido que um processamento de espaço-tempo para redução de interferência conjunta e estimativa de canal foi usado em uma estação base, onde um arranjo de M antenas está disponível. Assumindo que a resposta de canal equivalente para o usuário desejado único possa ser modelada como um filtro de Resposta de Impulso Finita (FIR) de L derivações, uma amostra de instantâneo do sinal de banda base recebido pode ser expressa como:

$$\mathbf{x}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{c}(l) s_{k-l} + \mathbf{v}(k) = \mathbf{H}\mathbf{s}(k) + \mathbf{v}(k), \quad (1)$$

onde $\mathbf{x}(k)$ é um vetor $M \times 1$ representando a saída das antenas, $\mathbf{H}$ é uma matriz $M \times L$ contendo a resposta de canal para o arranjo de antena, $\mathbf{s}(k)$ é um vetor $L \times 1$ para os símbolos correspondentes transmitidos, e $\mathbf{v}(k)$ é um vetor $M \times 1$ incluindo o AWGN e a interferência. A extensão de espaço-tempo para a fórmula (1) pode ser obtida pelo empilhamento

de N versões atrasadas no tempo de $x(k)$ em um vetor $MN \times 1$ mais alto $\bar{x}(k)$, conforme se segue:

$$\bar{x}(k) = [x^T(k), x^T(k-1), \dots, x^T(k-N+1)]^T = \bar{H}\bar{s}(k) + \bar{v}(k), \quad (2)$$

onde $\bar{H}$ em uma matriz $MN \times (L+N=1)$ é a versão de Toeplitz de bloco de H e $\bar{s}(k) = [s_k, s_{k-1}, \dots, s_{k-L-N+2}]^T$. As amostras que correspondem à sequência de treinamento podem ser coletadas,

$$\bar{X} = [\bar{x}(k), \bar{x}(k+1), \dots, \bar{x}(k+p-1)] = \bar{H}\bar{S} + \bar{V}, \quad (3)$$

onde $p = P-L-N+2$, P é o número de símbolos da sequência de treinamento, $\bar{X}$ é a matriz $MN \times p$, e $\bar{s} = [\bar{s}(k), \bar{s}(k+1), \dots, \bar{s}(k+p-1)]$ é uma matriz de convolução $(L+N-1) \times p$ dos símbolos de treinamento. A otimização conjunta é para se encontrar um vetor de peso $MN \times 1$ não trivial w para um filtro de espaço-tempo e um vetor de estimativa de canal $(L+N=1) \times 1$ não trivial h , após o filtro, de modo que o residual de interferência de saída do filtro seja minimizado, isto é, para se resolver o problema de otimização a seguir:

$$\min_{w, h} \|w^T \bar{X} - h^T \bar{S}\|^2. \quad (4)$$

20 Pode ser encontrado que o peso ótimo é:

$$w_{opt} = R_x^{-1} R_{xs} h_{opt}, \quad (5)$$

e a estimativa de canal ótima h_{opt} é o autovetor correspondente ao autovalor mínimo da matriz $R_s - R_{xs}^H R_x^{-1} R_{xs}$, onde:

$$R_x = \bar{X}^* \bar{X}^T, \quad (MN \times MN) \quad (6)$$

$$R_s = \bar{S}^* \bar{S}^T, \quad ((L+N-1) \times (L+N-1)) \text{ e} \quad (7)$$

$$R_{xs} = \bar{X}^* \bar{S}^T, \quad ((MN) \times (L+N-1)). \quad (8)$$

30 Dado que a componente de ruído mais interferência $\bar{V}$

no modelo de espaço-tempo de equação (3) não é mais branca, mas aproximadamente gaussiana distribuída com a matriz de covariância desconhecida R_v , a estimativa ótima para o canal $\bar{H}$ é a estimativa de probabilidade máxima (ML), a qual é uma minimização da quantidade a seguir:

$$\ell(\bar{H}, R_v) = \log |R_v| + \|\bar{X} - \bar{H}\bar{S}\|_{R_v^{-1}}^2. \quad (9)$$

Neste modelo de espaço-tempo não limitativo, o número dos canais independentes sempre é menor do que ou igual a M e $\bar{H}$ é usualmente uma deficiência de classificação, isto é, classificação $(\bar{H}) = r < \min(MN, L+N-1)$. O problema de ML deficiente de classificação pode ser usado para uma aproximação de classificação-1 do filtro de espaço-tempo.

O circuito de JSTOF em uma modalidade pode usar uma abordagem diferente para se encontrar as soluções ótimas conjuntas para o peso de filtro e a estimativa de canal. É possível encontrar a estimativa de ML de $\bar{H}$. A estimativa pode ser decomposta como:

$$\hat{H}^* = \hat{H}_s \hat{H}_t^H, \quad (10)$$

onde $\hat{H}_s$ ($MN \times M$) é a estimativa da matriz de espaço de $\bar{H}$ e $\hat{H}_t$ ($(L+N-1) \times M$) é a estimativa da matriz de tempo de $\bar{H}$. Elas podem ser obtidas por:

$$\hat{H}_t = R_s^{-1/2} V_{DM}, \quad e \quad (11)$$

$$\hat{H}_s = R_{xx} \hat{H}_t, \quad (12)$$

onde, $R_s = R_s^{1/2} R_s^{H/2}$ é a fatoração de Cholesky e V_{DM} consiste nos M autovetores correspondentes aos M autovalores de topo da matriz D ,

$$D = R_s^{-H/2} R_{xx} R_s^{-1/2}. \quad (13)$$

Em uma próxima etapa, o peso ótimo para o filtro de espaço-tempo pode ser obtido por:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{R}_{ss} \hat{\mathbf{H}}, \quad (MN \times M) \quad (14)$$

E a estimativa de canal ótima é:

$$\mathbf{h}_{opt} = \mathbf{w}_{opt}^T \cdot \hat{\mathbf{H}}. \quad (M \times (L+N-1)) \quad (15)$$

Então, é possível aplicar o filtro de espaço-tempo
 5 ótimo na equação (14) às amostras a partir do arranjo de
 antena 24. Claramente, as saídas do filtro 30 ainda têm M
 canais, e é um sistema MIMO. A estimativa de canal ótima na
 equação (15) pode ser usada para os filtros combinados de
 canal múltiplo 32. As saídas do filtro combinado então são
 10 combinadas (somadas) e reescaladas no circuito de
 reescalamento 34 para o nível desejado modificado. A
 saída final é um fluxo de amostra de canal único e pode ser
 alimentada para o equalizador de Viterbi 38. Note também
 que o número de derivações de canal após o JSTOF ter sido
 15 mudado para L+N-1 comparando com L das derivações de canal
 modeladas antes do JSTOF.

Foi observado pelas simulações que o receptor de JSTOF
 incorreu em mais do que 1 dB de perda nos casos de AWGN
 puro, se comparado com o receptor convencional usando o
 20 filtro convencional. Para redução da perda, uma estratégia
 de comutação automática entre o JSTOF e os receptores
 convencionais foi desenvolvida. A comutação é baseada na
 medição da diferença das SINRs de entrada e de saída do
 JSTOF. Quando a diferença está abaixo de um limite
 25 predeterminado, o receptor de JSTOF é desligado e o
 receptor convencional é ligado. A SINR de entrada pode ser
 facilmente computada, uma vez que a estimativa de $\bar{\mathbf{H}}$ seja
 feita na equação (10):

$$SINR_{inp} = \frac{\|\hat{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{S}}\|^2}{\|\bar{\mathbf{X}} - \hat{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{S}}\|^2} = \frac{\text{tr}(\hat{\mathbf{H}}^* \mathbf{R}_s \hat{\mathbf{H}}^T)}{\text{tr}(\mathbf{R}_s + \hat{\mathbf{H}}^* \mathbf{R}_s \hat{\mathbf{H}}^T - 2\text{Re}\{\mathbf{R}_{ss} \hat{\mathbf{H}}^T\})}, \quad (16)$$

e a SINR de saída pode ser computada a partir das equações (14) e (15):

$$SINR_{out} = \frac{\|\mathbf{h}_{opt} \bar{\mathbf{S}}\|^2}{\|\mathbf{w}_{opt}^T \bar{\mathbf{X}} - \mathbf{h}_{opt} \bar{\mathbf{S}}\|^2} = \frac{\text{tr}(\mathbf{h}_{opt}^* \mathbf{R}_s \mathbf{h}_{opt}^T)}{\text{tr}(\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_{opt} + \mathbf{h}_{opt}^* \mathbf{R}_s \mathbf{h}_{opt}^T - 2\text{Re}\{\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{R}_{xs} \mathbf{h}_{opt}^T\})}. \quad (17)$$

5 No lado de móvel, um arranjo de antena virtual pode ser configurado pela combinação de sobreamostragem e pela separação das partes reais e imaginárias, conforme mostrado na FIG. 1.

De acordo com várias modalidades, o filtro de espaço-
10 tempo de MIMO ótimo conjunto e a estimativa de canal estabelecidos nas equações (14) e (15) melhoram a performance de supressão de interferência. Os filtros combinados de canal múltiplo de MISO 32, os quais são baseados na estimativa de canal na equação (15) melhoram a
15 performance de taxa de erro, enquanto reduzem a complexidade do equalizador de Viterbi 38. Uma estratégia de comutação automática entre JSTOF e receptores convencionais reduz a perda em casos de AWGN puro.

O JSTOF definido pelas equações (6) a (17) pode ser
20 implementado de formas diferentes em termos de estabilidade numérica e complexidade computacional. As principais diferenças são a forma pela qual a inversa da matriz de autocorrelação $\mathbf{R}_x$ é calculada e a forma pela qual o canal $\hat{\mathbf{H}}$ é estimado com classificação reduzida.

25 Uma dessas implementações é uma inversão de matriz baseada em decomposição de Cholesky de $\mathbf{R}_x$ e a decomposição de autovalor de matriz $\mathbf{D}$ na equação (13). Especificamente, uma vez que $\mathbf{R}_x$ é definida positiva simétrica, a decomposição de Cholesky existe:

$$30 \quad \mathbf{R}_x = \mathbf{L}_x \mathbf{L}_x^T. \quad (18)$$

D pode ser reescrita como:

$$\mathbf{D} = \mathbf{D}_1 \mathbf{D}_1^T, \quad (19)$$

onde:

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{L}_x^{-T} \mathbf{R}_x^T \mathbf{L}_x^{-T}. \quad (20)$$

5 Deve ser notado que a inversa é realmente realizada com a raiz quadrada de $\mathbf{R}_x$, e a computação explícita da inversa pode ser evitada pela retrossubstituição. Também, $\mathbf{D}$ é numericamente estável por causa de sua estrutura de cancelamentos mútuos. Isto foi verificado pelas simulações
10 que mostraram que o número de condição de $\mathbf{D}$ raramente é maior do que 300. Isto implica que a decomposição de autovalor em $\mathbf{D}$ não requereria algoritmos indevidamente sofisticados para aplicações típicas, conforme será apreciado por aqueles versados na técnica. De fato, esta
15 abordagem pode ter potencialmente a menor complexidade computacional das abordagens destacadas aqui.

Uma preocupação numérica potencial é a decomposição de Cholesky em $\mathbf{R}_x$, já que seu número de condição pode ser potencialmente alto relativamente, e sua propriedade
20 definida positiva pode ser deslocada até certo grau por erros de arredondamento por falta. As simulações mostraram, contudo, que o número de condição de $\mathbf{R}_x$ é menor do que 10^7 , mesmo em alguns cenários extremos, tais como relações muito altas e muito baixas de portadora para interferência (C/I).

25 De acordo com uma modalidade alternativa, a decomposição de QR no domínio de amostra pode ser usada para se evitar o cálculo direto da inversa de $\mathbf{R}_x$. Uma vez que $\bar{\mathbf{X}}^T$ na equação (3) tem uma classificação de coluna cheia, ela tem a decomposição de QR única:

$$\bar{\mathbf{X}}^T = \mathbf{Q}\mathbf{R}, \quad (21)$$

onde Q é uma matriz $p \times MN$ com colunas ortogonais e R é uma matriz triangular superior $MN \times MN$ de classificação cheia. Pode ser mostrado que:

$$R_x^{-1} = R^{-1} R^{-T}, \quad (22)$$

5 e a D na equação (13) pode ser escrita na forma da equação (19) com D_1 redefinida por:

$$D_1 = L_x^{-T} \bar{S} Q. \quad (23)$$

A estimativa de canal de classificação reduzida pode ser realizada com a decomposição de autovalor em D , como na
10 abordagem prévia, e a matriz de peso de filtro ótimo de (14) pode ser reduzida como:

$$w_{opt} = R^{-1} D_1^T V_{DM}. \quad (24)$$

Esta abordagem é basicamente uma versão equivalente de decomposição de Cholesky no domínio de amostra, uma vez que
15 se pode mostrar que $R = L_x^T$. Ela tem estabilidade numérica melhorada às custas da maior complexidade de decomposição de QR (requerendo aproximadamente duas vezes as operações para uma matriz de um dado tamanho) e maior matriz de amostragem (tendo aproximadamente 3 vezes as linhas em um
20 caso de exemplo em que $M = 4$, $N = 2$ e $L = 5$).

As duas abordagens descritas acima ainda requerem a computação da inversa da matriz triangular, embora isto possa ser feito por retrossubstituições. Voltando-nos ainda para uma outra abordagem alternativa, isto é, a abordagem
25 de decomposição de valor singular (SVD), a inversão de matriz pode ser evitada e a estabilidade numérica pode ser adicionalmente melhorada em algumas aplicações. Esta abordagem começa com a SVD na matriz de amostra na equação (3):

$$\bar{X}^T = U_x \Sigma_x V_x^T, \quad (25)$$

Onde $\mathbf{U}_x$ é a matriz $p \times MN$ com colunas ortogonais, $\mathbf{V}_x$ é uma matriz ortogonal $MN \times MN$ e Σ_x é uma matriz diagonal $MN \times MN$, $\Sigma_x = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_{MN})$ com os valores singulares em sua diagonal. Pode ser mostrado que

$$\mathbf{R}_x^{-1} = \mathbf{V}_x \Sigma_x^{-2} \mathbf{V}_x^T. \quad (26)$$

A D na equação (13) ainda tem a forma da equação (19) com $\mathbf{D}_1$ definida por:

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{L}_s^{-T} \bar{\mathbf{S}} \mathbf{U}_x. \quad (27)$$

A estimativa de canal pode ser obtida pela SVD em $\mathbf{D}_1$ e a matriz de peso de filtro pode ser escrita como:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{V}_x \Sigma_x^{-1} \mathbf{D}_1^T \mathbf{V}_{DM}, \quad (28)$$

onde $\mathbf{V}_{DM}$ contém os M vetores singulares direitos de topo de $\mathbf{D}_1$. A SVD nesta abordagem pode requerer mais computações do que as decomposições de Cholesky e QR usadas nas duas abordagens prévias.

Como uma comparação das três abordagens destacadas acima (isto é, Cholesky, QR e SVD), a tabela na FIG. 9 lista as computações etapa a etapa para um exemplo em que $M = 4$, $N = 2$ e $L = 5$. Para se encontrar o melhor sincronismo da rajada, o JSTOF busca várias hipóteses de sincronismo e aquela correspondente ao residual de saída mínimo é escolhida como o melhor sincronismo. O residual de saída é definido como:

$$e = \|\mathbf{w}_{opt}^T \bar{\mathbf{X}} - \mathbf{h}_{opt}^T \bar{\mathbf{S}}\|^2, \quad (29)$$

O processo de busca basicamente repete as operações listadas na tabela para cada hipótese, mas as matrizes de amostra de entrada a partir das hipóteses de sincronismo consecutivas mudam ligeiramente ao se apensar e apagar uma coluna. Os algoritmos de atualização e de desatualização são potencialmente aplicáveis a algumas das operações, e a

carga de computação geral pode ser potencialmente reduzida.

Faça $\bar{\mathbf{X}}(k)$ representar a matriz de amostra no instante de tempo k . Ela pode ser dividida a partir da equação (3)

em: $\bar{\mathbf{X}}(k) = [\bar{\mathbf{x}}(k), \tilde{\mathbf{X}}(k+1)]$, (30)

5 onde:

$$\tilde{\mathbf{X}}(k+1) = [\bar{\mathbf{x}}(k+1), \dots, \bar{\mathbf{x}}(k+p-1)].$$
 (31)

A matriz de amostra no tempo $k+1$ pode ser expressa como:

$$\bar{\mathbf{X}}(k+1) = [\tilde{\mathbf{X}}(k+1), \bar{\mathbf{x}}(k+p)].$$
 (32)

10 A matriz de autocorrelação no tempo $k+1$ tem a forma:

$$\mathbf{R}_x(k+1) = \mathbf{R}_x(k) - \bar{\mathbf{x}}(k)\bar{\mathbf{x}}^T(k) + \bar{\mathbf{x}}(k+p)\bar{\mathbf{x}}^T(k+p).$$
 (33)

Isto é uma combinação de uma desatualização de classificação-1 e uma atualização de classificação-1. Um algoritmo baseado em rotação hiperbólico para
15 atualização/desatualização da fatoração de Cholesky é estabelecido em Matrix Computations de Golub et al., 3rd edition, 1996.

Um outro algoritmo de atualização/desatualização aplicável mostrado no texto de Golub et al. é para
20 decomposição de QR, o qual é baseado na rotação de Givens. Obviamente, a dada abordagem que deve ser usada em uma aplicação em particular dependerá de fatores tais como recursos de processamento disponíveis, complexidade computacional, etc., conforme será apreciado por aqueles
25 versados na técnica. Outras abordagens também podem ser usadas, conforme também será apreciado por aqueles versados na técnica.

A performance do receptor baseado em JSTOF foi avaliada por simulações de Matlab usando-se um agente de
30 simulação de BLER estendida. Os parâmetros para o receptor

baseado em JSTOF podem ser regulados com aspectos diferentes. Os exemplos de valores se seguem:

1) A relação de sobreamostragem (OSR) de 2 pode ser selecionada, a qual mapeia para o número de antenas virtuais (M) de 4 neste exemplo não limitativo, e uma simulação mostra que uma redução da OSR para 1 causa degradações significativas de performance;

2) Várias amostras atrasadas temporais (N) podem ser selecionadas como 2. Aumentar o número, contudo, nem sempre melhora a performance;

3) Uma classificação reduzida para a matriz de resposta de canal pode ser selecionada como M . Aumentar ou diminuir a classificação não necessariamente melhora a performance.

4) Um limite de autocomutação pode ser de 4,75 dB.

5) Uma saída de decisão flexível pode ser quantificada em 5 bits de largura. Aumentar a largura para 8 bits pode melhorar a performance de forma marginal para DTS-5. Uma correção de decisão flexível pode ser habilitada.

O canal de fala de AMR, TCH-AFS12.2, pode ser usado para avaliação da performance do JSTOF em termos de FER. A condição de propagação TU50km/h-1950MHz pode ser assumida por todas as simulações. Uma simulação rodou 1000 tentativas (blocos) para cada caso.

As FERs do receptor em relação à relação de portadora para interferência (C/I) são mostradas no gráfico da FIG. 3. As margens em relação à performance de referência especificada são listadas na tabela abaixo.

Caso de	Performance de JSTOF: C/I a	Performance de Espec: C/I a	Margem de JSTOF em relação a Espec.,
---------	-------------------------------	-------------------------------	--------------------------------------

Teste	FER = 1%, dB	FER = 1%, dB	dB
DTS-1	-2,6	4	6,6
DTS-2	7,3	9	1,7
DTS-3	7,6	10	2,4
DTS-4	-0,9	6	6,9
DTS-5	7,4	9	1,6

A performance do receptor sob AWGN puro e casos de DTS-5 com e sem a estratégia de autocomutação é mostrada nos gráficos da FIG. 4 e da FIG. 5, respectivamente. A estratégia reduziu a perda em SWGN em aproximadamente 1 dB (a FER = 10%) e incorreu em pouca perda para DTS-5.

O receptor de JSTOF pode incluir múltiplos equalizadores de Viterbi, seguidos por um filtro de combinação de canal múltiplo, o qual combina as decisões flexíveis após os equalizadores. Um resultado é mostrado e comparado com o original no gráfico da FIG. 6.

A performance pode ser avaliada com um caso de teste modificado DTS-5R, onde o atraso do agente de interferência assíncrono pode ser configurado. A performance em 0, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$ do comprimento da rajada é mostrada no gráfico da FIG. 7. Os resultados indicam que a performance do receptor de JSTOF se degrada "lentamente" com atraso severo do agente de interferência.

O receptor descrito acima pode ser usado vantajosamente em dispositivos sem fio móveis (por exemplo, dispositivos celulares), bem como em estações bases celulares, por exemplo. Um exemplo de um dispositivo de comunicações sem fio móvel 1000 que pode ser usado é adicionalmente descrito no exemplo abaixo com referência à FIG. 8. O dispositivo 1000 inclui de forma ilustrativa um

alojamento 1200, um teclado 1400 e um dispositivo de saída 1600. O dispositivo de saída mostrado é um visor 1600, o qual preferencialmente é um LCD gráfico pleno. Outros tipos de dispositivos de saída podem ser utilizados
5 alternativamente. Um dispositivo de processamento 1800 está contido no alojamento 1200 e é acoplado entre o teclado 1400 e o visor 1600. O dispositivo de processamento 1800 controla a operação do visor 1600, bem como a operação geral do dispositivo móvel 1000, em resposta à atuação de
10 teclas no teclado 1400 pelo usuário.

O alojamento 1200 pode ser alongado verticalmente, ou pode assumir outros tamanhos e formatos (incluindo estruturas de alojamento de concha de molusco). O teclado
15 pode incluir uma tecla de seleção de modo ou um outro hardware ou software para comutação entre entrada de texto e entrada de telefonia.

Além do dispositivo de processamento 1800, outras partes do dispositivo móvel 1000 são mostradas esquematicamente na FIG. 8. Estas incluem um subsistema de
20 comunicações 1001; um subsistema de comunicações de faixa curta 1020; o teclado 1400 e o visor 1600, juntamente com outros dispositivos de entrada/saída 1060, 1080, 1100 e 1120; bem como dispositivos de memória 1160, 1180 e vários outros subsistemas de dispositivo 1201. O dispositivo móvel
25 1000 preferencialmente é um dispositivo de comunicações de RF de duas vias que tem capacidades de comunicações de voz e de dados. Além disso, o dispositivo móvel 1000 preferencialmente tem a capacidade de se comunicar com outros sistemas de computador através da Internet.

30 O software de sistema operacional executado pelo

dispositivo de processamento 1800 preferencialmente é armazenado em uma em persistente, tal como a memória flash 1160, mas pode ser armazenado em outros tipos de dispositivos de memória, tal como uma memória apenas de 5 leitura (ROM) ou um elemento de armazenamento similar. Além disso, um software de sistema, aplicativos de dispositivo específicos, ou partes dos mesmos podem ser carregados temporariamente em um armazenamento volátil, tal como uma memória de acesso randômico (RAM) 1180. Os sinais de 10 comunicações recebidos pelo dispositivo móvel também são armazenados na RAM 1180.

O dispositivo de processamento 1800, além de suas funções de sistema operacional, permite a execução de aplicativos de software 1300A-1300N no dispositivo 1000. Um 15 conjunto predeterminado de aplicativos que controlam as operações básicas de dispositivo, tais como comunicações de dados e de voz 1300A e 1300B, pode ser instalado no dispositivo 1000 durante a fabricação. Além disso, um aplicativo de gerenciador de informação pessoal (PIM) pode 20 ser instalado durante a fabricação. O PIM preferencialmente é capaz de organizar e gerenciar itens de dados, tais como e-mail, eventos de calendário, correios de voz, compromissos e itens de tarefa. O aplicativo de PIM também é capaz, preferencialmente, de enviar e receber itens de 25 dados através de uma rede sem fio 1401. Preferencialmente, os itens de dados de PIM são integrados sem emendas, sincronizados e atualizados através da rede sem fio 1401 com os itens de dados correspondentes de usuário de dispositivo armazenados ou associados a um sistema de 30 computador principal.

As funções de comunicação, incluindo comunicações de dados e de voz, são realizadas através do subsistema de comunicações de faixa curta. O subsistema de comunicações 1001 inclui um receptor 1500, um transmissor 1520 e uma ou
5 mais antenas 1540 e 1560. Além disso, o subsistema de comunicações 1001 também inclui um módulo de processamento, tal como um processador de sinal digital (DSP) 1580, e osciladores locais (LOs) 1601. O projeto específico e a implementação do subsistema de comunicações 1001 são
10 dependentes da rede de comunicações na qual se pretende que o dispositivo móvel 1000 opere. Por exemplo, um dispositivo móvel 1000 pode incluir um subsistema de comunicações 1001 projetado para operar com as redes de comunicações de dados móveis Mobitex™, Data TAC™ ou de Serviço de Rádio de
15 Pacote Geral (GPRS), e também projetado para operar com qualquer uma de uma variedade de redes de comunicações de voz, tais como AMPS, TDMA, CDMA, WCDMA, PCS, GSM, EDGE, etc.. Outros tipos de redes de dados e de voz, separadas e integradas, também podem ser utilizados com o dispositivo
20 móvel 1000. O dispositivo móvel 1000 também pode ser em conformidade com outros padrões de comunicações, tais como 3GSM, 3GPP, UMTS, etc.

As exigências de acesso de rede variam, dependendo do tipo de sistema de comunicação. Por exemplo, nas redes
25 Mobitex e DataTAC, dispositivos móveis são registrados na rede usando-se um número de identificação pessoal único ou PIN associado a cada dispositivo. Em redes de GPRS, contudo, o acesso de rede está associado a um assinante ou usuário de um dispositivo. Um dispositivo de GPRS,
30 portanto, requer um módulo de identidade de assinante,

comumente como cartão SIM, de modo a operar em uma rede de GPRS.

Quando os procedimentos de registro de rede ou de ativação requeridos tiverem sido completados, o dispositivo móvel 1000 pode enviar e receber sinais de comunicações pela rede sem fio 1401. Os sinais recebidos a partir da rede sem fio 1401 pela antena 1540 são roteados para o receptor 1500, o qual provê uma amplificação de sinal, uma conversão para baixo de frequência, filtração, seleção de canal, etc., e também pode prover uma conversão de analógico para digital. A conversão de analógico para digital do sinal recebido permite que o DSP 1580 realize funções de comunicações mais complexas, tais como demodulação e decodificação. De uma maneira similar, os sinais a serem transmitidos para a rede 1401 são processados (por exemplo, modulados e codificados) pelo DSP 1580 e então são providos para o transmissor 1520 para uma conversão de digital para analógico, uma conversão para cima de frequência, filtração, amplificação e transmissão para a rede de comunicação 1401 (ou redes) através da antena 1560.

Além do processamento de sinais de comunicações, o DSP 1580 provê controle do receptor 1500 e do transmissor 1520. Por exemplo, os ganhos aplicados aos sinais de comunicações no receptor 1500 e no transmissor 1520 podem ser controlados de forma adaptativa através de algoritmos de controle de ganho automático implementados no DSP 1580.

Em um modo de comunicações de dados, um sinal recebido, tal como uma mensagem de texto ou uma transferência (via download) de página da web, é processado

pelo subsistema de comunicações 1001 e é introduzido no dispositivo de processamento 1800. O sinal recebido então é adicionalmente processado pelo dispositivo de processamento 1800 para uma saída para o visor 1600, ou, 5 alternativamente, para algum outro dispositivo de I/O auxiliar 1060. Um usuário de dispositivo também pode compor itens de dados, tais como mensagens de e-mail, usando o teclado 1400 e/ou algum outro dispositivo de I/O auxiliar 1060, tal como um touchpad, um comutador de rodar, uma roda 10 de movimento com o dedo, ou algum outro tipo de dispositivo de entrada. Os itens de dados compostos então podem ser transferidos pela rede de comunicações 1401 através do subsistema de comunicações 1001.

Em um modo de comunicações de voz, a operação geral do 15 dispositivo é substancialmente similar à do modo de comunicações de dados, exceto pelo fato de os sinais recebidos serem extraídos para um alto-falante 1100, e os sinais para transmissão serem gerados por um microfone 1120. Subsistemas alternativos de I/O de voz ou áudio, tal 20 como um subsistema de gravação de mensagem de voz, também podem ser implementados no dispositivo 1000. Além disso, o visor 1600 também pode ser utilizado em um modo de comunicações de voz, por exemplo, para exibição da identidade de uma parte chamando, da duração de uma chamada 25 de voz ou de uma outra informação relacionada a uma chamada de voz.

O subsistema de comunicações de faixa curta permite uma comunicação entre o dispositivo móvel 1000 e outros sistemas ou dispositivos próximos, os quais não precisam 30 ser necessariamente dispositivos similares. Por exemplo, o

subsistema de comunicações de faixa curta pode incluir um dispositivo de infravermelho e circuitos e comunicações associados, ou um módulo de comunicações por Bluetooth™ para a provisão de comunicação com sistemas e dispositivos habilitados de forma similar.

Muitas modificações e outras modalidades da invenção virão à mente de alguém versado na técnica tendo o benefício dos ensinamentos apresentados nas descrições precedentes e nos desenhos associados. Portanto, é entendido que a invenção não é para ser limitada às modalidades específicas mostradas, e que se pretende que modificações e modalidades sejam incluídas no escopo da invenção.

REIVINDICAÇÃO

1. Dispositivo de comunicações sem fio caracterizado pelo fato de compreender:

um transmissor sem fio e um receptor sem fio;

5 o receptor sem fio compreendendo um filtro para redução de interferência de co-canal em um receptor de comunicações e compreendendo:

10 um circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo que filtra n partes de sinal que foram divididas a partir de um sinal de comunicações pela estimativa conjunta de pesos de filtro de espaço-tempo e respostas de impulso de canal múltiplo (CIRs), e

15 um circuito de filtro combinado de canal múltiplo que recebe sinais de canal múltiplo a partir do circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo e tendo uma resposta de filtro que é fornecida por uma estimativa de resposta de impulso de canal a partir do circuito de filtro de espaço-tempo.

20 2. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 1, caracterizado pelo fato do filtro ainda compreender um circuito de antena virtual conectado ao circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo que divide o sinal de comunicações em n partes de sinal reais e imaginárias amostradas pares e ímpares.

25 3. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 1, caracterizado pelo fato do circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo compreender pelo menos um multiplicador para multiplicação de cada parte de sinal por um respectivo peso de filtro de espaço-tempo.

30 4. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com

a Reivindicação 3, caracterizado pelo fato de pelo menos um multiplicador compreender um par dos mesmos conectados em paralelo; e pelo fato do circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo ainda compreender um respectivo circuito de atraso para cada parte de sinal conectada a uma entrada de um do par de multiplicadores.

5 5. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 4, caracterizado pelo fato do sinal de comunicações compreender uma pluralidade de símbolos; e
10 pelo fato de cada um dos multiplicadores e circuitos de atraso ter em torno de um atraso de um símbolo associado a ele.

6. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 3, caracterizado pelo fato do filtro ainda
15 compreender um respectivo circuito somador para cada canal para soma das saídas dos multiplicadores.

7. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 1, caracterizado pelo fato do filtro ainda compreender um estimador de pesos de filtro ótimo conjunto
20 e de canal para recebimento de símbolos de sequência de treinamento e dados de incerteza de sincronismo e para a geração de pesos de filtro de espaço-tempo para o circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo e uma resposta de impulso de canal múltiplo para o circuito de filtro
25 combinado de canal múltiplo.

8. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 1, caracterizado pelo fato do filtro ainda compreender um circuito de equalizador a jusante do circuito de filtro combinado de canal múltiplo.

30 9. Dispositivo de comunicações sem fio caracterizado

pelo fato de compreender:

um transmissor sem fio e um receptor sem fio;

o receptor sem fio compreendendo um sistema de filtro para redução de interferência de co-canal e compreendendo:

5 um filtro de espaço-tempo conjunto compreendendo:

um circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo que filtra n partes de sinal que foram divididas em um sinal de comunicações pela estimativa conjunta de pesos de filtro de espaço-tempo e respostas de impulso de canal múltiplo (CIRs), e

10 um circuito de filtro combinado de canal múltiplo que recebe sinais de canal múltiplo a partir do circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo e tendo uma resposta de filtro que é fornecida por uma estimativa de resposta de impulso de canal a partir do

15 circuito de filtro de espaço-tempo, e um filtro alternativo operativo quando um nível de interferência está abaixo de um limite predeterminado e compreendendo um filtro combinado, um

20 circuito de correlação cruzada e um mecanismo de comutador para comutação das n partes de sinal no filtro combinado e no circuito de correlação cruzada.

10. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 9, caracterizado pelo fato do filtro de espaço-tempo conjunto ainda compreender um circuito de

25 antena virtual conectado ao circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo que divide o sinal de comunicações em n partes de sinal reais e imaginárias amostradas pares e ímpares.

30 11. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com

a Reivindicação 9, caracterizado pelo fato do circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo compreender pelo menos um multiplicador para multiplicação de cada parte de sinal por um respectivo peso de filtro de espaço-tempo.

5 12. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 11, caracterizado pelo fato de pelo menos um multiplicador compreender um par dos mesmos conectados em paralelo; e pelo fato do circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo ainda compreender um respectivo
10 circuito de atraso para cada parte de sinal conectada a uma entrada de um do par de multiplicadores.

13. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 12, caracterizado pelo fato do sinal de comunicações compreender uma pluralidade de símbolos; e
15 pelo fato de cada um dos multiplicadores e circuitos de atraso ter em torno de um atraso de um símbolo associado a ele.

14. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 11, caracterizado pelo fato do filtro de
20 espaço-tempo conjunto ainda compreender um respectivo circuito somador para cada canal para soma das saídas dos multiplicadores.

15. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 9, caracterizado pelo fato do filtro de
25 espaço-tempo conjunto ainda compreender um estimador de pesos de filtro ótimo conjunto e de canal para recebimento de símbolos de sequência de treinamento e dados de incerteza de sincronismo e para a geração de pesos de filtro de espaço-tempo para o circuito de filtro de espaço-
30 tempo de canal múltiplo e uma resposta de impulso de canal

múltiplo para o circuito de filtro combinado de canal múltiplo.

16. Dispositivo de comunicações sem fio, de acordo com a Reivindicação 9, caracterizado pelo fato do filtro de espaço-tempo conjunto ainda compreender um circuito de equalizador a jusante do circuito de filtro combinado de canal múltiplo.

17. Método de redução de interferência de co-canal em um dispositivo de comunicações sem fio caracterizado pelo fato de compreender:

a provisão de um receptor sem fio para o dispositivo de comunicações sem fio compreendendo um circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo e um circuito de filtro combinado de canal múltiplo;

15 a divisão de um sinal de comunicações recebido em n partes de sinal;

a filtração das n partes de sinal dentro do circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo e a estimativa conjunta dos pesos de filtro de espaço-tempo e das respostas de impulso de canal de canal múltiplo (CIRs); e

20 o recebimento de sinais de canal múltiplo a partir do circuito de filtro de espaço-tempo dentro do circuito de filtro combinado de canal múltiplo tendo uma resposta de filtro que é fornecida por uma estimativa de resposta de impulso de canal a partir do circuito de filtro de espaço-tempo.

18. Método, de acordo com a Reivindicação 17, caracterizado pelo fato da divisão compreender a amostragem do sinal de comunicações em amostras pares e ímpares e a separação das amostras pares e ímpares em partes de sinal

30

reais e imaginárias.

19. Método, de acordo com a Reivindicação 17, caracterizado pelo fato de ainda compreender a soma das saídas do filtro combinado e o reescalamento para um
5 nível desejado.

20. Método, de acordo com a Reivindicação 19, caracterizado pelo fato de ainda compreender a equalização de um sinal de canal único após um reescalamento para um nível desejado.

10 21. Método, de acordo com a Reivindicação 17, caracterizado pelo fato do receptor sem fio ainda compreender um filtro alternativo; e ainda compreendendo a filtração das n partes de sinal dentro do filtro alternativo, quando um nível de interferência estiver
15 abaixo de um limite.

22. Método, de acordo com a Reivindicação 17, caracterizado pelo fato de ainda compreender a multiplicação de cada parte de sinal com base em pesos de filtro de espaço-tempo.

20 23. Método, de acordo com a Reivindicação 22, caracterizado pelo fato de ainda compreender a soma das partes de sinal para cada canal, após uma multiplicação.

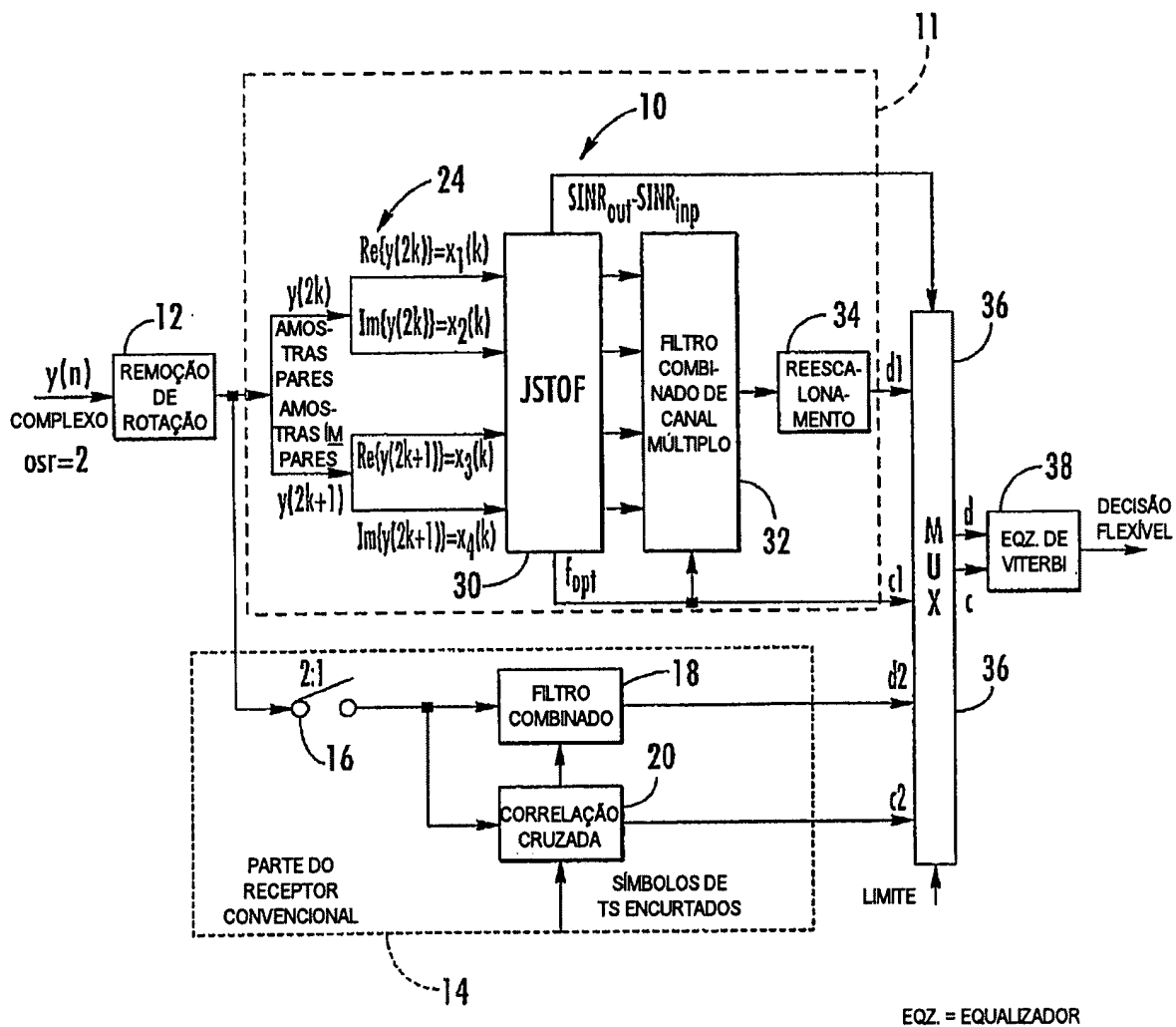


FIG. 1

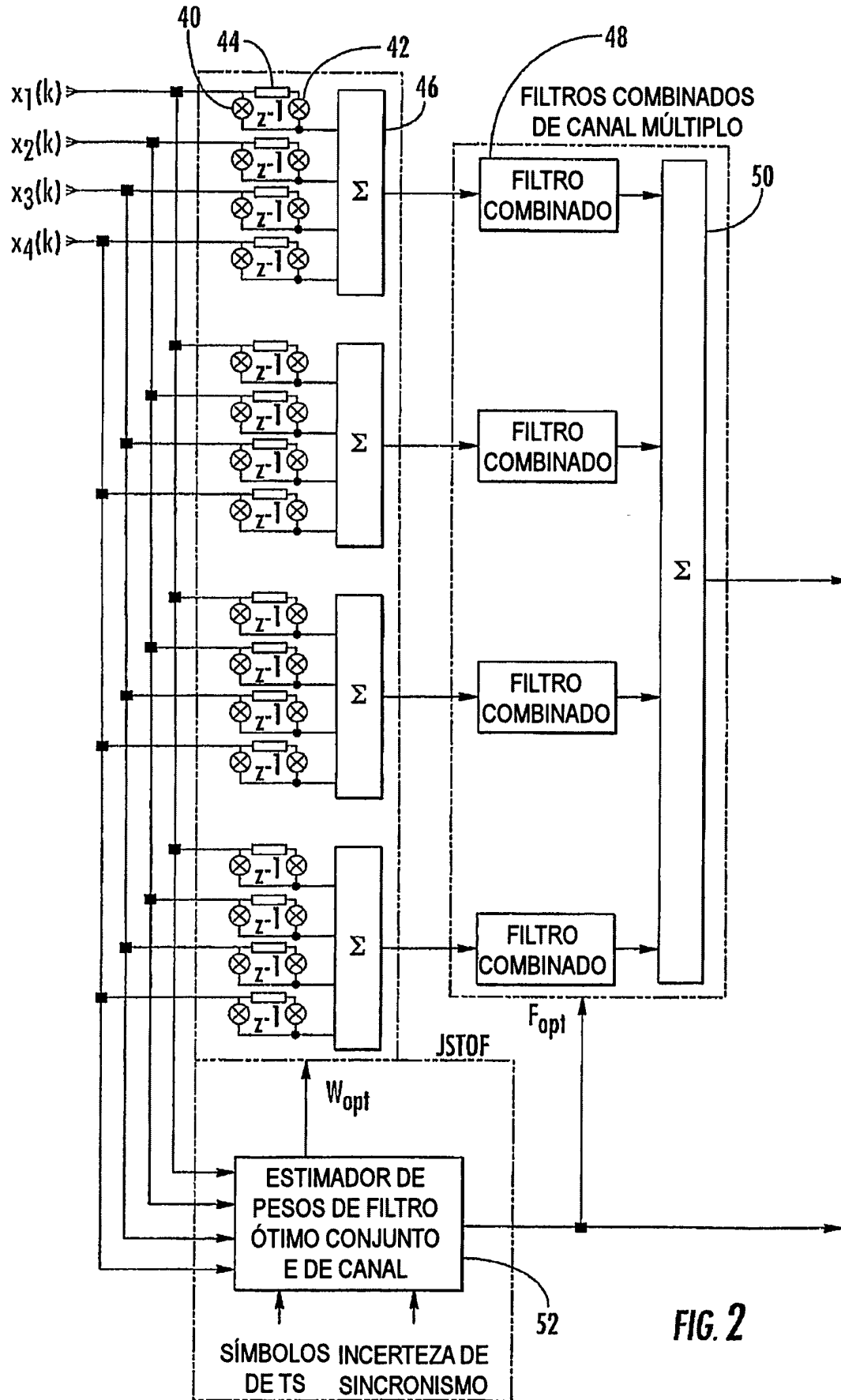


FIG. 2

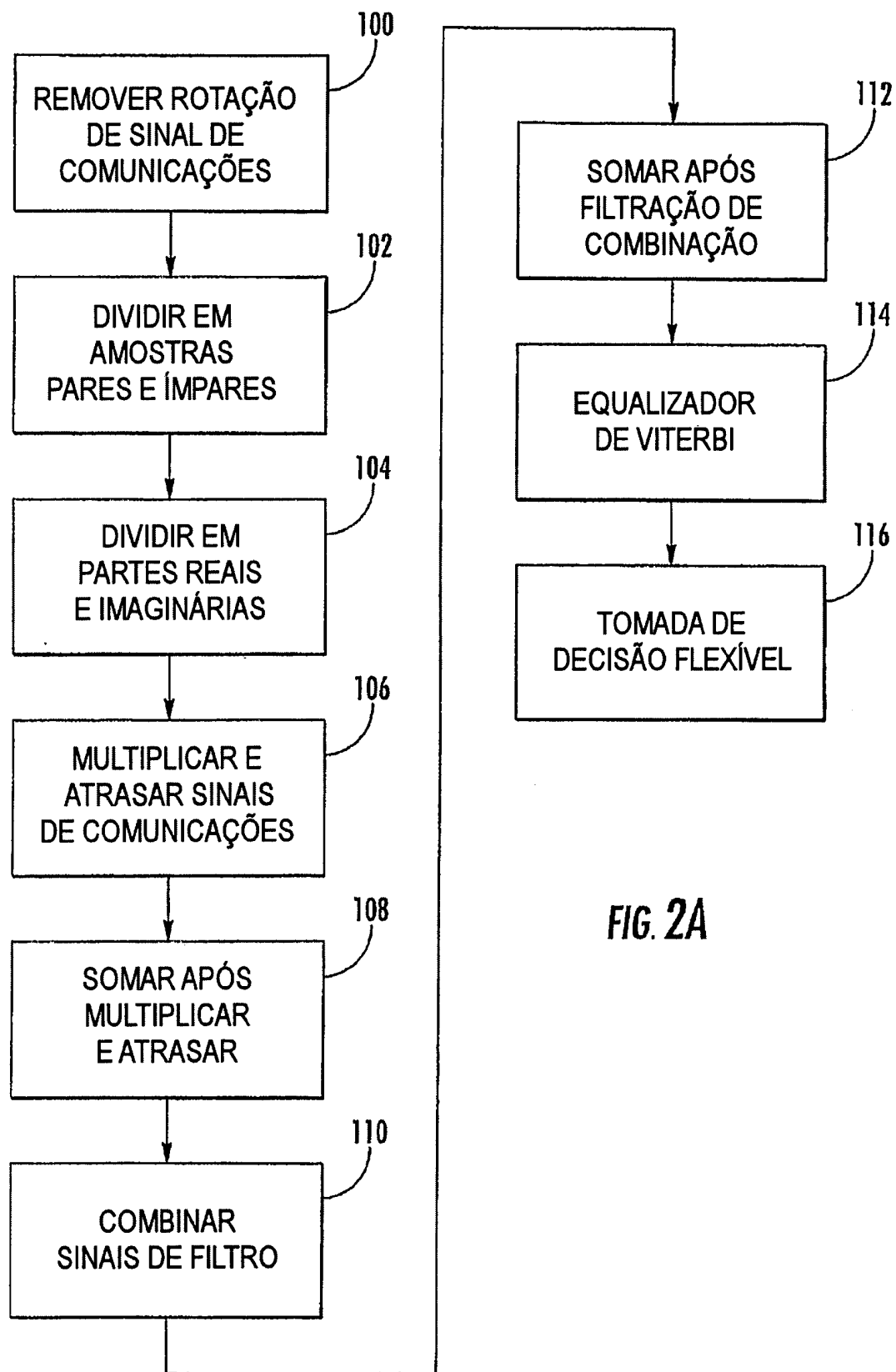
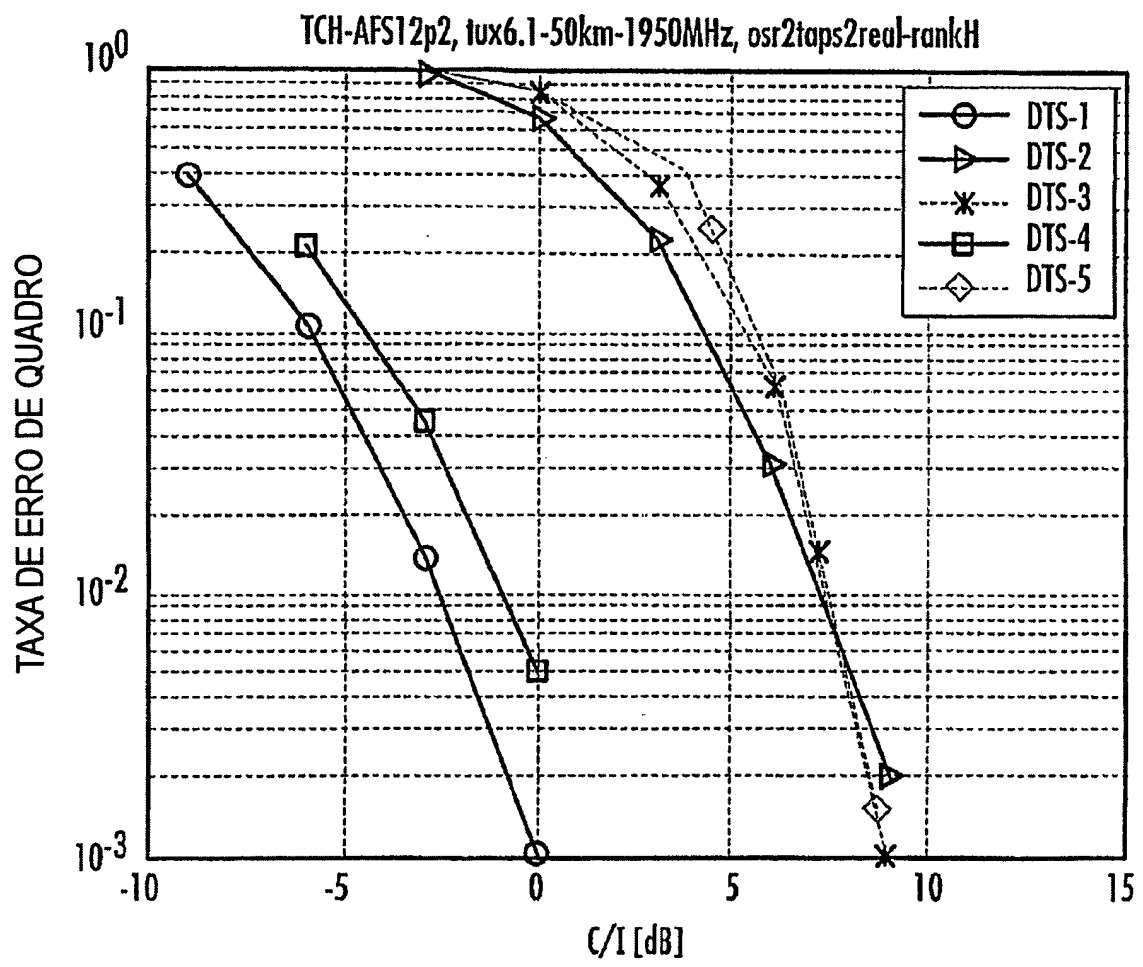


FIG. 2A



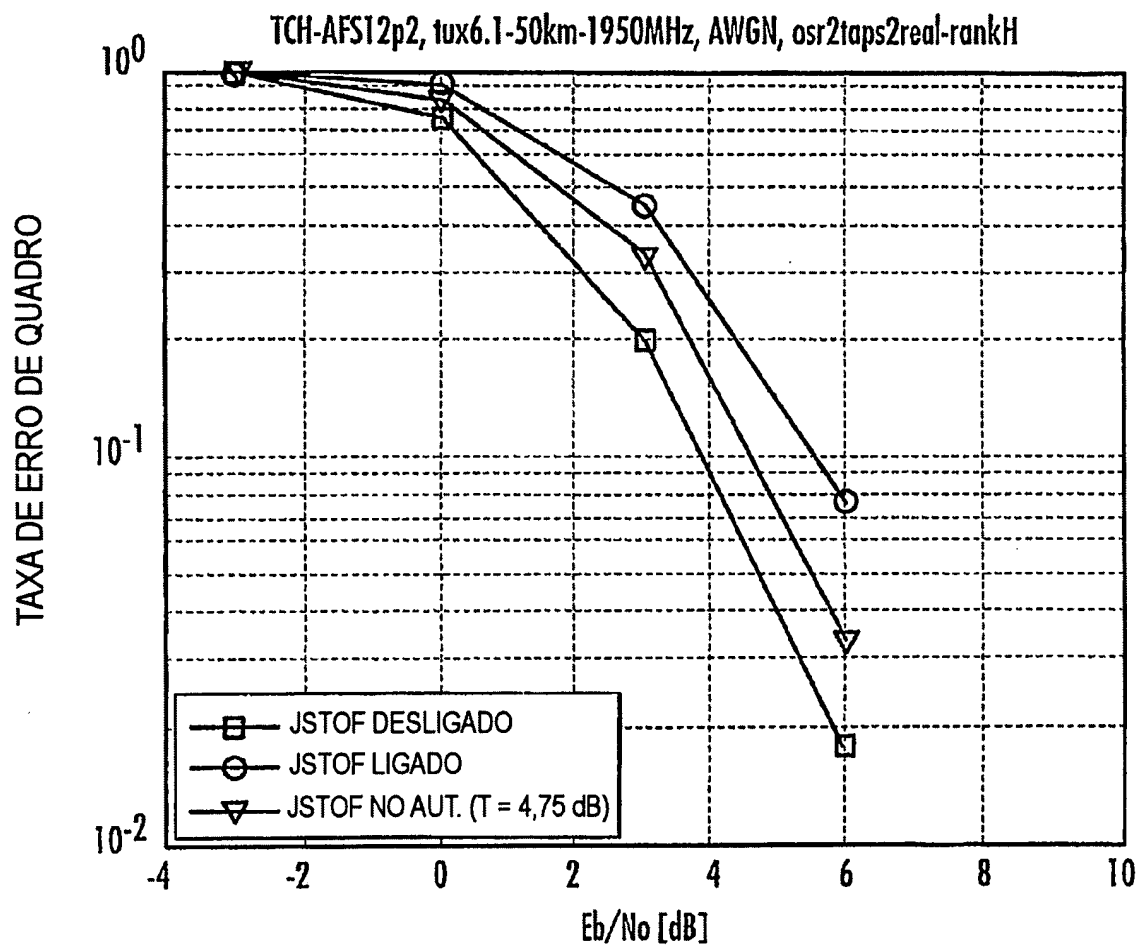


FIG. 4

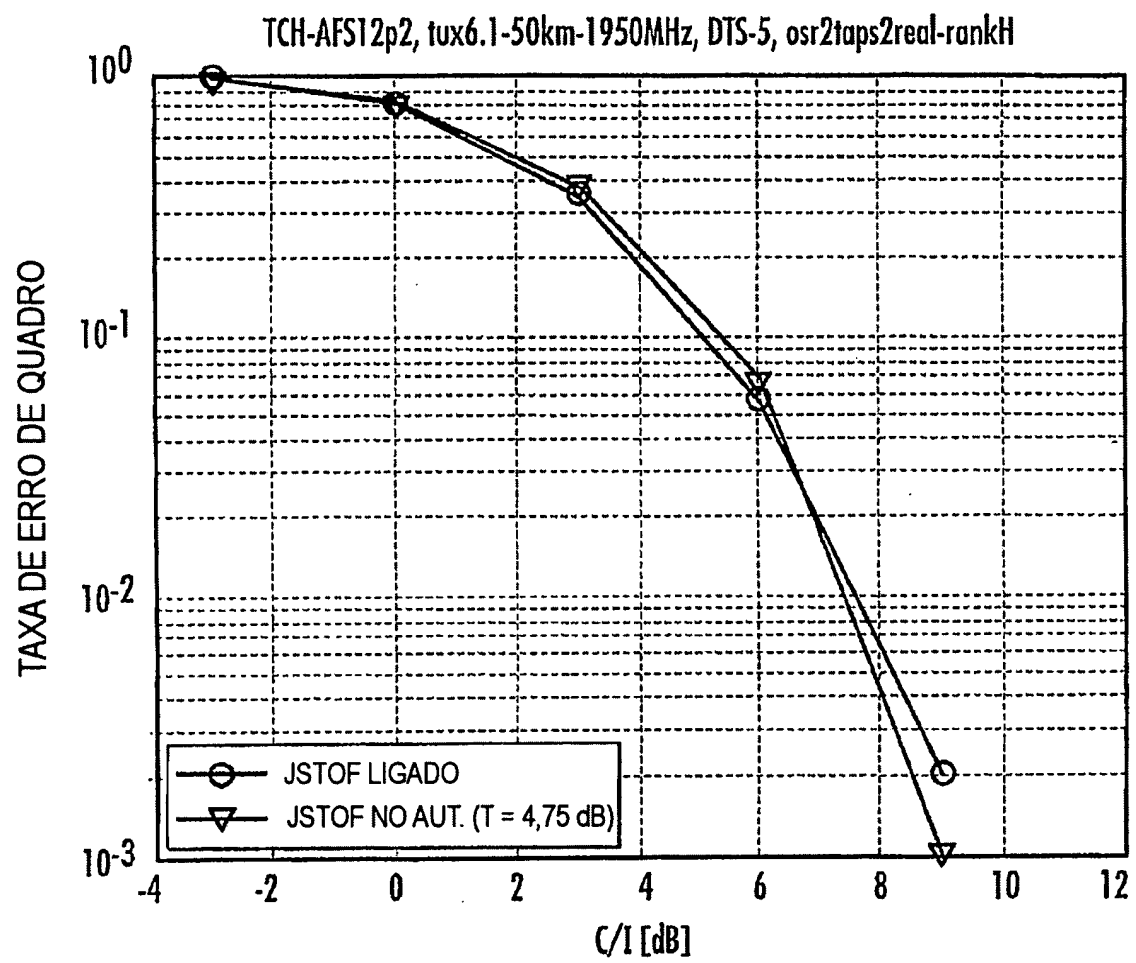


FIG. 5

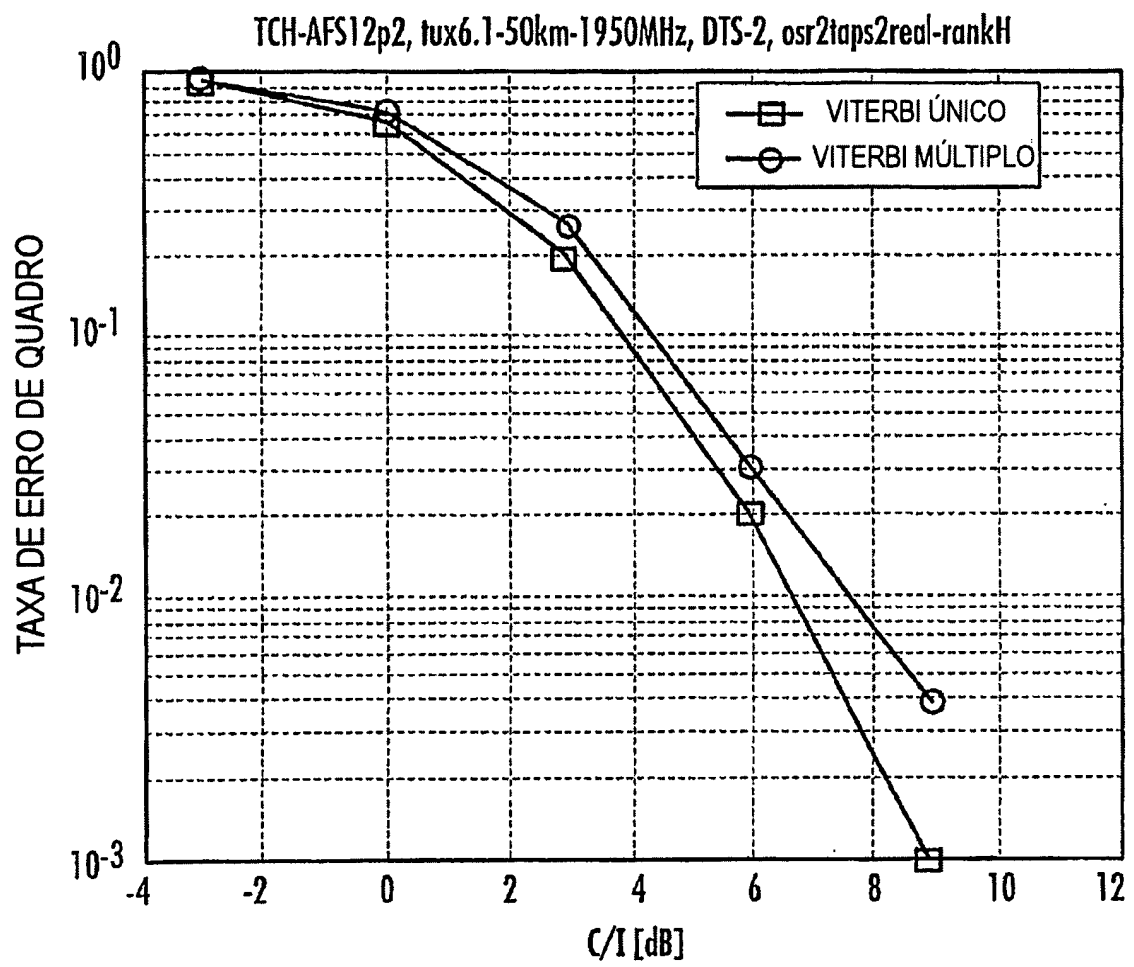
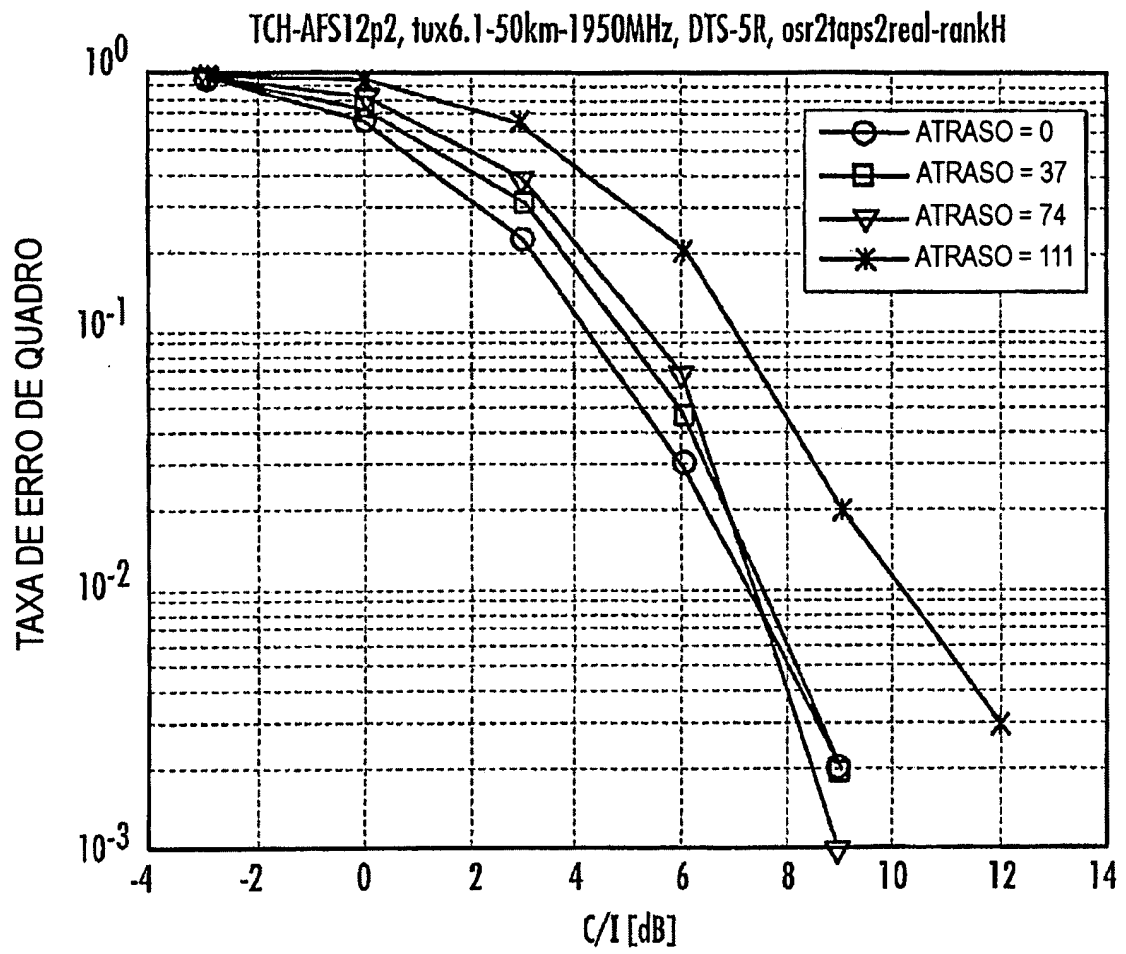


FIG. 6



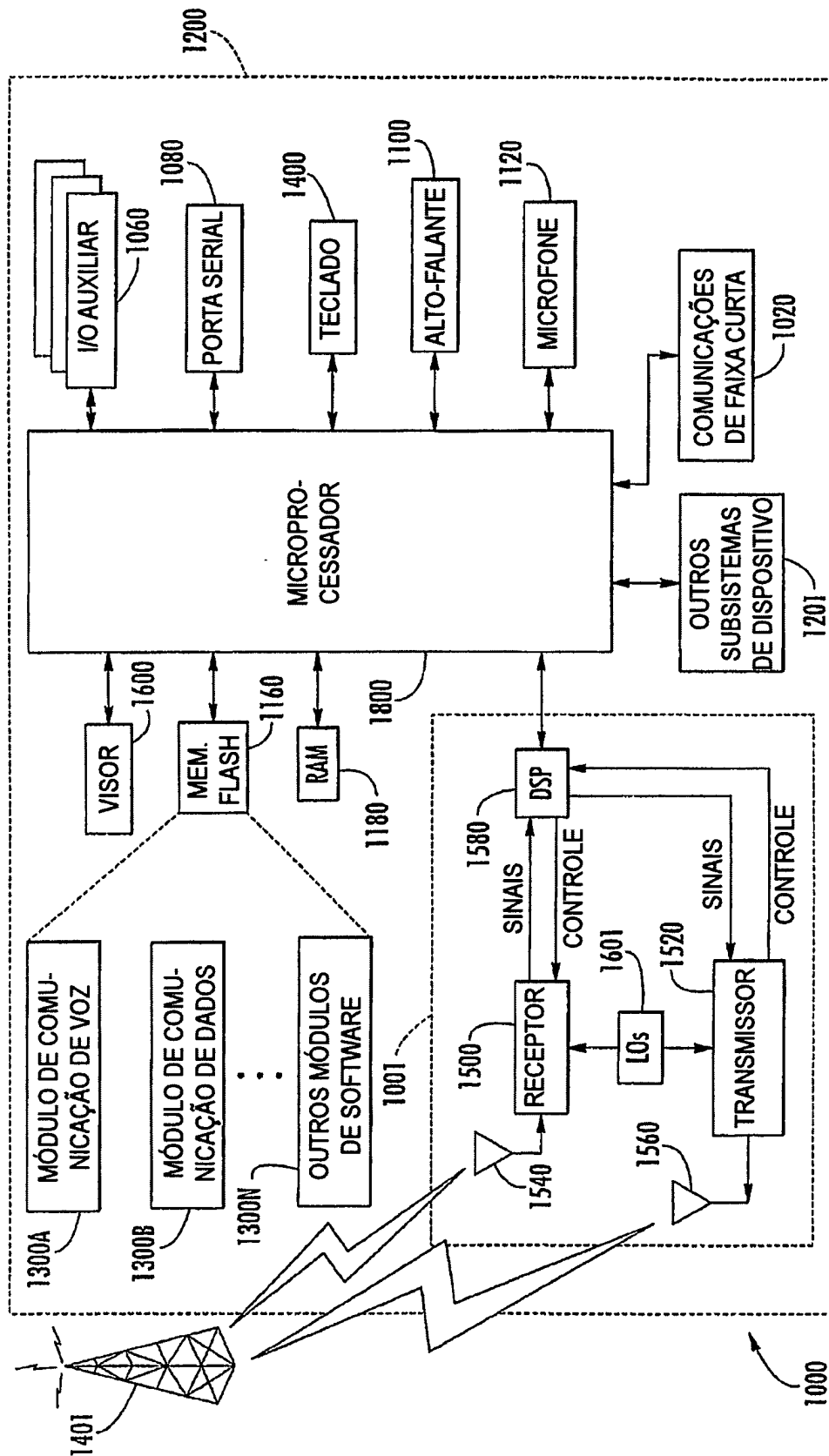


FIG. 8

Cholesky e EVD em Domínio de Covariância	QR e EVD em Domínio de Amostra e de Covariância	SVD em Domínio de Amostra
1. $\mathbf{R}_s = \overline{\mathbf{S}}\overline{\mathbf{S}}^T$ (6×21) (21×6) $\mathbf{R}_s = \mathbf{L}_s\mathbf{L}_s^T$ (6×6)	$\mathbf{R}_s = \overline{\mathbf{S}}\overline{\mathbf{S}}^T$ (6×21) (21×6) $\mathbf{R}_s = \mathbf{L}_s\mathbf{L}_s^T$ (6×6)	$\mathbf{R}_s = \overline{\mathbf{S}}\overline{\mathbf{S}}^T$ (6×21) (21×6) $\mathbf{R}_s = \mathbf{L}_s\mathbf{L}_s^T$ (6×6)
2. $\mathbf{R}_x = \overline{\mathbf{X}}\overline{\mathbf{X}}^T$ (8×21) (21×8) $\mathbf{R}_{xs} = \overline{\mathbf{X}}\overline{\mathbf{S}}^T$ (8×21) (21×6) $\mathbf{R}_x = \mathbf{L}_x\mathbf{L}_x^T$ (8×8) (8×8)	$\overline{\mathbf{X}}^T = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ (21×8) (8×8)	$\overline{\mathbf{X}}^T = \mathbf{U}_x\boldsymbol{\Sigma}_x\mathbf{V}_x^T$ (21×8) (8×8) (8×8) $\boldsymbol{\Sigma}_x = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_8)$ (8×8)
3. $\mathbf{D} = \mathbf{L}_s^T\mathbf{R}_{xs}\mathbf{R}_x^{-1}\mathbf{R}_{xs}\mathbf{L}_s^{-1}$ (6×6) $= \mathbf{D}_1\mathbf{D}_1^T$ (6×8) (8×6) $\mathbf{D}_1 = \mathbf{L}_s^T\mathbf{R}_{xs}\mathbf{L}_x^{-T} = \mathbf{R}_1^T\mathbf{L}_x^{-T}$ (6×8) = (6×8) (8×8) $\mathbf{R}_1 = \mathbf{R}_{xs}\mathbf{L}_s^{-1}$ (8×6)	$\mathbf{D} = \mathbf{D}_1\mathbf{D}_1^T$ (6×6) $\mathbf{D}_1 = \mathbf{L}_s^T\overline{\mathbf{S}}\mathbf{Q}$ (6×8) = (6×6) (6×21) (21×8)	$\mathbf{D} = \mathbf{D}_1\mathbf{D}_1^T$ (6×6) $\mathbf{D}_1 = \mathbf{L}_s^T\overline{\mathbf{S}}\mathbf{U}_x$ (6×8) = (6×6) (6×21) (21×8)
4. $\mathbf{D} = \mathbf{V}_D\boldsymbol{\Lambda}_D\mathbf{V}_D^T$ (6×6) (6×6) (6×6) $\mathbf{V}_{D4} = \mathbf{V}_D(:, 1:4)$ (6×4)	$\mathbf{D} = \mathbf{V}_D\boldsymbol{\Lambda}_D\mathbf{V}_D^T$ (6×6) (6×6) (6×6) $\mathbf{V}_{D4} = \mathbf{V}_D(:, 1:4)$ (6×4)	$\mathbf{D}_1^T = \mathbf{U}_D\boldsymbol{\Sigma}_D\mathbf{V}_D^T$ (8×6) (6×6) (6×6) $\mathbf{V}_{D4} = \mathbf{V}_D(:, 1:4)$ (6×4)
5. $\hat{\mathbf{H}}_t = \mathbf{L}_s^{-1}\mathbf{V}_{D4}$ (6×4) $\hat{\mathbf{H}}_s = \mathbf{R}_{xs}\hat{\mathbf{H}}_t$ (8×4) $\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{H}}_s\hat{\mathbf{H}}_t^T = \mathbf{R}_1\mathbf{V}_{D4}\mathbf{V}_{D4}^T\mathbf{L}_s^{-T}$ $= \mathbf{R}_{1v}\mathbf{L}_s^{-T}$ (8×6) = (8×6) (6×6) $\mathbf{R}_{1v} = \mathbf{R}_1\mathbf{V}_{D4}\mathbf{V}_{D4}^T$ (8×6) = (8×6) (6×4) (4×6)	$\hat{\mathbf{H}}_t = \mathbf{L}_s^{-1}\mathbf{V}_{D4}$ (6×4) $\hat{\mathbf{H}}_s = \mathbf{R}_{xs}\hat{\mathbf{H}}_t = \mathbf{R}^T\mathbf{D}_1^T\mathbf{V}_{D4}$ (8×4) $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{1v}\mathbf{L}_s^{-T}$ (8×6) = (8×6) (6×6) $\mathbf{R}_{1v} = \mathbf{R}^T\mathbf{D}_1^T\mathbf{V}_{D4}\mathbf{V}_{D4}^T$ (8×6) = (8×8) (8×6) (6×4) (4×6)	$\hat{\mathbf{H}}_t = \mathbf{L}_s^{-1}\mathbf{V}_{D4}$ (6×4) $\hat{\mathbf{H}}_s = \overline{\mathbf{X}}\overline{\mathbf{S}}^T\mathbf{L}_s^{-1}\mathbf{V}_{D4}$ (8×4) $\mathbf{H} = \overline{\mathbf{X}}\overline{\mathbf{S}}^T\mathbf{L}_s^{-1}\mathbf{V}_{D4}\mathbf{V}_{D4}^T\mathbf{L}_s^{-T}$ (8×6) = (8×21) (21×6) (6×4) (4×6) (6×6)
6. $\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_x^{-1}\mathbf{R}_{xs}\hat{\mathbf{H}}_t$ (8×4) $= \mathbf{L}_x^{-T}\mathbf{D}_v$ (8×8) (8×4) = (8×4) $\mathbf{D}_v = \mathbf{D}_1^T\mathbf{V}_{D4}$ (8×6) (6×4) = (8×4)	$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_x^{-1}\mathbf{R}_{xs}\hat{\mathbf{H}}_t$ (8×4) $= \mathbf{R}^{-1}\mathbf{D}_v$ (8×8) (8×4) = (8×4) $\mathbf{D}_v = \mathbf{D}_1^T\mathbf{V}_{D4}$ (8×6) (6×4) = (8×4)	$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{V}_x\boldsymbol{\Sigma}_x^{-1}\mathbf{U}_x^T\overline{\mathbf{S}}^T\mathbf{L}_s^{-1}\mathbf{V}_{D4}$ $= \mathbf{V}_x\boldsymbol{\Sigma}_x^{-1}\mathbf{D}_1^T\mathbf{V}_{D4}$ (8×8)(8×8)(8×6) (6×4) $\boldsymbol{\Sigma}_x^{-1} = \text{diag}(1/\sigma_1, \dots, 1/\sigma_8)$ (8×8)
7. $\mathbf{h}_{opt} = \mathbf{w}_{opt}^T\hat{\mathbf{H}}$ (4×6)	$\mathbf{h}_{opt} = \mathbf{w}_{opt}^T\hat{\mathbf{H}}$ (4×6)	$\mathbf{h}_{opt} = \mathbf{w}_{opt}^T\hat{\mathbf{H}}$ (4×6)

FIG. 9

**FILTROS ÓTIMOS DE ESPAÇO-TEMPO CONJUNTOS (JSTOF) PARA
CANCELAMENTO DE INTERFERÊNCIA**

Um dispositivo de comunicações sem fio que pode incluir um transmissor sem fio e um receptor sem fio. O
5 receptor sem fio pode incluir um filtro para redução de interferência de co-canal dentro de um receptor de comunicações. O filtro pode incluir um circuito de filtro de espaço-tempo de canal múltiplo que filtra n partes de sinal que foram divididas a partir de um sinal de
10 comunicações pela estimativa conjunta de pesos de filtro de espaço-tempo e de respostas de impulso de canal múltiplo (CIRs). O filtro ainda pode incluir um circuito de filtro combinado de canal múltiplo que recebe sinais de canal múltiplo a partir do circuito de filtro de espaço-tempo de
15 canal múltiplo e tem uma resposta de filtro que é fornecida por uma estimativa de resposta de impulso de canal a partir do circuito de filtro de espaço-tempo.