República Federativa do Brasil
Ministério do Desenvolvimento, Indústria e do Comércio Exterior
Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

(21) **PI0612225-6 A2**

BRPI0612225A2

(22) Data de Depósito: 07/06/2006
(43) Data da Publicação: 26/10/2010
(RPI 2077)

(51) Int.Cl.:
H04J 1/00

(54) Título: **COMPUTAÇÃO DE PESO DE FILTRO EFICIENTE PARA UM SISTEMA DE MÚLTIPLAS ENTRADAS E MÚLTIPLAS SAÍDAS (MIMO)**

(30) Prioridade Unionista: 21/06/2005 US 11/158,586, 16/06/2005 US 60/691,756, 16/06/2005 US 60/691,756, 21/06/2005 US 11/158,586

(73) Titular(es): Qualcomm Incorporated

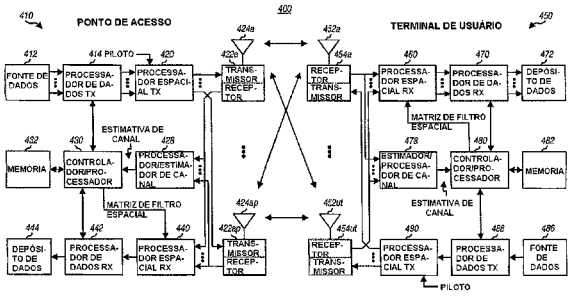
(72) Inventor(es): Jay Rodney Walton, John W. Ketchum, Mark S. Wallace, Peter Monsen, Steven J. Howard

(74) Procurador(es): Montaury Pimenta Machado & Lioce S/C Ltda.

(86) Pedido Internacional: PCT US2006022228 de 07/06/2006

(87) Publicação Internacional: WO 2006/138135de 28/12/2006

(57) Resumo: COMPUTAÇAO DE PESO DE FILTRO EFICIENTE PARA UM SISTEMA DE MULTIPLAS ENTRADAS E MULTIPLAS SAIDAS (MIMO). Técnicas para derivar de forma eficiente uma matriz de filtro espacial são descritas. Em um primeiro esquema, uma matriz Hermitiana é derivada iterativamente com base em uma matriz de resposta de canal, e uma inversão de matriz é indiretamente calculada pela derivação da matriz Hermitiana iterativamente. A matriz de filtro espacial é derivada com base na matriz Hermitiana e na matriz de resposta de canal. Em um segundo esquema, múltiplas rotações são realizadas para obter iterativamente primeira e segunda matrizes para uma matriz pseudo-inversa da matriz de resposta de canal. A matriz de filtro espacial é derivada com base nas primeira e segunda matrizes. Em um terceiro esquema, uma matriz é formada com base na matriz de resposta de canal e decomposta para obtenção de uma matriz unitária e uma matriz diagonal. A matriz de filtro espacial é derivada com base na matriz unitária, matriz diagonal e matriz de resposta de canal.



PJ0612225-6

"COMPUTAÇÃO DE PESO DE FILTRO EFICIENTE PARA UM SISTEMA DE MÚLTIPLAS ENTRADAS E MÚLTIPLAS SAÍDAS (MIMO)"

FUNDAMENTOS

I. Campo

A presente descrição refere-se, geralmente, à comunicação, e mais especificamente a técnicas para computação de pesos de filtro de computação em um sistema de comunicação.

II. Fundamentos

Um sistema de comunicação de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) emprega múltiplas antenas de transmissão (T) em uma estação transmissora e múltiplas antenas de recepção (R) em uma estação receptora para transmissão de dados. Um canal MIMO formado pelas T antenas de transmissão e pelas R antenas de recepção pode ser decomposto em S canais espaciais, onde $S \leq \min \{T, R\}$. Os S canais espaciais podem ser utilizados para transmitir dados de forma a alcançar um rendimento geral maior e/ou maior confiabilidade.

A estação transmissora pode transmitir simultaneamente T seqüências de dados a partir das T antenas transmissoras. Essas seqüências de dados são distorcidas pela resposta do canal MIMO e adicionalmente degradas pelo ruído e interferência. A estação receptora recebe as seqüências de dados transmitidas através das R antenas receptoras. O sinal recebido de cada antena receptora contém versões escalonadas das T seqüências de dados enviadas pela estação transmissora. As seqüências de dados transmitidas são, dessa forma, dispersas entre os R sinais recebidos das R antenas receptoras. A estação receptora pode, então, realizar o processamento espacial receptor nos R sinais recebidos com uma matriz de filtro

espacial a fim de recuperar as seqüências de dados transmitidas.

A derivação dos pesos da matriz de filtro espacial é muito intensa em termos de computação. Isso porque a matriz de filtro espacial é tipicamente derivada com base em uma função que contém uma inversão de matriz, e cálculo direto da inversão de matriz é muito intenso em termos de computação.

Existe, pois, a necessidade na técnica de se criar técnicas para se computar de forma eficiente os pesos de filtro.

SUMÁRIO

As técnicas para a computação eficiente dos pesos para uma matriz de filtro espacial são descritas aqui. Essas técnicas evitam a computação direta da inversão de matriz.

Em uma primeira modalidade para derivação de uma matriz de filtro espacial $\underline{M}$, uma matriz Hermitiana $\underline{P}$ é derivada iterativamente com base em uma matriz de resposta de canal $\underline{H}$, e uma inversão de matriz é indiretamente calculada pela derivação da matriz Hermitiana iterativamente. A matriz Hermitiana pode ser inicializada para uma matriz de identidade. Uma iteração é então realizada para cada linha da matriz de resposta de canal, e uma seqüência eficiente de cálculos é realizada para cada iteração. Para a iteração i, um vetor de linha intermediária $\underline{a}_i$ é derivado com base em um vetor de linha de resposta de canal $\underline{h}_i$, que é a linha i da matriz de resposta de canal. Um escalar r_i é derivado com base no vetor de linha intermediária e vetor de linha de resposta de canal. Uma matriz intermediária $\underline{C}_i$ também é derivada com base no vetor de linha intermediária. A matriz Hermitiana é então atualizada com base no escalar e na matriz

intermediária. Depois que todas as iterações estão completadas, a matriz de filtro espacial é derivada com base na matriz Hermitiana e na matriz de resposta de canal.

Em uma segunda modalidade, múltiplas rotações são realizadas para se obter iterativamente uma primeira matriz $\underline{P}^{1/2}$ e uma segunda matriz $\underline{B}$ para uma matriz pseudo-inversa da matriz de resposta de canal. Uma iteração é realizada para cada linha da matriz de resposta de canal. Para cada iteração, uma matriz $\underline{Y}$ contendo as primeira e segunda matrizes da primeira iteração é formada. Múltiplas rotações Givens são então realizadas na matriz $\underline{Y}$ para zerar os elementos na primeira linha da matriz para obter as primeira e segunda matrizes atualizadas para a próxima iteração. Depois que todas as iterações estão completadas, a matriz de filtro espacial é derivada com base nas primeira e segunda matrizes.

Em uma terceira modalidade, uma matriz $\underline{X}$ é formada com base na matriz de resposta de canal e decomposta (por exemplo, utilizando-se a decomposição autovalor) para obter uma matriz unitária $\underline{V}$ e uma matriz diagonal $\underline{\Lambda}$. A decomposição pode ser alcançada pela realização iterativa de rotações Jacobi na matriz $\underline{X}$. A matriz de filtro espacial é então derivada com base na matriz unitária, matriz diagonal, e na matriz de resposta de canal.

Vários aspectos e modalidades da invenção são descritos em maiores detalhes abaixo.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

As características e a natureza da presente invenção se tornarão mais aparentes a partir da descrição detalhada apresentada abaixo quando levada em consideração em conjunto com os desenhos nos quais caracteres de

referência similares identificam partes correspondentes por todas as vistas.

As figuras 1, 2 e 3 ilustram processos para a computação de uma matriz de filtro espacial MMSE com base nas primeira, segunda e terceira modalidades, respectivamente.

A figura 4 ilustra um diagrama de blocos de um ponto de acesso e um terminal de usuário.

DESCRIÇÃO DETALHADA

O termo "ilustrativo" é utilizado aqui para significar "servindo como um exemplo, caso ou ilustração". Qualquer modalidade ou desenho descrito aqui como "ilustrativo" não é necessariamente considerado como preferido ou vantajoso sobre outras modalidades ou desenhos.

As técnicas de computação de peso de filtro descritas aqui podem ser utilizadas para um sistema MIMO de portadora única e um sistema MIMO de múltiplas portadoras. As múltiplas portadoras podem ser obtidas com multiplexação por divisão de freqüência ortogonal (OFDM), acesso múltiplo por divisão de freqüência intercalada (IFDMA), acesso múltiplo por divisão de freqüência localizada (LFDMA), ou alguma outra técnica de modulação. OFDM, IFDMA e LFDMA efetivamente dividem a largura de banda do sistema geral em múltiplas sub-bandas de freqüência ortogonal (K), que também são chamadas de tons, sub-portadoras, compartimentos e canais de freqüência. Cada sub-banda é associada com uma sub-portadora respectiva que pode ser modulada com dados. OFDM transmite os símbolos de modulação no domínio de freqüência em todas ou em um subconjunto de sub-bandas K. IFDMA transmite os símbolos de modulação no domínio de tempo nas sub-bandas que são espaçadas de maneira uniforme através das sub-bandas K. LFDMA transmite os símbolos de

modulação no domínio de tempo e tipicamente nas sub-bandas adjacentes. Por motivos de clareza, muito da descrição a seguir é direcionada para um sistema MIMO de portadora única com uma única sub-banda.

Um canal MIMO formado por múltiplas antenas transmissoras (T) em uma estação transmissora e múltiplas antenas receptoras (R) em uma estação receptora pode ser caracterizado por uma matriz de resposta de canal RxT $\underline{H}$, que pode ser fornecida como:

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{R,1} & h_{R,2} & \cdots & h_{R,T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{h}}_1 \\ \underline{\mathbf{h}}_2 \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{h}}_R \end{bmatrix}, \qquad \text{Eq (1)}$$

onde $h_{i,j}$, com $i=1,\ldots,R$ e $j=1,\ldots,T$, denota o acoplamento ou ganho de canal complexo entre a antena transmissora j e a antena receptora i; e

$\underline{h}_i$ é um vetor de linha de resposta de canal 1XT para a antena receptora i, que é a linha i de $\underline{H}$.

Por motivos de simplicidade, a descrição a seguir considera que o canal MIMO tem classificação total e que o número de canais espaciais (S) é fornecido como: $S = T \leq R$.

A estação transmissora pode transmitir T símbolos de modulação simultaneamente a partir de T antenas transmissoras em cada período de símbolo. A estação transmissora pode ou não realizar o processamento espacial nos símbolos de modulação antes da transmissão. Por motivos de simplicidade, a descrição a seguir considera que cada símbolo de modulação é enviado a partir de uma antena transmissora sem qualquer processamento espacial.

A estação receptora obtém R símbolos recebidos das R antenas receptoras em cada período de símbolo. Os símbolos recebidos podem ser expressos como:

$$\underline{r} = \underline{H} \cdot \underline{s} + \underline{n} \qquad \text{Eq (2)}$$

onde $\underline{s}$ é um vetor Tx1 com T símbolos de modulação enviados pela estação transmissora;

$\underline{r}$ é um vetor Rx1 com R símbolos recebidos obtidos pela estação receptora a partir das R antenas receptoras; e

$\underline{n}$ é um vetor Rx1 de ruído.

Por motivos de simplicidade, o ruído pode ser considerado ruído Gaussiano branco adicional (AWGN) com um vetor médio igual a zero e uma matriz de covariância de $\sigma^2_n \cdot \underline{I}$, onde σ^2_n é a variância de ruído e $\underline{I}$ é a matriz de identidade.

A estação receptora pode utilizar várias técnicas de processamento espacial de receptor para recuperar os símbolos de modulação enviados pela estação transmissora. Por exemplo, a estação receptora pode realizar um processamento espacial receptor de Mínimo Erro Quadrático Médio (MMSE), como se segue:

$$\hat{\underline{s}} = (\sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{P}} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{M}} \cdot \underline{\mathbf{r}} , \qquad \text{Eq (3)}$$

onde $\underline{M}$ é uma matriz de filtro espacial MMSE TxR;

$\underline{P}$ é uma matriz de covariância Hermitiana TxT para o erro de estimativa $\underline{s}-\hat{\underline{s}}$;

$\hat{\underline{s}}$ é um vetor Tx1 que é uma estimativa de $\underline{s}$; e

"H" denota uma transposta conjugada.

A matriz de covariância $\underline{P}$ pode ser fornecida como $\underline{P}=E[(\underline{s}-\hat{\underline{s}})\cdot(\underline{s}-\hat{\underline{s}})^H]$, onde E[] é uma operação de expectância. $\underline{P}$ também é uma matriz Hermitiana cujos elementos fora de diagonal possuem as seguintes propriedades $p_{j,i}=p^*_{i,j}$, onde "*" denota uma conjugada complexa.

Como ilustrado na equação (3), a matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ possui um cálculo de inversão de matriz. O cálculo direto da inversão de matriz é muito intenso em termos de computação. A matriz de filtro espacial MMSE pode ser derivada de forma mais eficiente com base nas

modalidades descritas abaixo, que calculam indiretamente a inversão de matriz com um processo iterativo ao invés de calcular diretamente a inversão de matriz.

Em uma primeira modalidade da computação da matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$, a matriz Hermitiana $\underline{P}$ é computada com base na equação Riccati. A matriz Hermitiana $\underline{P}$ pode ser expressa como:

$$\underline{\mathbf{P}} = (\sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}})^{-1} = \left(\sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \sum_{k=1}^{R} \underline{\mathbf{h}}_k^H \cdot \underline{\mathbf{h}}_k \right)^{-1} . \qquad \text{Eq (4)}$$

Uma matriz Hermitiana TxT $\underline{P}_i$ pode ser definida como:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{P}}_i &= \left(\sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \sum_{k=1}^{i} \underline{\mathbf{h}}_k^H \cdot \underline{\mathbf{h}}_k \right)^{-1} , \\ &= \left(\sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \sum_{k=1}^{i-1} \underline{\mathbf{h}}_k^H \cdot \underline{\mathbf{h}}_k + \underline{\mathbf{h}}_i^H \cdot \underline{\mathbf{h}}_i \right)^{-1} , \qquad \text{Eq (5)} \\ &= (\underline{\mathbf{P}}_{i-1}^{-1} + \underline{\mathbf{h}}_i^H \cdot \underline{\mathbf{h}}_i)^{-1} , \end{aligned}$$

O teorema de inversão de matriz pode ser aplicado à equação (5) para obter o seguinte:

$$\underline{\mathbf{P}}_i = \underline{\mathbf{P}}_{i-1} - \frac{\underline{\mathbf{P}}_{i-1} \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H \cdot \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1}}{r_i} \quad \text{e} \quad r_i = 1 + \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1} \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H , \qquad \text{Eq (6)}$$

onde r_i é um escalar de valor real. A equação (6) é referida como equação Riccati. A matriz $\underline{P}_i$ pode ser inicializada como $\underline{P}_0 = \frac{1}{\sigma_n^2} \cdot \underline{I}$. Depois da realização das R iterações da equação (6), com i=1,...,R, a matriz $\underline{P}_R$ é fornecida como matriz $\underline{P}$, ou $\underline{P} = \underline{P}_R$.

A equação (6) pode ser fatorada para obter o seguinte:

$$\underline{\mathbf{P}}_i = \underline{\mathbf{P}}_{i-1} - \frac{\underline{\mathbf{P}}_{i-1} \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H \cdot \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1}}{r_i} \quad \text{e} \quad r_i = \sigma_n^2 + \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1} \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H , \qquad \text{Eq (7)}$$

onde a matriz $\underline{P}_i$ é inicializada como $\underline{P}_0=\underline{I}$ e a matriz $\underline{P}$ é derivada como $\underline{P}=\frac{1}{\sigma_n^2}.\underline{P}_R$. As equações (6) e (7) são formas diferentes de uma solução para a equação (5). Por motivos de simplicidade, as mesmas variáveis $\underline{P}_i$ e r_i são utilizadas para ambas as equações (6) e (7) apesar de essas variáveis possuírem valores diferentes nas duas equações. Os resultados finais das equações (6) e (7), isto é, $\underline{P}_R$ para a equação (6) e $\underline{P}=\frac{1}{\sigma_n^2}.\underline{P}_R$ para a equação (7) são equivalentes. No entanto, os cálculos para a presente iteração da equação (7) são simplificados visto que $\underline{P}_0$ é uma matriz de identidade.

Cada iteração da equação (7) pode ser realizada como se segue:

$$\underline{\mathbf{a}}_i = \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1} , \qquad \text{Eq (8a)}$$

$$r_i = \sigma_n^2 + \underline{\mathbf{a}}_i \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H , \qquad \text{Eq (8b)}$$

$$\underline{\mathbf{C}}_i = \underline{\mathbf{a}}_i^H \cdot \underline{\mathbf{a}}_i , \text{ e} \qquad \text{Eq (8c)}$$

$$\underline{\mathbf{P}}_i = \underline{\mathbf{P}}_{i-1} - r_i^{-1} \cdot \underline{\mathbf{C}}_i , \qquad \text{Eq (8d)}$$

onde $\underline{a}_i$ é um vetor de linha intermediária 1xT de elementos de valores complexos; e

$\underline{C}_i$ é uma matriz Hermitiana intermediária TxT.

No conjunto da equação (8), a seqüência de operações é estruturada para a computação eficiente por hardware. O escalar r_i é computado antes da matriz $\underline{C}_i$. A divisão por r_i na equação (7) é alcançada com uma inversão e uma multiplicação. A inversão de r_i pode ser realizada em paralelo com a computação de $\underline{C}_i$. A inversão de r_i pode ser alcançada com uma alteração para normalizar r_i e uma tabela de consulta para produzir um valor de r_i invertido. A

normalização de r_i pode ser compensada na multiplicação com $\underline{C}_i$.

A matriz $\underline{P}_i$ é inicializada como uma matriz Hermitian, ou $\underline{P}_0=\underline{I}$, e permanece Hermitiana através de todas as iterações. Dessa forma, apenas a matriz diagonal superior (ou inferior) precisa ser calculada para cada iteração. Depois de R iterações serem completadas, a matriz $\underline{P}$ é obtida como $\underline{P}=\frac{1}{\sigma_n^2}.\underline{P}_R$. A matriz de filtro espacial MMSE pode então ser computada como se segue:

$$\underline{\mathbf{M}}=\underline{\mathbf{P}}\cdot\underline{\mathbf{H}}^H=\frac{1}{\sigma_n^2}\cdot\underline{\mathbf{P}}_R\cdot\underline{\mathbf{H}}^H . \qquad \text{Eq (9)}$$

A figura 1 ilustra um processo 100 para computação da matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ com base na primeira modalidade. A matriz $\underline{P}_i$ é inicializada como $\underline{P}_0=\underline{I}$ (bloco 112), e o índice i utilizado para denotar o número de iteração é inicializado como i=1 (bloco 114). R iterações da equação Riccati são então realizadas.

Cada iteração da equação Riccati é realizada pelo bloco 120. Para a iteração i, o vetor de linha intermediária $\underline{a}_i$ é computado com base no vetor de linha de resposta de canal $\underline{h}_i$ e matriz Hermitiana $\underline{P}_{i-1}$ a partir da iteração anterior, como ilustrado na equação (8a) (bloco 122). O escalar r_i é computado com base na variância de ruído σ_n^2, vetor de linha intermediária $\underline{a}_i$, e vetor de linha de resposta de canal $\underline{h}_i$, como ilustrado na equação (8b) (bloco 124). O escalar r_i é então invertido (bloco 126). A matriz intermediária $\underline{C}_i$ é computada com base no vetor de linha intermediária $\underline{a}_i$, como ilustrado na equação (8c) (bloco 128). A matriz $\underline{P}_i$ é então atualizada com base no escalar invertido r_i e na matriz intermediária $\underline{C}_i$, como ilustrado na equação (8d) (bloco 130).

Uma determinação é então feita de se todas as iterações R já foram realizadas (bloco 132). Se a resposta for "não", então o índice i é incrementado (bloco 134), e o processo retorna para o bloco 122 para realização de outra iteração. Do contrário, se todas as iterações R tiverem sido realizadas, então a matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ é computada com base na matriz Hermitiana $\underline{P}_R$ para a última iteração, a matriz de resposta de canal $\underline{H}$, e a variância de ruído σ_n^2, como ilustrado na equação (9) (bloco 136). A matriz $\underline{M}$ pode então ser utilizada para o processamento espacial receptor como ilustrado na equação (3).

Em uma segunda modalidade da computação da matriz de filtro MMSE $\underline{M}$, a matriz Hermitiana $\underline{P}$ é determinada pela derivação da raiz quadrada de $\underline{P}$, que é $\underline{P}^{1/2}$, com base em um procedimento iterativo. O processamento espacial receptor na equação (3) pode ser expresso como:

$$\hat{\underline{s}} = (\sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{r}} = \left([\underline{\mathbf{H}}^H \ \sigma_n \cdot \underline{\mathbf{I}}] \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}} \\ \sigma_n \cdot \underline{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \right)^{-1} [\underline{\mathbf{H}}^H \ \sigma_n \cdot \underline{\mathbf{I}}] \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{r}} \\ \underline{\mathbf{0}}_{Tx1} \end{bmatrix},$$

$$= (\underline{\mathbf{U}}^H \cdot \underline{\mathbf{U}})^{-1} \cdot \underline{\mathbf{U}}^H \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{r}} \\ \underline{\mathbf{0}}_{Tx1} \end{bmatrix} = \underline{\mathbf{U}}^p \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{r}} \\ \underline{\mathbf{0}}_{Tx1} \end{bmatrix}, \qquad \text{Eq (10)}$$

$$= \underline{\mathbf{H}}_{\sigma_n}^p \cdot \underline{\mathbf{r}},$$

onde $\underline{U} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}} \\ \sigma_n \cdot \underline{\mathbf{I}} \end{bmatrix}$ é uma matriz de canal aumentada (R+T)xT;

$\underline{U}^p$ é uma matriz pseudo-inversa Tx(R+T) obtida a partir de uma inversão Moore-Penrose ou uma operação pseudo-inversa em $\underline{U}$, $\underline{U}^P = (\underline{U}^H \cdot \underline{U})^{-1} \cdot \underline{U}^H$;

$\underline{0}_{Tx1}$ é um vetor Tx1 todo de zeros; e

$\underline{\mathbf{H}}_{\sigma_n}^p$ é uma sub-matriz TxR contendo as primeiras R colunas de $\underline{U}^P$.

A decomposição QR pode ser realizada na matriz de canal aumentada, como se segue:

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}} \\ \sigma_n \cdot \underline{\mathbf{I}} \end{bmatrix} = \underline{\mathbf{Q}} \cdot \underline{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{B}} \\ \underline{\mathbf{Q}}_2 \end{bmatrix} \cdot \underline{\mathbf{R}} , \qquad \text{Eq (11)}$$

onde $\underline{Q}$ é uma matriz (R+T)xT com colunas ortonormais;

$\underline{R}$ é uma matriz TxT que não é singular;

$\underline{B}$ é uma matriz RxT contendo as primeiras R linhas de $\underline{Q}$; e

$\underline{Q}_2$ é uma matriz TxT contendo as últimas T linhas de $\underline{Q}$.

A decomposição QR na equação (11) decompõe a matriz de canal aumentada em uma matriz ortonormal $\underline{Q}$ e uma matriz não singular $\underline{R}$. Uma matriz ortonormal $\underline{Q}$ possui a seguinte propriedade: $\underline{Q}^H \cdot \underline{Q} = \underline{I}$, que significa que as colunas da matriz ortonormal são ortogonais uma à outra e cada coluna possui uma potência unitária. Uma matriz não singular é uma matriz na qual uma inversão pode ser computada.

A matriz Hermitiana $\underline{P}$ pode então ser expressa como:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{P}} &= (\sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}})^{-1} = \left([\underline{\mathbf{H}}^H \ \ \sigma_n \cdot \underline{\mathbf{I}}] \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}} \\ \sigma_n \cdot \underline{\mathbf{I}} \end{bmatrix} \right)^{-1} , \\ &= ((\underline{\mathbf{Q}} \cdot \underline{\mathbf{R}})^H \cdot \underline{\mathbf{Q}} \cdot \underline{\mathbf{R}})^{-1} = (\underline{\mathbf{R}}^H \cdot \underline{\mathbf{Q}}^H \cdot \underline{\mathbf{Q}} \cdot \underline{\mathbf{R}})^{-1} , \qquad \text{Eq (12)} \\ &= (\underline{\mathbf{R}}^H \cdot \underline{\mathbf{R}})^{-1} = \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{R}}^{-H} = \underline{\mathbf{P}}^{1/2} \cdot \underline{\mathbf{P}}^{H/2} . \end{aligned}$$

$\underline{R}$ é a fatoração Cholesky ou raiz quadrada de matriz de $\underline{P}^{-1}$. Dessa forma, $\underline{P}^{1/2}$ é igual a $\underline{R}^{-1}$ e é chamada de raiz quadrada de $\underline{P}$.

A matriz pseudo-inversa na equação (10) pode então ser expressa como:

$$\underline{\mathbf{U}}^p = \underline{\mathbf{P}} \cdot [\underline{\mathbf{H}}^H \ \ \sigma_n \cdot \underline{\mathbf{I}}] = (\underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{R}}^{-H}) \cdot (\underline{\mathbf{R}}^H \cdot \underline{\mathbf{Q}}^H) = \underline{\mathbf{R}}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{Q}}^H = \underline{\mathbf{P}}^{1/2} \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{B}} \\ \underline{\mathbf{Q}}_2 \end{bmatrix}^H . \qquad \text{Eq (13)}$$

A sub-matriz $\underline{\mathbf{H}}^p_{\sigma_n}$, que também é a matriz de filtro espacial MMSE, pode então ser expressa como:

$$\underline{\mathbf{H}}_{\sigma_n}^{p} = \underline{\mathbf{M}} = \underline{\mathbf{P}}^{1/2} \cdot \underline{\mathbf{B}}^{H} \ . \qquad \text{Eq (14)}$$

A equação (10) pode então ser expressa como:

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}} = \underline{\mathbf{H}}_{\sigma_n}^{p} \cdot \underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{P}}^{1/2} \cdot \underline{\mathbf{B}}^{H} \cdot \underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{M}} \cdot \underline{\mathbf{r}} \ . \qquad \text{Eq (15)}$$

As matrizes $\underline{P}^{1/2}$ e $\underline{B}$ podem ser computadas iterativamente como se segue:

$$\underline{\mathbf{Y}}_i \cdot \underline{\Theta}_i = \underline{\mathbf{Z}}_i \ , \ \text{ou} \qquad \text{Eq (16)}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1}^{1/2} \\ \underline{\mathbf{0}}_{Tx1} & \underline{\mathbf{P}}_{i-1}^{1/2} \\ -\underline{\mathbf{e}}_i & \underline{\mathbf{B}}_{i-1} \end{bmatrix} \cdot \underline{\Theta}_i = \begin{bmatrix} r_i^{1/2} & \underline{\mathbf{0}}_{1xT} \\ \underline{\mathbf{k}}_i & \underline{\mathbf{P}}_i^{1/2} \\ \underline{\mathbf{l}}_i & \underline{\mathbf{B}}_i \end{bmatrix}, \qquad \text{Eq (17)}$$

onde $\underline{Y}_i$ é uma matriz (T+R+1)x(T+1) contendo elementos derivados com base em $\underline{\mathbf{P}}_{i-1}^{1/2}$, $\underline{B}_{i-1}$ e $\underline{h}_i$;

$\underline{\Theta}_i$ é uma matriz de transformação unitária (T+1)x(T+1);

$\underline{Z}_i$ é uma matriz transformada (T+R+1)x(T+1) contendo elementos para $\underline{\mathbf{P}}_i^{1/2}$, $\underline{B}_i$ e r_i;

$\underline{e}_i$ é um vetor Rx1 com um (1,0) como o elemento i e zeros em todos os outros locais; e

$\underline{k}_i$ é um vetor Tx1 e $\underline{I}_i$, é um vetor Rx1, ambos os quais são não essenciais. As matrizes $\underline{P}^{1/2}$ e $\underline{B}$ são inicializadas como $\underline{\mathbf{P}}_0^{1/2} = \frac{1}{\sigma_n} . \underline{I}$ e $\underline{B}_0 = \underline{0}_{RxT}$.

A transformação na equação (17) pode ser realizada iterativamente, como descrito abaixo. Por motivos de clareza, cada iteração da equação (17) é chamada de iteração externa. As R iterações externas da equação (17) são realizadas para os R vetores de linha de resposta de canal $\underline{h}_i$, com i=1,...,R. Para cada iteração externa, a matriz de transformação unitária $\underline{\Theta}_i$ na equação (17) resulta na matriz transformada $\underline{Z}_i$ contendo todos zeros na primeira linha exceto pelo primeiro elemento. A primeira coluna da matriz transformada $\underline{Z}_i$ contém $r^{1/2}{}_i$, $\underline{k}_i$ e $\underline{I}_i$. As últimas T

colunas de $\underline{Z}_i$ contêm $\underline{P}^{1/2}{}_i$ e $\underline{B}_i$ atualizadas. A primeira coluna de $\underline{Z}_i$ não precisa ser calculada visto que apenas $\underline{\mathbf{P}}_i^{1/2}$ e $\underline{B}_i$ são utilizadas na próxima iteração. $\underline{\mathbf{P}}_i^{1/2}$ é uma matriz triangular superior. Depois de as R iterações externas serem completadas, $\underline{\mathbf{P}}_R^{1/2}$ é fornecida como $\underline{P}^{1/2}$, e $\underline{B}_R$ é fornecida como $\underline{B}$. A matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ pode então ser computada como baseado em $\underline{P}^{1/2}$ e $\underline{B}$, como ilustrado na equação (14).

Para cada iteração externa i, a transformação na equação (17) pode ser realizada pelos sucessivos atos de zerar o elemento na primeira linha de $\underline{Y}_i$ em m momento com uma rotação Givens 2x2. T iterações internas da rotação Givens podem ser realizadas para se zerar os últimos T elementos na primeira linha de $\underline{Y}_i$.

Para cada iteração externa i, uma matriz $\underline{Y}_{i,j}$ pode ser inicializada como $\underline{Y}_{i,j}=\underline{Y}_i$. Para cada iteração interna j, com j=1,...,T, da iteração externa i, uma sub-matriz (T+R+1)x2 $\underline{Y}'_{i,j}$ contendo a primeira coluna e a coluna (j+1) de $\underline{Y}_{i,j}$ é inicialmente formada. A rotação Givens é então realizada na sub-matriz $\underline{Y}'_{i,j}$ para gerar uma sub-matriz (T+R+1)x2 $\underline{Y}''_{i,j}$ contendo um zero para o segundo elemento na primeira linha. A rotação Givens pode ser expressa como:

$$\underline{\mathbf{Y}}''_{i,j} = \underline{\mathbf{Y}}'_{i,j} \cdot \underline{\mathbf{G}}_{i,j} , \qquad \text{Eq (18)}$$

onde $\underline{G}_{i,j}$ é uma matriz de rotação Givens 2x2 para a iteração interna j da iteração externa i e é descrita abaixo. A matriz $\underline{Y}_{i,j+1}$ é então formada pela primeira configuração de $\underline{Y}_{i,j+1}=\underline{Y}_{i,j}$, então pela substituição da primeira coluna de $\underline{Y}_{i,j+1}$ pela primeira coluna de $\underline{Y}''_{i,j}$, e então pela substituição da coluna (j+1) de $\underline{Y}_{i,j+1}$ pela segunda coluna de $\underline{Y}''_{i,j}$. A rotação Givens, dessa forma, modifica apenas duas colunas de $\underline{Y}_{i,j}$ na iteração interna j para produzir $\underline{Y}_{i,j+1}$ para a próxima iteração interna. A rotação Givens

pode ser realizada no lugar nas duas colunas de $\underline{Y}_i$ para cada iteração interna, de forma que as matrizes intermediárias $\underline{Y}_{i,j}$, $\underline{Y}'_{i,j}$, $\underline{Y}''_{i,j}$ e $\underline{Y}_{i,j+1}$ não sejam necessárias e são descritas acima por motivos de clareza.

Para a iteração interna j da iteração externa i, a matriz de rotação Givens $\underline{G}_{i,j}$ é determinada com base no primeiro elemento (que é sempre um valor real) e o elemento (j+1) na primeira linha de $\underline{Y}_{i,j}$. O primeiro elemento pode ser denotado como a, e o elemento (j+1) pode ser denotado como $b\text{-}e^{j\theta}$. A matriz de rotação Givens $\underline{G}_{i,j}$ pode então ser derivada como se segue:

$$\underline{\mathbf{G}}_{i,j}=\begin{bmatrix} c & -s \\ s\cdot e^{-j\theta} & c\cdot e^{-j\theta} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} c & -s \\ s & c \end{bmatrix}, \qquad \text{Eq (19)}$$

onde $c=\frac{a}{\sqrt{a^2+b^2}}$ e $s=\frac{b}{\sqrt{a^2+b^2}}$ para a equação (19).

A figura 2 ilustra um processo 200 para computação da matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ com base na segunda modalidade. A matriz $\underline{\mathbf{P}}_{i-1}^{1/2}$ é inicializada como $\underline{\mathbf{P}}_0^{1/2} = \frac{1}{\sigma_n}\cdot\underline{I}$, e a matriz $\underline{B}_i$ é inicializada como $\underline{B}_0=\underline{0}$ (bloco 212). O índice i utilizado para denotar o número da iteração externa é inicializado como i=I, e o índice j utilizado para denotar o número da iteração interna é inicializado como j=1 (bloco 214). As R iterações externas da transformação unitária na equação (17) são então realizadas (bloco 220).

Para a iteração externa i, a matriz $\underline{Y}_i$ é inicialmente formada com o vetor de linha de resposta de canal $\underline{h}_i$ e as matrizes $\underline{\mathbf{P}}_{i-1}^{1/2}$ e $\underline{B}_{i-1}$, como ilustrado na equação (17) (bloco 222). A matriz $\underline{Y}_i$ é então referida como matriz $\underline{Y}_{i,j}$ para as iterações internas (bloco 224). As T iterações internas da rotação Givens são então realizadas na matriz $\underline{Y}_{i,j}$ (bloco 230).

Para a iteração interna j, a matriz de rotação Givens $\underline{G}_{i,j}$ é derivada com base no primeiro elemento e no elemento (j+1) na primeira linha de $\underline{Y}_{i,j}$, como ilustrado na equação (19) (bloco 232). A matriz de rotação Givens $\underline{G}_{i,j}$ é então aplicada à primeira coluna e à coluna (j+1) de $\underline{Y}_{i,j}$ para obter $\underline{Y}_{i,j+1}$, como ilustrado na equação (18) (bloco 234). Uma determinação é então feita quanto ao fato de todas as T iterações internas já terem sido realizadas (bloco 236). Se a resposta for "não", então o índice j é incrementado (bloco 238), e o processo retorna para o bloco 232 para a realização de outra iteração interna.

Se todas as T iterações internas tiverem sido realizadas para a presente iteração externa e a resposta for "sim" para o bloco 236, então a última $\underline{Y}_{i,j+1}$ é igual a $\underline{Z}_i$ na equação (17). As matrizes atualizadas $\underline{P}^{1/2}{}_i$ e $\underline{B}_i$ são obtidas a partir da última $\underline{Y}_{i,j+1}$ (bloco 240). Uma determinação é então feita quanto ao fato de todas as R iterações externas terem sido realizadas (bloco 242). Se a resposta for "não" então o índice i é incrementado, e o índice j é reinicializado como j=1 (bloco 244). O processo então retorna para o bloco 222 para realização de outra iteração externa com $\underline{\mathbf{P}}_i^{1/2}$ e $\underline{B}_i$. Do contrário, se todas as R iterações externas tiverem sido realizadas e a resposta for "sim" para o bloco 242, então a matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ é computada com base em $\underline{\mathbf{P}}_i^{1/2}$ e $\underline{B}_i$, como ilustrado na equação (14) (bloco 246). A matriz $\underline{M}$ pode então ser utilizada para o processamento espacial receptor como ilustrado na equação (15).

Em uma terceira modalidade da computação da matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$, a decomposição de autovalor de $\underline{P}^{-1}$ é realizada como se segue:

$$\underline{\mathbf{P}}^{-1} = \sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} = \underline{\mathbf{V}} \cdot \underline{\Lambda} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H \,, \qquad \text{Eq (20)}$$

onde $\underline{V}$ é uma matriz unitária TxT de autovetores; e

$\underline{\Lambda}$ é uma matriz diagonal TxT com autovalors verdadeiros ao longo da diagonal.

A decomposição de autovalor de uma matriz Hermitiana 2x2 $\underline{X}_{2x2}$ pode ser alcançada utilizando-se várias técnicas. Em uma modalidade, a decomposição de autovalor de $\underline{X}_{2x2}$ é alcançada pela realização de uma rotação Jacobi complexa em $\underline{X}_{2x2}$ para obter uma matriz 2x2 $\underline{V}_{2x2}$ de autovetores de $\underline{X}_{2x2}$. Os elementos de $\underline{X}_{2x2}$ e $\underline{V}_{2x2}$ podem ser fornecidos como:

$$\underline{\mathbf{X}}_{2\times2}=\begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} \\ x_{2,1} & x_{2,2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{e} \quad \underline{\mathbf{V}}_{2\times2}=\begin{bmatrix} v_{1,1} & v_{1,2} \\ v_{2,1} & v_{2,2} \end{bmatrix}. \qquad \text{Eq (21)}$$

Os elementos de $\underline{V}_{2x2}$ podem ser computados diretamente a partir de $\underline{X}_{2x2}$ como se segue:

$$r=\sqrt{(\mathrm{Re}\{x_{1,2}\})^2+(\mathrm{Im}\{x_{1,2}\})^2}\,, \qquad \text{Eq (22a)}$$

$$c_1=\frac{\mathrm{Re}\{x_{1,2}\}}{r}=\cos(\angle x_{1,2})\,, \qquad \text{Eq (22b)}$$

$$s_1=\frac{\mathrm{Im}\{x_{1,2}\}}{r}=\sin(\angle x_{1,2})\,, \qquad \text{Eq (22c)}$$

$$g_1=c_1-js_1\,, \qquad \text{Eq (22d)}$$

$$\tau=\frac{x_{2,2}-x_{1,1}}{2\cdot r}\,, \qquad \text{Eq (22e)}$$

$$x=\sqrt{1+\tau^2}\,, \qquad \text{Eq (22f)}$$

$$t=\frac{1}{|\tau|+x}\,, \qquad \text{Eq (22g)}$$

$$c=\frac{1}{\sqrt{1+t^2}}\,, \qquad \text{Eq (22h)}$$

$$s=t\cdot c=\sqrt{1-c^2}\,, \qquad \text{Eq (22i)}$$

se $(x_{2,2}-x_{1,1})<0$

$$\text{então } \underline{V}_{2\times 2} = \begin{bmatrix} c & -s \\ g_1 \cdot s & g_1 \cdot c \end{bmatrix}, \qquad \text{Eq (22j)}$$

$$\text{e} \quad \underline{V}_{2\times 2} = \begin{bmatrix} s & c \\ g_1 \cdot c & -g_1 \cdot s \end{bmatrix}. \qquad \text{Eq (22k)}$$

A decomposição de autovalor de uma matriz Hermitiana TxT $\underline{X}$ que é maior que 2x2 pode ser realizada com um processo iterativo. Esse processo iterativo utiliza a rotação Jacobi repetidamente para zerar os elementos fora da diagonal em $\underline{X}$. Para o processo iterativo, o índice i denota o número da iteração e é inicializado como i=1. $\underline{X}$ é uma matriz Hermitiana TxT a ser decomposta e é determinada como $\underline{X}=\underline{P}^{-1}$. A matriz $\underline{D}_i$ é uma aproximação da matriz diagonal $\underline{\Lambda}$ na equação (20) e é inicializada como $\underline{D}_0=\underline{X}$. A matriz $\underline{V}_i$ é uma aproximação da matriz unitária $\underline{V}$ na equação (20) e é inicializada como $\underline{V}_0=\underline{I}$.

Uma iteração única da rotação Jacobi para atualizar as matrizes $\underline{D}_i$ e $\underline{V}_i$ pode ser realizada como se segue. Primeiro, uma matriz Hermitiana 2x2 $\underline{D}_{pq}$ é formada com base na matriz atual $\underline{D}_i$, como se segue:

$$\underline{\mathbf{D}}_{pq} = \begin{bmatrix} d_{p,p} & d_{p,q} \\ d_{q,p} & d_{q,q} \end{bmatrix}, \qquad \text{Eq (23)}$$

onde $d_{p,q}$ é o elemento no local (p,q) em $\underline{D}_i$, $p\in\{1,\ldots,T\}$, $q\in\{1,\ldots,T\}$, e $p\neq q$. $\underline{D}_{pq}$ é uma sub-matriz 2x2 de $\underline{D}_i$, e os quatro elementos de $\underline{D}_{pq}$ são quatro elementos nos locais (p,p), (p,q), (q,p) e (q,q) em $\underline{D}_i$. Os índices p e q podem ser selecionados como descrito abaixo.

A decomposição de autovalor de $\underline{D}_{pq}$ é então realizada como ilustrado no conjunto de equação (22) para obter uma matriz unitária 2x2 $\underline{V}_{pq}$ de autovetores de $\underline{D}_{pq}$. Para a decomposição de autovalor de $\underline{D}_{pq}$, $\underline{X}_{2x2}$ na equação (21) é substituída por $\underline{D}_{pq}$, e $\underline{V}_{2x2}$ da equação (22j) ou (22k) é fornecida como $\underline{V}_{pq}$.

Uma matriz de rotação Jacobi complexa TxT $\underline{T}_{pq}$ é então formada com $\underline{V}_{pq}$. $\underline{T}_{pq}$ é uma matriz de identidade com quatro elementos nas localizações (p,p), (p,q), (q,p) e (q,q) substituídos por elementos $v_{1,1}$, $v_{1,2}$, $v_{2,1}$ e $v_{2,2}$, respectivamente, em $\underline{V}_{pq}$.

A matriz $\underline{D}_i$ é então atualizada como se segue:

$$\underline{\mathbf{D}}_{i+1} = \underline{\mathbf{T}}_{pq}^{H} \cdot \underline{\mathbf{D}}_i \cdot \underline{\mathbf{T}}_{pq} \; . \qquad \text{Eq (24)}$$

A equação (24) zera dois elementos fora de diagonal nos locais (p,q) e (q,p) em $\underline{D}_i$. A computação pode alterar os valores de outros elementos fora de diagonal em $\underline{D}_i$.

A matriz $\underline{V}_i$ também é atualizada como se segue:

$$\underline{\mathbf{V}}_{i+1} = \underline{\mathbf{V}}_i \cdot \underline{\mathbf{T}}_{pq} \; . \qquad \text{Eq (25)}$$

$\underline{V}_i$ pode ser visualizada como uma matriz de transformação cumulativa que contém todas as matrizes de rotação Jacobi $\underline{T}_{pq}$ utilizadas em $\underline{D}_i$.

Cada iteração da rotação Jacobi zera dois elementos fora de diagonal de $\underline{D}_i$. Múltiplas iterações da rotação Jacobi pode ser realizada para valores diferentes de índices p e q para zerar todos os elementos fora de diagonal de $\underline{D}_i$. Uma única varredura através de todos os possíveis valores de índices p e q pode ser realizada como se segue. O índice p é escalonado a partir de 1 até T-1 em incrementos de um. Para cada valor de p, o índice q é escalonado de p+1 a T em incrementos de um. A rotação Jacobi é realizada para cada combinação diferente de valores de p e q. Múltiplas varreduras podem ser realizadas até que $\underline{D}_i$ e $\underline{V}_i$ sejam estimativas suficientemente precisas de $\underline{\Lambda}$ e $\underline{V}$, respectivamente.

A equação (20) pode ser rescrita como se segue:

$$\underline{\mathbf{P}} = (\sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}})^{-1} = \underline{\mathbf{V}} \cdot \underline{\Lambda}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H \; , \qquad \text{Eq (26)}$$

onde $\underline{\Lambda}^{-1}$ é uma matriz diagonal cujos elementos são o inverso dos elementos correspondentes em $\underline{\Lambda}$. A decomposição

do autovalor de $\underline{X}=\underline{P}^{-1}$ fornece estimativas de $\underline{\Lambda}$ e $\underline{V}$. $\underline{\Lambda}$ pode ser invertido para se obter $\underline{\Lambda}^{-1}$.

A matriz de filtro espacial MMSE pode então ser computada como se segue:

$$\underline{\mathbf{M}}=\underline{\mathbf{P}}\cdot\underline{\mathbf{H}}^{H}=\underline{\mathbf{V}}\cdot\underline{\Lambda}^{-1}\cdot\underline{\mathbf{V}}^{H}\cdot\underline{\mathbf{H}}^{H}\ . \qquad \text{Eq (27)}$$

A figura 3 ilustra um processo 300 para computação da matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ com base na terceira modalidade. A matriz Hermitiana $\underline{P}^{-1}$ é inicialmente derivada com base na matriz de resposta de canal $\underline{H}$, como ilustrado na equação (20) (bloco 312). A decomposição do autovalor de $\underline{P}^{-1}$ é então realizada para obter a matriz unitária $\underline{V}$ e a matriz diagonal $\underline{\Lambda}$, como também ilustrado na equação (20) (bloco 314). A decomposição de autovalor pode ser realizada iterativamente com um número de rotações Jacobi, como descrito acima. A matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ é então derivada com base na matriz unitária $\underline{V}$, matriz diagonal $\underline{\Lambda}$, e matriz de resposta de canal $\underline{H}$, como ilustrado na equação (27), (bloco 316).

A matriz de filtro espacial MMSE $\underline{M}$ derivada com base em cada uma das modalidades descritas acima é uma solução MMSE orientada. A matriz de filtro espacial orientada $\underline{M}$ pode ser escalonada por uma matriz diagonal $\underline{D}_{mmse}$ para obter uma matriz de filtro espacial MMSE não orientada $\underline{M}_{mmse}$. A matriz $\underline{D}_{mmse}$ pode ser derivada como $\underline{D}_{mmse}=[\text{diag}[\underline{M}\cdot\underline{H}]]^{-1}$, onde $\text{diag}[\underline{M}\cdot\underline{H}]$ é uma matriz diagonal contendo os elementos diagonais $\underline{M}\cdot\underline{H}$.

A computação descrita acima também pode ser utilizada para derivar as matrizes de filtro espacial para uma técnica de obtenção de zero (ZF) (que também é chamada de técnica de inversão de matriz de correlação de canal (CCMI)), uma técnica de combinação de razão máxima (MRC), e assim por diante. Por exemplo, a estação receptora pode

realizar a obtenção de zero e o processamento espacial receptor MRC, como se segue:

$$\hat{\underline{s}}_{zf} = (\underline{H}^H \cdot \underline{H})^{-1} \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{r} = \underline{P}_{zf} \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{r} = \underline{M}_{zf} \cdot \underline{r} , \quad \text{Eq (28)}$$

$$\hat{\underline{s}}_{mrc} = [\mathrm{diag}(\underline{H}^H \cdot \underline{H})^{-1}] \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{r} = [\mathrm{diag}(\underline{P}_{zf})] \cdot \underline{H}^H \cdot \underline{r} = \underline{M}_{mrc} \cdot \underline{r} , \quad \text{Eq (29)}$$

onde $\underline{M}_{zf}$ é uma matriz de filtro espacial de obtenção de zero TxR;

$\underline{M}_{mrc}$ é uma matriz de filtro espacial MRC TxR;

$\underline{P}_{zf} = (\underline{H}^H . \underline{H})^{-1}$ é uma matriz Hermitiana TxT; e

$[\mathrm{diag}(\underline{P}_{zf})]$ é uma matriz diagonal TxT contendo os elementos diagonais de $\underline{P}_{zf}$.

Uma matriz de inversão é necessária para se computar $\underline{P}_{zf}$ diretamente. $\underline{P}_{zf}$ pode ser computada utilizando-se as modalidades descritas acima para a matriz de filtro espacial MMSE.

A descrição acima considera que os T símbolos de modulação são enviados simultaneamente das T antenas transmissoras sem qualquer processamento espacial. A estação transmissora pode realizar o processamento espacial antes da transmissão como se segue:

$$\underline{x} = \underline{W} \cdot \underline{s} , \quad \text{Eq (30)}$$

onde $\underline{x}$ é um vetor Tx1 com T símbolos de transmissão a serem enviados a partir das T antenas transmissoras; e

$\underline{W}$ é uma matriz de transmissão TxS.

A matriz de transmissão $\underline{W}$ pode ser (1) uma matriz de vetores singulares direitos obtidos pela realização da decomposição de valor singular de $\underline{H}$, (2) uma matriz de autovetores obtida pela realização da decomposição de autovalor de $\underline{H}^H \cdot \underline{H}$, ou (3) uma matriz de direcionamento selecionada para espalhar espacialmente os símbolos de modulação através dos S canais espaciais do canal MIMO. Uma matriz de resposta de canal efetiva $\underline{H}_{eff}$ observada pelos símbolos de modulação pode então ser fornecida como

$\underline{H}_{eff}=\underline{H}\cdot\underline{W}$. A computação descrita acima pode ser realizada com base em $\underline{H}_{eff}$ ao invés de $\underline{H}$.

Por motivos de clareza, a descrição acima é para um sistema MIMO de portadora única com uma única sub-banda. Para um sistema MIMO de múltiplas portadoras, uma matriz de resposta de canal $\underline{H}(k)$ pode ser obtida para cada sub-banda k de interesse. Uma matriz de filtro espacial $\underline{M}(k)$ pode então ser derivada para cada sub-banda k com base na matriz de resposta de canal $\underline{H}(k)$ para essa sub-banda.

A computação descrita acima para a matriz de filtro espacial pode ser realizada utilizando-se vários tipos de processadores tal como um processador de ponto flutuante, um processador de ponto fixo, um processador de Computador Digital Rotativo de Coordenada (CORDIC), uma tabela de consulta, e assim por diante, ou uma combinação dos mesmos. Um processador CORDIC implementa um algoritmo iterativo que permite um cálculo de hardware rápido de funções trigonométricas tal como seno, co-seno, magnitude, e fase utilizando mudança simples e hardware de soma/subtração. Um processador CORDIC pode computar iterativamente cada uma das variáveis r, c_1 e s_1 no conjunto de equação (22), com mais iterações produzindo maior precisão para a variável.

A figura 4 ilustra um diagrama de blocos de um ponto de acesso 410 e um terminal de usuário 450 em um sistema MIMO 400. O ponto de acesso 410 é equipado com N_{ap} antenas e o terminal de usuário 450 é equipado com N_{ut} antenas, onde $N_{ap} > 1$ e $N_{ut} > 1$. Em downlink, no ponto de acesso 410, um processador de dados de transmissão (TX) 414 recebe dados de tráfego de uma fonte de dados 412 e outros dados de um controlador/processador 430. O processador de dados TX 414 formata, codifica, intercala e modula os dados e gera símbolos de dados, que são símbolos de modulação

para os dados. Um processador espacial TX 420 multiplexa os símbolos de dados com símbolos piloto, realiza o processamento espacial com a matriz de transmissão $\underline{W}$ se for aplicável, e fornece N_{ap} seqüências de símbolos de transmissão. Cada unidade transmissora (TMTR) 422 processa uma seqüência de símbolo de transmissão respectiva e gera um sinal modulado em downlink. N_{ap} sinais modulados em downlink a partir das unidades transmissoras 422a a 422ap são transmitidos a partir das antenas 424a a 424ap, respectivamente.

No terminal de usuário 450, N_{ut} antenas 452a a 452ut recebem os sinais modulados de downlink transmitidos, e cada antena fornece um sinal recebido para uma unidade receptora respectiva (RCVR) 454. Cada unidade receptora 454 realiza o processamento complementar ao processamento realizado pelas unidades transmissoras 422 e fornece os símbolos piloto recebidos e os símbolos de dados recebidos. Um estimador/processador de canal 478 processa os símbolos piloto recebidos e fornece uma estimativa da resposta de canal de downlink $\underline{H}_{dn}$. Um processador 480 deriva uma matriz de filtro espacial de downlink $\underline{M}_{dn}$ com base em $\underline{H}_{dn}$ e utilizando qualquer uma das modalidades descritas acima. Um processador espacial de recepção (RX) 460 realiza o processamento espacial de receptor (ou filtragem combinada espacial) nos símbolos de dados recebidos a partir de todas as unidades receptoras N_{ut} 454a a 454ut com a matriz de filtro espacial de downlink $\underline{M}_{dn}$ e fornece símbolos de dados detectados, que são estimativas dos símbolos de dados transmitidos pelo ponto de acesso 410. Um processador de dados RX 470 processa (por exemplo, demapeia em símbolo, deintercala e decodifica) os símbolos de dados detectados e fornece dados decodificados para um depósito de dados 472 e/ou controlador 480.

O processamento para uplink pode ser igual ou diferente do processamento para downlink. Os dados de uma fonte de dados 486 e a sinalização do controlador 480 são processados (por exemplo, codificados, intercalados e modulados) por um processador de dados TX 488, multiplexados com símbolos piloto, e possivelmente processados espacialmente pelo processador espacial TX 490. Os símbolos de transmissão do processador espacial TX 490 são adicionalmente processados pelas unidades transmissoras 454a a 454ut para gerar N_{ut} sinais modulados em uplink, que são transmitidos através de antenas 452a a 452ut.

No ponto de acesso 410, os sinais modulados em uplink são recebidos pelas antenas 424a a 424ap e processados pelas unidades receptoras 422a a 422ap para gerar símbolos piloto recebidos e símbolos de dados recebidos para transmissão em uplink. Um estimador/processador de canal 428 processa os símbolos piloto recebidos e fornece uma estimativa da resposta de canal de uplink $\underline{H}_{up}$. O processador 430 deriva uma matriz de filtro espacial em uplink $\underline{M}_{up}$ com base em $\underline{H}_{up}$ e utilizando qualquer uma das modalidades descritas acima. Um processado espacial RX 440 realiza o processamento espacial do receptor nos símbolos de dados recebidos com a matriz de filtro espacial de uplink $\underline{M}_{up}$ e fornece símbolos de dados detectados. Um processador de dados RX 442 processa adicionalmente os símbolos de dados detectados e fornece dados decodificados para um depósito de dados 444 e/ou controlador 430.

Os controladores 430 e 480 controlam a operação no ponto de acesso 410 e terminal de usuário 450, respectivamente. As unidades de memória 432 e 482 armazenam dados e códigos de programa utilizados pelos controladores 430 e 480, respectivamente.

Os blocos nas figuras de 1 a 4, representam blocos funcionais que podem ser consubstanciados em hardware (um ou mais dispositivos), firmware (um ou mais dispositivos), software (um ou mais dispositivos), ou combinações dos mesmos. Por exemplo, as técnicas de computação de peso de filtro descritas aqui podem ser implementadas em hardware, firmware, software ou uma combinação dos mesmos. Para uma implementação de hardware as unidades de processamento utilizadas para computar os pesos de filtro podem ser implementadas dentro de um ou mais dos circuitos integrados específicos de aplicativo (ASICs), processadores de sinal digital (DSPs), dispositivos de processamento de sinal digital (DSPDs), dispositivos lógicos programáveis (PLDs), conjuntos de porta programável em campo (FPGAs), processadores, controladores, micro controladores, microprocessadores, dispositivos eletrônicos, outras unidades eletrônicas projetadas para realizar as funções descritas aqui, ou uma combinação dos mesmos. Os vários processadores no ponto de acesso 410 na figura 4 também podem ser implementados com um ou mais processadores de hardware. Da mesma forma, os vários processadores no terminal de usuário 450 podem ser implementados com um ou mais processadores de hardware.

Para uma implementação de firmware ou software, as técnicas de computação de peso de filtro podem ser implementadas com módulos (por exemplo, procedimentos, funções e assim por diante) que realizam as funções descritas aqui. Os códigos de software podem ser armazenados em uma unidade de memória (por exemplo, unidade de memória 432 ou 482 na figura 4) e executados por um processador (por exemplo, o processador 430 ou 480). A unidade de memória pode ser implementada dentro do processador ou fora do processador.

A descrição anterior das modalidades descritas é fornecida para permitir que qualquer pessoa versada na técnica crie ou faça uso da presente invenção. Várias modificações a essas modalidades serão prontamente aparentes aos versados na técnica, e os princípios genéricos definidos aqui podem ser aplicados a outras modalidades sem se distanciar do espírito ou escopo da invenção. Dessa forma, a presente invenção não deve ser limitada às modalidades ilustradas aqui, mas deve ser acordado o escopo mais amplo consistente com os princípios e características novas descritos aqui.

REIVINDICAÇÕES

1. Equipamento, compreendendo:

um primeiro processador operativo para derivar uma matriz de resposta de canal; e

um segundo processador operativo para derivar uma primeira matriz iterativamente com base na matriz de resposta de canal e para derivar uma matriz de filtro espacial com base na primeira matriz e na matriz de resposta de canal, em que o segundo processador calcula indiretamente uma inversão de matriz derivando a primeira matriz iterativamente.

2. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o segundo processador é operativo para inicializar a primeira matriz em uma matriz de identidade.

3. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o segundo processador é operativo, para cada uma dentre uma pluralidade de iterações, para derivar um vetor de linha intermediária com base na primeira matriz e um vetor de linha de resposta de canal correspondente a uma linha da matriz de resposta de canal, para derivar um escalar com base no vetor de linha intermediária e no vetor de linha de resposta de canal, para derivar uma matriz intermediária com base no vetor de linha intermediária, e para atualizar a primeira matriz com base no escalar e na matriz intermediária.

4. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que a primeira matriz é para uma matriz de filtro espacial de mínimo erro quadrático médio (MMSE).

5. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o segundo processador é operativo para derivar a primeira matriz com base na seguinte equação:

$$\underline{\mathbf{P}}_i = \underline{\mathbf{P}}_{i-1} - \frac{\underline{\mathbf{P}}_{i-1} \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H \cdot \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1}}{r_i},$$

onde $\underline{\mathbf{P}}_i$ é a primeira matriz para a i-ésima iteração, $\underline{\mathbf{h}}_i$ é a i-ésima linha da matriz de resposta de canal, r_i é um escalar derivado com base em $\underline{\mathbf{h}}_i$ e $\underline{\mathbf{P}}_{i-1}$, e "$H$" é uma transposta conjugada.

6. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o segundo processador é operativo para derivar a primeira matriz com base nas seguintes equações:

$$\underline{\mathbf{a}}_i = \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1} ,$$

$$r_i = \sigma_n^2 + \underline{\mathbf{a}}_i \cdot \underline{\mathbf{h}}_i^H ,$$

$$\underline{\mathbf{C}}_i = \underline{\mathbf{a}}_i^H \cdot \underline{\mathbf{a}}_i , \text{ e}$$

$$\underline{\mathbf{P}}_i = \underline{\mathbf{P}}_{i-1} - r_i^{-1} \cdot \underline{\mathbf{C}}_i ,$$

em que $\underline{\mathbf{P}}_i$ é a primeira matriz para i-ésima iteração, $\underline{\mathbf{h}}_i$ é i-ésima linha da matriz de resposta de canal, $\underline{\mathbf{a}}_i$ é um vetor de linha intermediária para a i-ésima iteração, $\underline{\mathbf{C}}_i$ é uma matriz intermediária para a i-ésima iteração, r_i é um escalar para a i-ésima iteração, σ_n^2 é uma variância de ruído, e "H" é uma transposta conjugada.

7. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o segundo processador é operativo para derivar a matriz de filtro espacial com base na equação a seguir:

$$\underline{\mathbf{M}} = \underline{\mathbf{P}} . \underline{\mathbf{H}}^H$$

em que $\underline{\mathbf{M}}$ é a matriz de filtro espacial, $\underline{\mathbf{P}}$ é a primeira matriz, $\underline{\mathbf{H}}$ é a matriz de resposta de canal, e "H" é uma transposta conjugada.

8. Método de derivar uma matriz de filtro espacial, compreendendo:

derivar uma primeira matriz iterativamente com base em uma matriz de resposta de canal, em que uma inversão de matriz é calculada indiretamente derivando a primeira matriz iterativamente; e

derivar a matriz de filtro espacial com base na primeira matriz e na matriz de resposta de canal.

9. Método, de acordo com a reivindicação 8, compreendendo adicionalmente:

inicializar a primeira matriz com uma matriz de identidade.

10. Método, de acordo com a reivindicação 8, em que derivar a primeira matriz compreende, para cada uma dentre uma pluralidade de iterações:

derivar um vetor de linha intermediária com base na primeira matriz e um vetor de linha de resposta de canal correspondente a uma linha da matriz de resposta de canal;

derivar um escalar com base no vetor de linha intermediária e no vetor de linha de resposta de canal;

derivar uma matriz intermediária com base no vetor de linha intermediária, e

atualizar a primeira matriz com base no escalar e na matriz intermediária.

11. Equipamento, compreendendo:

dispositivos para derivar uma primeira matriz iterativamente com base em uma matriz de resposta de canal, em que uma inversão de matriz é calculada indiretamente derivando a primeira matriz iterativamente; e

dispositivos para derivar uma matriz de filtro espacial com base na primeira matriz e na matriz de resposta de canal.

12. Equipamento, de acordo com a reivindicação 11, compreendendo adicionalmente:

dispositivos para inicializar a primeira matriz em uma matriz de identidade.

13. Equipamento, de acordo com a reivindicação 11, em que os dispositivos para derivar a primeira matriz

compreendem, para cada uma dentre uma pluralidade de iterações:

dispositivos para derivar um vetor de linha intermediária com base na primeira matriz e um vetor de linha de resposta de canal correspondente a uma linha da matriz de resposta de canal;

dispositivos para derivar um escalar com base no vetor de linha intermediária e no vetor de linha de resposta de canal;

dispositivos para derivar uma matriz intermediária com base no vetor de linha intermediária; e

dispositivos para atualizar a primeira matriz com base no escalar e na matriz intermediária.

14. Equipamento, compreendendo:

um primeiro processador operativo para derivar uma matriz de resposta de canal; e

um segundo processador operativo para realizar uma pluralidade de rotações para obter iterativamente uma primeira matriz e uma segunda matriz para uma matriz pseudo-inversa da matriz de resposta de canal, e para derivar uma matriz de filtro espacial com base nas primeira e segunda matrizes.

15. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, em que o segundo processador é operativo para inicializar a primeira matriz em uma matriz de identidade e para inicializar a segunda matriz com tudo zero.

16. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, em que o segundo processador é operativo, para cada uma dentre uma pluralidade de linhas da matriz de resposta de canal, para formar uma matriz intermediária com base na primeira matriz, na segunda matriz e em um vetor de linha de resposta de canal, e para realizar pelo menos duas

rotações na matriz intermediária para zerar pelo menos dois elementos da matriz intermediária.

17. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, em que o segundo processador é operativo para realizar uma rotação Givens para cada uma dentre uma pluralidade de rotações para zerar um elemento de uma matriz intermediária contendo as primeira e segunda matrizes.

18. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, em que a matriz pseudo-inversa é para uma matriz de filtro espacial de mínimo erro quadrático médio (MMSE).

19. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, em que o segundo processador é operativo para realizar pelo menos duas rotações para cada uma dentre a pluralidade de iterações com base na equação a seguir:

$$\begin{bmatrix} 1 & \underline{\mathbf{h}}_i \cdot \underline{\mathbf{P}}_{i-1}^{1/2} \\ \underline{\mathbf{0}} & \underline{\mathbf{P}}_{i-1}^{1/2} \\ -\underline{\mathbf{e}}_i & \underline{\mathbf{B}}_{i-1} \end{bmatrix} \cdot \underline{\Theta}_i = \begin{bmatrix} r_i^{1/2} & \underline{\mathbf{0}} \\ \underline{\mathbf{k}}_i & \underline{\mathbf{P}}_i^{1/2} \\ \underline{\mathbf{l}}_i & \underline{\mathbf{B}}_i \end{bmatrix},$$

em que $\underline{\mathbf{P}}_i^{1/2}$ é a primeira matriz para a i-ésima iteração, $\underline{\mathbf{B}}_i$ é a segunda matriz para a i-ésima iteração, $\underline{\mathbf{h}}_i$ é a i-ésima linha da matriz de resposta de canal, $\underline{\mathbf{e}}_i$ é um vetor com uns para i-ésimo elemento e zeros para o resto, $\underline{\mathbf{k}}_i$ e $\underline{\mathbf{I}}_i$ são vetores não essenciais, $r_i^{1/2}$ é um escalar, $\underline{\mathbf{0}}$ é um vetor com todos zeros, e $\underline{\Theta}_i$ é uma matriz de transformação representando as pelo menos duas rotações para a i-ésima iteração.

20. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, em que o segundo processador é operativo para derivar a matriz de filtro espacial com base na equação a seguir:

$$\underline{\mathbf{M}} = \underline{\mathbf{P}}^{1/2} \cdot \underline{\mathbf{B}}^{H},$$

em que $\underline{\mathbf{M}}$ é a matriz de filtro espacial, $\underline{\mathbf{P}}^{1/2}$ é a primeira matriz, $\underline{\mathbf{B}}$ é a segunda matriz, e "H" é uma transposta conjugada.

21. Método de derivar uma matriz de filtro espacial, compreendendo:

realizar uma pluralidade de rotações para obter iterativamente uma primeira matriz e uma segunda matriz para uma matriz pseudo-inversa de uma matriz de resposta de canal; e

derivar a matriz de filtro espacial com base nas primeira e segunda matrizes.

22. Método, de acordo com a reivindicação 21, em que realizar a pluralidade de rotações compreende, para cada uma dentre uma pluralidade de iterações;

formar uma matriz intermediária com base na primeira matriz, na segunda matriz e em um vetor de linha de resposta de canal correspondente a uma linha da matriz de resposta de canal; e

realizar pelo menos duas rotações na matriz intermediária para zerar pelo menos dois elementos da matriz intermediária.

23. Método, de acordo com a reivindicação 21, em que realizar a pluralidade de rotações compreende:

realizar uma rotação Givens para cada uma dentre a pluralidade de rotações para zerar um elemento de uma matriz intermediária contendo as primeira e segunda matrizes.

24. Equipamento, compreendendo:

dispositivos para realizar uma pluralidade de rotações para obter iterativamente uma primeira matriz e uma segunda matriz para uma matriz pseudo-inversa de uma matriz de resposta de canal; e

dispositivos para derivar uma matriz de filtro espacial com base nas primeira e segunda matrizes.

25. Equipamento, de acordo com a reivindicação 24, em que os dispositivos para realizar a pluralidade de

rotações compreendem, para cada uma dentre uma pluralidade de iterações;

dispositivos para formar uma matriz intermediária com base na primeira matriz, na segunda matriz e em um vetor de linha de resposta de canal correspondente a uma linha da matriz de resposta de canal; e

dispositivos para realizar pelo menos duas rotações na matriz intermediária para zerar pelo menos dois elementos da matriz intermediária.

26. Equipamento, de acordo com a reivindicação 24, em que os dispositivos para realizar a pluralidade de rotações compreendem:

dispositivos para realizar uma rotação Givens para cada uma dentre a pluralidade de rotações para zerar um elemento de uma matriz intermediária contendo as primeira e segunda matrizes.

27. Equipamento, compreendendo:

um primeiro processador operativo para derivar uma matriz de resposta de canal; e

um segundo processador operativo para derivar uma primeira matriz com base na matriz de resposta de canal, para decompor a primeira matriz para obter uma matriz unitária e uma matriz diagonal, e para derivar a matriz de filtro espacial com base na matriz unitária, na matriz diagonal e na matriz de resposta de canal.

28. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, em que o segundo processador é operativo para realizar decomposição de autovalor da primeira matriz para obter a matriz unitária e a matriz diagonal.

29. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, em que o segundo processador é operativo para realizar uma pluralidade de rotações Jacobi na primeira matriz para obter a matriz unitária e a matriz diagonal.

30. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, em que o segundo processador é operativo para derivar a primeira matriz com base na seguinte equação:

$$\underline{\mathbf{X}} = \sigma_n^2 \cdot \underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}} ,$$

em que $\underline{\mathbf{X}}$ é a primeira matriz, $\underline{\mathbf{H}}$ é a matriz de resposta de canal, $\underline{\mathbf{I}}$ é uma matriz de identidade, σ_n^2 é a variância de ruído, e "H" é uma transposta conjugada.

31. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, em que o segundo processador é operativo para derivar a matriz de filtro espacial com base na equação a seguir:

$$\underline{\mathbf{M}} = \underline{\mathbf{V}} \cdot \underline{\Lambda}^{-1} \cdot \underline{\mathbf{V}}^H \cdot \underline{\mathbf{H}}^H ,$$

em que $\underline{\mathbf{M}}$ é a matriz de filtro espacial, $\underline{\mathbf{H}}$ é a matriz de resposta de canal, $\underline{\mathbf{V}}$ é a matriz unitária, $\underline{\Lambda}$ é a matriz diagonal, e "H" é uma transposta conjugada.

32. Método de derivar uma matriz de filtro espacial, compreendendo:

derivar uma primeira matriz com base em uma matriz de resposta de canal;

decompor a primeira matriz para obter uma matriz unitária e uma matriz diagonal; e

derivar a matriz de filtro espacial com base na matriz unitária, na matriz diagonal, e na matriz de resposta de canal.

33. Método, de acordo com a reivindicação 32, em que decompor a primeira matriz compreende:

realizar decomposição de autovalor da primeira matriz para obter a matriz unitária e a matriz diagonal.

34. Método, de acordo com a reivindicação 32, em que decompor a primeira matriz compreende:

realizar uma pluralidade de rotações Jacobi na primeira matriz para obter a matriz unitária e a matriz diagonal.

35. Equipamento, compreendendo:

dispositivos para derivar uma primeira matriz com base em uma matriz de resposta de canal;

dispositivos para decompor a primeira matriz para obter uma matriz unitária e uma matriz diagonal; e

dispositivos para derivar uma matriz de filtro espacial com base na matriz unitária, na matriz diagonal e na matriz de resposta de canal.

36. Equipamento, de acordo com a reivindicação 35, em que os dispositivos para decompor a primeira matriz compreendem:

dispositivos para realizar a decomposição de autovalor da primeira matriz para obter a matriz unitária e a matriz diagonal.

37. Equipamento, de acordo com a reivindicação 35, em que os dispositivos para decompor a primeira matriz compreendem:

dispositivos para realizar uma pluralidade de rotações Jacobi na primeira matriz para obter a matriz unitária e a matriz diagonal.

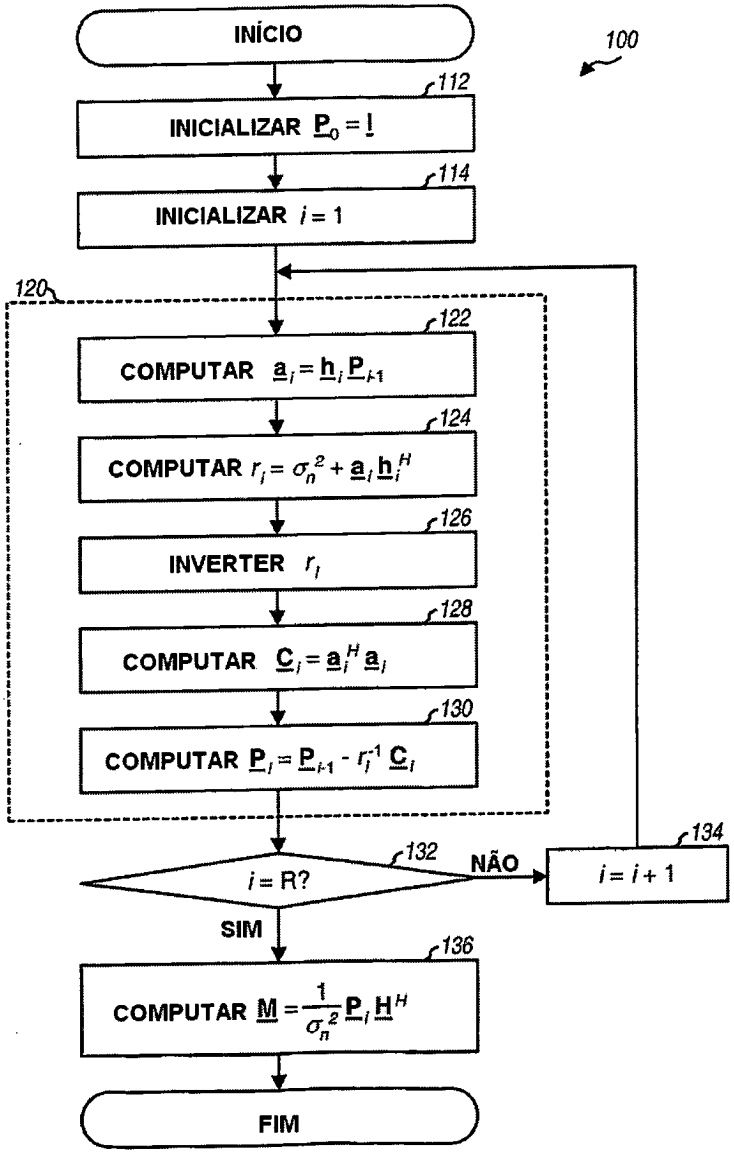

INÍCIO
100
112
INICIALIZAR $\underline{P}_0 = \underline{I}$
114
INICIALIZAR $i = 1$
120
122
COMPUTAR $\underline{a}_i = \underline{h}_i \underline{P}_{i-1}$
124
COMPUTAR $r_i = \sigma_n^2 + \underline{a}_i \underline{h}_i^H$
126
INVERTER r_i
128
COMPUTAR $\underline{C}_i = \underline{a}_i^H \underline{a}_i$
130
COMPUTAR $\underline{P}_i = \underline{P}_{i-1} - r_i^{-1} \underline{C}_i$
132
$i = R$?
NÃO
134
$i = i + 1$
SIM
136
COMPUTAR $\underline{M} = \frac{1}{\sigma_n^2} \underline{P}_i \underline{H}^H$
FIM

FIG. 1

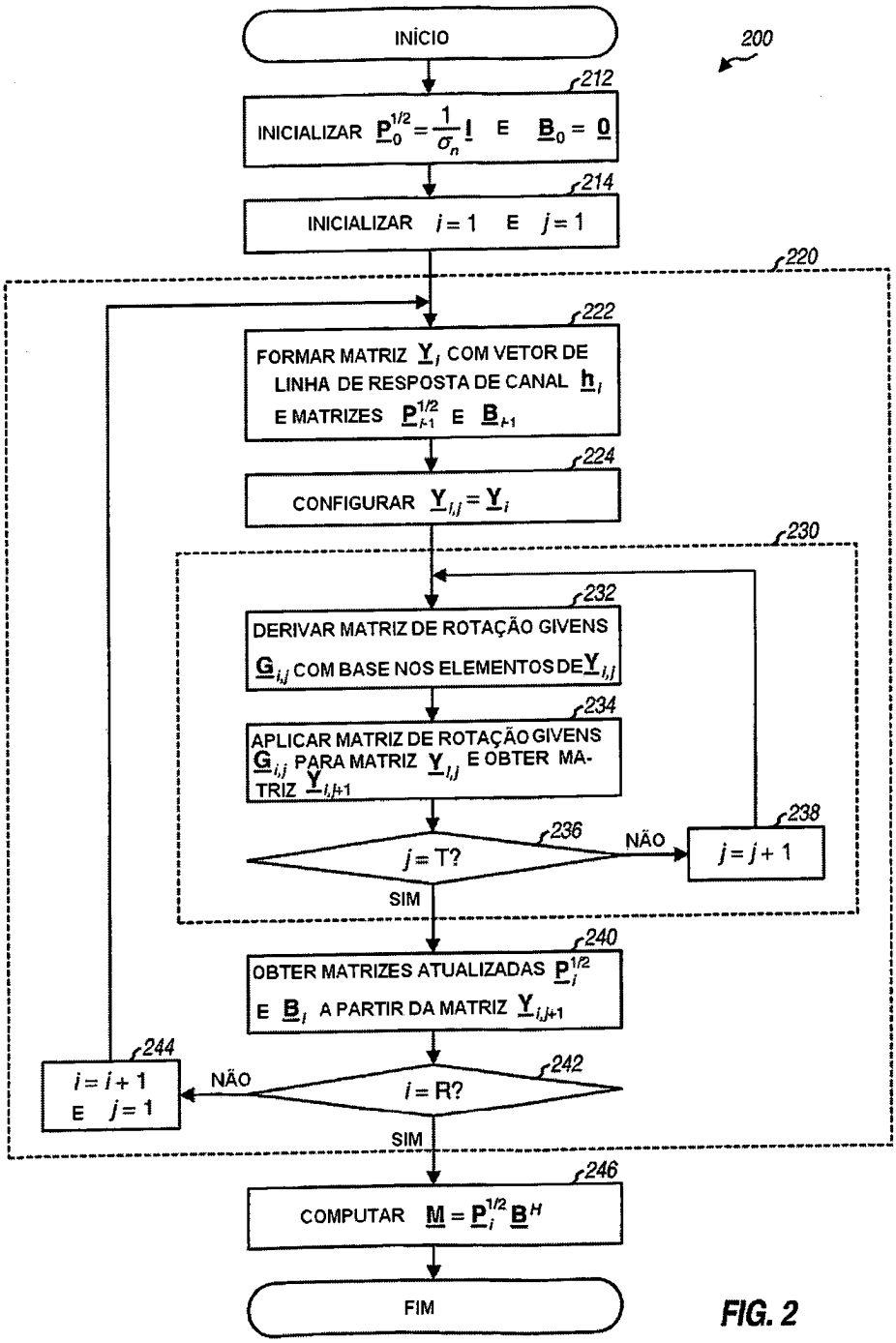

INÍCIO
200
212
INICIALIZAR $\underline{P}_0^{1/2} = \frac{1}{\sigma_n}\underline{I}$ E $\underline{B}_0 = \underline{0}$
214
INICIALIZAR $i = 1$ E $j = 1$
220
222
FORMAR MATRIZ $\underline{Y}_i$ COM VETOR DE LINHA DE RESPOSTA DE CANAL $\underline{h}_i$ E MATRIZES $\underline{P}_{i-1}^{1/2}$ E $\underline{B}_{i-1}$
224
CONFIGURAR $\underline{Y}_{i,j} = \underline{Y}_i$
230
232
DERIVAR MATRIZ DE ROTAÇÃO GIVENS $\underline{G}_{i,j}$ COM BASE NOS ELEMENTOS DE $\underline{Y}_{i,j}$
234
APLICAR MATRIZ DE ROTAÇÃO GIVENS $\underline{G}_{i,j}$ PARA MATRIZ $\underline{Y}_{i,j}$ E OBTER MATRIZ $\underline{Y}_{i,j+1}$
236
$j = T$?
NÃO
238
$j = j + 1$
SIM
240
OBTER MATRIZES ATUALIZADAS $\underline{P}_i^{1/2}$ E $\underline{B}_i$ A PARTIR DA MATRIZ $\underline{Y}_{i,j+1}$
242
$i = R$?
NÃO
244
$i = i + 1$ E $j = 1$
SIM
246
COMPUTAR $\underline{M} = \underline{P}_i^{1/2}\underline{B}^H$
FIM

FIG. 2

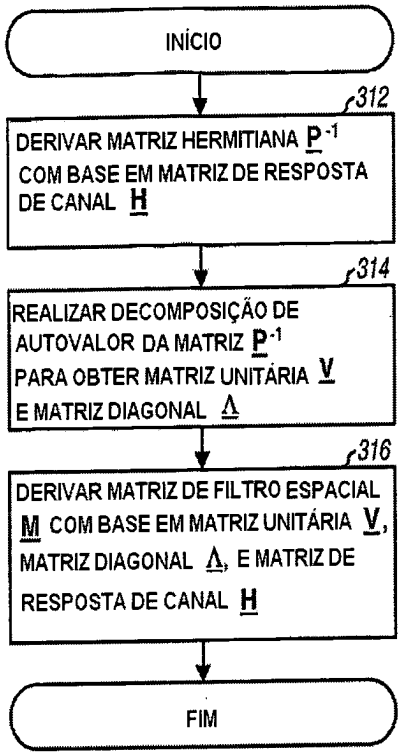

INÍCIO
300
312
DERIVAR MATRIZ HERMITIANA $\underline{P}^{-1}$ COM BASE EM MATRIZ DE RESPOSTA DE CANAL $\underline{H}$
314
REALIZAR DECOMPOSIÇÃO DE AUTOVALOR DA MATRIZ $\underline{P}^{-1}$ PARA OBTER MATRIZ UNITÁRIA $\underline{V}$ E MATRIZ DIAGONAL $\underline{\Lambda}$
316
DERIVAR MATRIZ DE FILTRO ESPACIAL $\underline{M}$ COM BASE EM MATRIZ UNITÁRIA $\underline{V}$, MATRIZ DIAGONAL $\underline{\Lambda}$, E MATRIZ DE RESPOSTA DE CANAL $\underline{H}$
FIM

FIG. 3

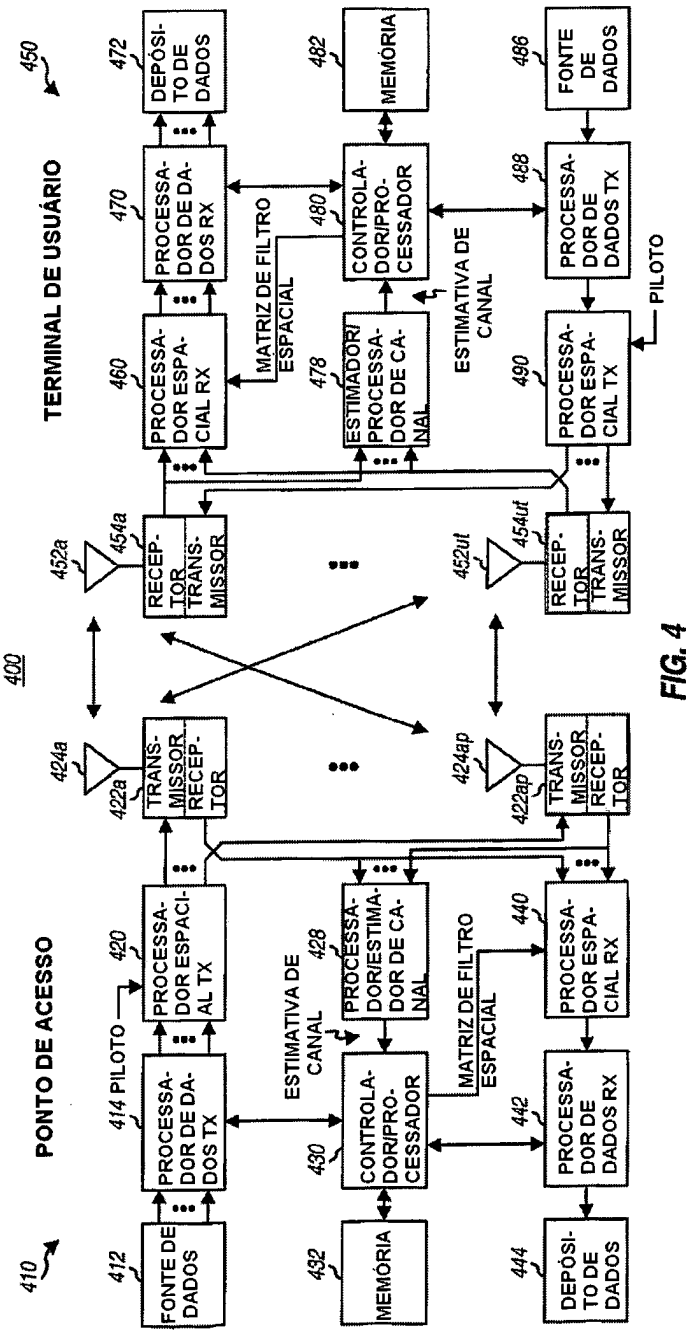

400
410
PONTO DE ACESSO
450
TERMINAL DE USUÁRIO
412 FONTE DE DADOS
414 PILOTO
PROCESSADOR DE DADOS TX
PROCESSADOR ESPACIAL TX
420
TRANSMISSOR RECEPTOR
422a
424a
452a
RECEPTOR TRANSMISSOR
454a
PROCESSADOR ESPACIAL RX
460
PROCESSADOR DE DADOS RX
470
DEPÓSITO DE DADOS
472
ESTIMATIVA DE CANAL
428
PROCESSADOR/ESTIMADOR DE CANAL
MATRIZ DE FILTRO ESPACIAL
430
CONTROLADOR/PROCESSADOR
MEMÓRIA
432
MATRIZ DE FILTRO ESPACIAL
480
ESTIMADOR/PROCESSADOR DE CANAL
478
CONTROLADOR/PROCESSADOR
482
MEMÓRIA
ESTIMATIVA DE CANAL
PROCESSADOR ESPACIAL RX
440
PROCESSADOR DE DADOS RX
442
DEPÓSITO DE DADOS
444
422ap
424ap
452ut
454ut
RECEPTOR TRANSMISSOR
PROCESSADOR ESPACIAL TX
490
PROCESSADOR DE DADOS TX
488
FONTE DE DADOS
486
PILOTO

FIG. 4

PI0612225-6

RESUMO

"COMPUTAÇÃO DE PESO DE FILTRO EFICIENTE PARA UM SISTEMA DE MÚLTIPLAS ENTRADAS E MÚLTIPLAS SAÍDAS (MIMO)"

Técnicas para derivar de forma eficiente uma matriz de filtro espacial são descritas. Em um primeiro esquema, uma matriz Hermitiana é derivada iterativamente com base em uma matriz de resposta de canal, e uma inversão de matriz é indiretamente calculada pela derivação da matriz Hermitiana iterativamente. A matriz de filtro espacial é derivada com base na matriz Hermitiana e na matriz de resposta de canal. Em um segundo esquema, múltiplas rotações são realizadas para obter iterativamente primeira e segunda matrizes para uma matriz pseudo-inversa da matriz de resposta de canal. A matriz de filtro espacial é derivada com base nas primeira e segunda matrizes. Em um terceiro esquema, uma matriz é formada com base na matriz de resposta de canal e decomposta para obtenção de uma matriz unitária e uma matriz diagonal. A matriz de filtro espacial é derivada com base na matriz unitária, matriz diagonal e matriz de resposta de canal.