

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

(21) **PI 0714626-4 A2**



(22) Data de Depósito: 23/08/2007  
(43) Data da Publicação: 07/05/2013  
(RPI 2209)

(51) *Int.Cl.:*  
H04L 1/06  
H04L 1/00

(54) **Título:** TRANSMISSOR E RECEPTOR DE MIMO PARA SUSTENTAR COMUNICAÇÃO POR LINK INFERIOR DE SENHAS DE CANAIS ISOLADOS

(30) **Prioridade Unionista:** 24/08/2006 US 60/823,484

(73) **Titular(es):** INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORPORATION

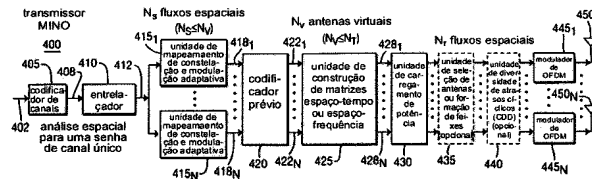
(72) **Inventor(es):** AYKUT BULTAM, Chang-Soo Koo, HESHAM EL GAMAL

(74) **Procurador(es):** Advocacia Pietro Ariboni S/C

(86) **Pedido Internacional:** PCT US2007018727 de 23/08/2007

(87) **Publicação Internacional:** WO 2008/024462 de 28/02/2008

(57) **Resumo:** TRANSMISSOR E RECEPTOR DE MIMO PARA SUSTENTAR COMUNICAÇÃO POR LINK INFERIOR DE SENHAS DE CANAIS ISOLADOS. A comunicação por link inferior (DL) de senhas de canais isolados é sustentada pelo fornecimento de um transmissor e receptor de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). O transmissor inclui  $N_T$  antenas de transmissão para emitir fluxos espaciais para um receptor que contém  $N_R$  antenas de recepção, um codificador prévio e uma unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência com o codificador prévio e as antenas de transmissão. A unidade de construção de matrizes espaço-tempo e espaço-frequência constrói uma matriz que define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_T$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ . O transmissor opera em um modo de circuito aberto quando nenhuma informação de feedback do receptor é disponível, um modo de circuito semiaberto quando são disponíveis informações de avaliação do canal e um modo de circuito fechado quando informações de estado de canal (CSI) são disponíveis. O receptor é configurado para fornecer feedback para o transmissor com base em um fluxo espacial recebido.



**Transmissor e receptor de MIMO para sustentar comunicação por link inferior de senhas de canais isolados.**

**CAMPO DA INVENÇÃO**

A presente invenção refere-se a um sistema de comunicação sem fio que inclui um transmissor de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) e um receptor. Mais particularmente, é descrito o suporte da comunicação por link inferior (DL) de senhas de canais únicos.

**ANTECEDENTES**

A arquitetura de codificador prévio de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) consiste de três partes principais: um codificador prévio, TAST e um formador de feixes. O codificador prévio fornece rotação de constelação. TAST é um esquema de codificação de espaço-tempo diagonal em velocidade total e diversidade total (FDFR). Também existe uma versão com velocidade reduzida de TAST. A formação de feixes destina-se apenas a circuito fechado e para  $N_T > N_R$ , em que  $N_T$  é a quantidade de antenas transmissoras (Tx) e  $N_R$  é a quantidade de antenas receptoras (Rx). O formador de feixes utiliza decomposição de valor singular (SVD) e considera que todas as informações de estado de canal (CSI) (quantificadas) são disponíveis no transmissor.

Existem quatro modos de operação de transmissão na arquitetura de codificador prévio TAST: um modo de circuito aberto (OL), um modo de circuito aberto com feedback de avaliação de canal (ou seja, adaptação de avaliação) (OL-R), um modo de circuito fechado (CL) e um modo de circuito fechado com feedback de avaliação de canal (CL-R).

Um codificador prévio TAST pode ser aplicado em espaço-tempo ou espaço-frequência. Deve ser determinado um valor para o parâmetro  $M$ , em que  $M$  é igual ao número médio de múltiplos trajetos de desvanecimento Rayleigh independentes que podem ser resolvidos. Para um canal de desvanecimento plano,  $M = 1$ .  $M$  deverá ser selecionado de tal forma que  $K$  seja um múltiplo inteiro de  $M$ , em que  $K$  é a quantidade total de subportadoras.  $M$  também possui, entretanto, um grande impacto sobre a complexidade do receptor. Portanto, para um canal extremamente seletivo de frequência,  $M$  pode limitar-se a um valor máximo previamente determinado, se necessário.

Toda a faixa de frequências é dividida em  $M$  subfaixas. Dentro de cada subfaixa, considera-se desvanecimento plano. Em cada subfaixa, existem  $K/M$  subportadoras. Uma subfaixa é uma faixa de frequências na qual considerou-se desvanecimento plano.

Em seguida, um dos quatro modos de transmissão definidos anteriormente deverá ser selecionado com base nas informações de feedback disponíveis e se  $N_T > N_R$  é verdadeiro ou falso, conforme ilustrado abaixo:



$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -e^{i2\pi/9} & e^{i4\pi/9} \\ 1 & -je^{i2\pi/9} & -(1+j)e^{i4\pi/9} \\ 1 & -je^{i2\pi/9} & -(1+j^2)e^{i4\pi/9} \end{pmatrix};$$

Equação (8)

em que  $j = \frac{j\sqrt{3} - 1}{2}$ .

A saída do codificador prévio é obtida conforme segue:

$$b_1 = \mathbf{C}u_1;$$

.....

$$b_L = \mathbf{C}u_L;$$

Equação (9)

em que  $b_j$  constitui uma camada espacial. Quando cada uma dessas camadas é colocada na matriz de espaço-frequência de uma forma especial, elas constituem uma linha. Desta forma, uma linha é uma camada com uma cobertura espacial e temporal completa, de tal forma que cada símbolo passe através de diferentes antenas virtuais (ou antenas reais) em respostas de tempo-frequência diferentes. Símbolos complexos a serem transmitidos são colocados em uma matriz de espaço-tempo ou espaço-frequência de forma a exibir quais símbolos são transmitidos em qual antena (virtual ou real) e em qual recurso de tempo-frequência. Isso é facilmente atingido por meio de formação de camadas em diagonal na matriz de espaço-frequência. Construção de linhas:

Considerando que os índices de subfaixa cobrem  $[1, M]$ , os índices de antena cobrem  $[1, N_V]$  e as linhas são numeradas como  $1 \leq j \leq L$ , o conjunto de indexação (número de linha e coluna) para a linha  $j$  pode ser escrito conforme segue:

$$I_j = \{([k + j - 1]_{N_V} + 1, k + 1) : 0 \leq k \leq S_F\} \text{ para } 1 \leq j \leq L \text{ (Equação (10))};$$

em que  $[\cdot]_N$  indica a operação mod-N.

Exemplos de matrizes espaço-frequência:

$$N_V = 2, L = 2, M = 1$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 1 \end{pmatrix}$$

$$N_V = 4, L = 4, M = 1$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 4 & 3 & 2 \\ 2 & 1 & 4 & 3 \\ 3 & 2 & 1 & 4 \\ 4 & 3 & 2 & 1 \end{pmatrix}$$

$$N_V = 2, L = 2, M = 2$$

$$\begin{array}{l} \text{Antenna 1} \\ \text{Antenna 2} \end{array} \left\{ \begin{array}{cc|cc} 1 & 2 & 1 & 2 \\ 2 & 1 & 2 & 1 \end{array} \right\}$$

$$\underbrace{\quad\quad}_{f_1 \quad f_2} \quad \underbrace{\quad\quad}_{f_3 \quad f_4}$$

Subband 1 | Subband 2

Números diofantinos:

Na construção de TAST, não há autointerferência de uma linha que é um código de velocidade um. À medida que aumenta o número de linhas, entretanto, a interferência mútua entre as linhas aumenta. Para suprimir esta interferência, cada linha recebe um número que é selecionado para minimizar a interferência. Este número é denominado número diofantino. Cada linha recebe um número diofantino, de tal forma que:

$$\begin{aligned} v_1 &= \Phi_1 b_1 = \Phi_1 C u_1; \\ &\dots\dots\dots \\ v_L &= \Phi_L b_L = \Phi_L C u_L; \end{aligned} \quad \text{Equação (11)}$$

em que v representa um vetor de símbolos Tx complexos após a codificação prévia (camada) com tamanho  $S_F \times 1$ .

Comprovou-se que o conjunto de números a seguir minimiza a interferência mútua entre as linhas:

$$\{\Phi_1 = 1, \Phi_2 = \Phi^{1/S_F}, \dots, \Phi_L = \Phi^{(L-1)/S_F}\};$$

em que  $\Phi$  pode ser selecionado como  $\Phi = e^{j\lambda}$ ,  $\lambda \neq 0$ .

**Exemplos de Matrizes espaço-Frequência Finais**

**Exemplo 1**

Quando  $N_V = 2$ ,  $L = 2$ ,  $M = 1$  e  $b_1 = (b_{11}, b_{12})^T$ ,  $b_2 = (b_{21}, b_{22})^T$ :

$$S = \begin{pmatrix} \Phi_1 b_{11} & \Phi_2 b_{22} \\ \Phi_2 b_{21} & \Phi_1 b_{12} \end{pmatrix}; \quad \text{Equação (12)}$$

em que  $\Phi_1 = 1$ ,  $\Phi_2 = \Phi^{1/2}$ ,  $\Phi = e^{j\pi/6}$ .

**Exemplo 2**

Quando  $N_V = 3$ ,  $L = 2$ ,  $M = 1$  e  $b_1 = (b_{11}, b_{12}, b_{13})^T$ ,  $b_2 = (b_{21},$

$b_{22}, b_{23})^T$ :

$$S = \begin{pmatrix} b_{11} & 0 & \Phi^{1/3} b_{23} \\ \Phi^{1/3} b_{21} & b_{12} & 0 \\ 0 & \Phi^{1/3} b_{22} & b_{13} \end{pmatrix}; \quad \text{Equação (13)}$$

em que  $\Phi_1 = 1$ ,  $\Phi_2 = \Phi^{1/3}$ ,  $\Phi = e^{j\pi/6}$ .

**Exemplo 3**

$N_V = 3$ ,  $L = 3$ ,  $M = 1$  e  $b_1 = (b_{11}, b_{12}, b_{13})^T$ ,  $b_2 = (b_{21}, b_{22}, b_{23})^T$ ,

$$b_3 = (b_{31}, b_{32}, b_{33})^T;$$

$$S = \begin{pmatrix} v_{11} & v_{32} & v_{23} \\ v_{21} & v_{12} & v_{33} \\ v_{31} & v_{22} & v_{13} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_{11} & \phi^{2/3} b_{32} & \phi^{1/3} b_{23} \\ \phi^{1/3} b_{21} & b_{12} & \phi^{2/3} b_{33} \\ \phi^{2/3} b_{31} & \phi^{1/3} b_{22} & b_{13} \end{pmatrix};$$

Equação (14)

em que  $\phi_1 = 1$ ,  $\phi_2 = \phi^{1/3}$ ,  $\phi_3 = \phi^{2/3}$ ,  $\phi^{2/3} = e^{im/12}$ .

Sinal transmitido:

5

Utilizando o exemplo anterior para transição para a

formulação do receptor:

$$S = \begin{pmatrix} v_{11} & v_{32} & v_{23} \\ v_{21} & v_{12} & v_{33} \\ \underline{v_{31}} & \underline{v_{22}} & \underline{v_{13}} \\ \underline{x_1} & \underline{x_2} & \underline{x_3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_{11} & \phi^{2/3} b_{32} & \phi^{1/3} b_{23} \\ \phi^{1/3} b_{21} & b_{12} & \phi^{2/3} b_{33} \\ \phi^{2/3} b_{31} & \phi^{1/3} b_{22} & b_{13} \end{pmatrix} = (x_1, x_2, x_3).$$

Equação (15)

Qualquer vetor transmitido,  $x$ , em qualquer frequência em um símbolo OFDM consiste de  $L$  elementos diferentes de zero,  $x_j = v_{ij}$  em que  $1 \leq i \leq L$  e  $N_V - L$  e um total de  $N_V$  elementos. Cada matriz de espaço-frequência consiste de  $S_F = N_V M$  vetores transmitidos.

10

Receptor de erros de mínimos quadrados médios (MMSE)

conjunto:

Para cada vetor transmitido em cada frequência, o sinal recebido pode ser escrito como:

15

$$y = Hx + n;$$

Equação (16)

em que  $y$  e  $n$  são  $N_R \times 1$ ,  $x$  representa símbolos TX complexos transmitidos com tamanho  $N_T \times 1$  e  $H$  é uma matriz de canais MIMO com tamanho  $N_R \times N_T$ . Como os símbolos originais são espalhados sobre espaço-frequência, os símbolos recebidos são decodificados juntos em espaço e frequência. Caso contrário, pode ocorrer degradação de desempenho. Desta forma, a matriz de espaço-frequência completa deve ser obtida no receptor antes da decodificação.

20

Após a obtenção de todos os símbolos para a matriz de espaço-frequência,  $S$ , os vetores de recepção que pertencem à mesma matriz de espaço-frequência são aumentados um sobre o outro. Como  $S$  contém  $S_F$  vetores transmitidos, os vetores de transmissão e recepção aumentados são construídos por meio da união de vetores  $S_F$  conforme segue:

25

$$u_s = \begin{pmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_{S_F} \end{pmatrix},$$

Equação (17)

$$\mathbf{y}_a = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \dots \\ \mathbf{y}_{s_f} \end{pmatrix},$$

Equação (18)

o vetor de recepção aumentado pode ser escrito como:

$$\mathbf{y}_a = \mathbf{H}_a \mathbf{u}_a + \mathbf{n}_a \quad \text{Equação (19)}$$

em que a matriz de canais aumentada  $\mathbf{H}_a$  é derivada de equações MIMO para o sinal recebido.

Caso seja utilizado um receptor MMSE conjunto, o vetor de símbolos estimado pode ser escrito como:

$$\tilde{\mathbf{u}}_a = \left( \mathbf{H}_a^H \mathbf{H}_a + \frac{1}{\rho} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}_a^H \mathbf{y}_a;$$

Equação (20)

em que  $\mathbf{u}_a$  é o vetor estimado e as matrizes de covariância são consideradas como sendo diagonais, conforme segue:

$$R_{n_a} = \sigma_{n_a}^2 \mathbf{I}; \quad \text{Equação (21)}$$

$$R_{u_a} = \sigma_{u_a}^2 \mathbf{I}; \quad \text{Equação (22)}$$

$$\rho = \frac{\sigma_{u_a}^2}{\sigma_{n_a}^2} \quad \text{Equação (23)}$$

### Exemplos

Exemplo 1:  $N_V = 2$ ,  $L = 2$ ,  $M = 1$  e  $\mathbf{b}_1 = (b_{11}, b_{12})^T$ ,  $\mathbf{b}_2 = (b_{21}, b_{22})^T$ .

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & e^{i\pi/4} \\ 1 & -e^{i\pi/4} \end{pmatrix},$$

Equação (24)

$$\mathbf{u}_a = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}, \quad \text{e}$$

Equação (25)

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \phi_1 b_{11} & \phi_2 b_{22} \\ \phi_2 b_{21} & \phi_1 b_{12} \end{pmatrix};$$

Equação (26)

em que  $\phi_1 = 1$ ,  $\phi_2 = \phi^{1/2}$ ,  $\phi = e^{i\pi/6}$ .

A matriz de espaço-frequência transmitida final pode ser escrita em seguida como:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} au_{11} + bu_{12} & gu_{21} + mu_{22} \\ eu_{21} + fu_{22} & cu_{11} + du_{12} \end{pmatrix};$$

Equação (27)

em que  $a = 1$ ,  $b = e^{i\pi/4}$ ,  $c = 1$ ,  $d = -e^{i\pi/4}$ ,  $e = e^{i\pi/12}$ ,  $f = e^{i\pi/3}$ ,  $g = e^{i\pi/12}$ ,  $m = -e^{i\pi/3}$ .

A matriz de canais aumentada pode ser escrita como:

$$\mathbf{H}_a = \begin{pmatrix} ah_{11}(k_1) & bh_{11}(k_1) & eh_{12}(k_1) & fh_{12}(k_1) \\ ah_{21}(k_1) & bh_{21}(k_1) & eh_{22}(k_1) & fh_{22}(k_1) \\ ch_{12}(k_2) & dh_{12}(k_2) & gh_{11}(k_2) & mh_{11}(k_2) \\ ch_{22}(k_2) & dh_{22}(k_2) & gh_{21}(k_2) & mh_{21}(k_2) \end{pmatrix}.$$

Equação (28)

Observe-se que o tamanho da matriz de canais aumentada é  $(N_v S_F) \times (L S_F)$ .

Para  $L = 1$ , portanto, a matriz de canais aumentada torna-

5 se:

$$\mathbf{H}_a = \begin{pmatrix} ah_{11}(k_1) & bh_{11}(k_1) \\ ah_{21}(k_1) & bh_{21}(k_1) \\ ch_{12}(k_2) & dh_{12}(k_2) \\ ch_{22}(k_2) & dh_{22}(k_2) \end{pmatrix}.$$

Equação (29)

O codificador prévio generalizado pode ser escrito na forma de uma multiplicação de quatro matrizes:

$$\mathbf{B}_n(k) = \sqrt{\frac{N_T}{N_v}} \mathbf{T}_n(k) \mathbf{V}_n(k) \mathbf{P}_n(k) \mathbf{C}_n(k);$$

Equação (30)

10 em que  $k$  representa um índice de subportadora,  $n$  representa um índice de símbolo OFDM,  $N_T$  é o número de antenas Tx e  $N_v$  é o número de antenas virtuais. Um recurso de tempo-frequência é uma subportadora de um símbolo OFDM.

15 Ao utilizar-se uma matriz de codificação prévia isoladamente, ela pode fornecer difusão espacial ou rotação em constelação para fornecer diversidade adicional. A codificação prévia isoladamente pode também ser utilizada para agrupar usuários em termos das suas matrizes de codificação prévia preferidas. Este esquema poderá também ser combinado com a programação.

20 Ao combinar-se a codificação prévia com código de blocos de tempo-frequência espaço (STFBC), pode-se fornecer ganhos de diversidade adicionais em tempo ou frequência (tais como espaço-tempo alinhado diagonal (DTST), TAST e similares). TAST, por exemplo, utiliza uma matriz Vandermonde para rotação por constelação, seguida por STFBC diagonal. DTST utiliza uma matriz Hadamard seguida por STFBC diagonal.

25 Geralmente, a formação de feixes ou seleção de antena somente é combinada com codificação prévia (tal como TAST) quando  $N_T > N_R$  com um ganho de  $10 \log(N_T/N_v)$  dB. SVD é um dos métodos de formação de feixes populares que podem ser utilizados em uma operação de circuito fechado (tal como TAST).

Carga de potência por antena por subportadora pode ser utilizada para implementar um conceito de enchimento de água como um método isolado ou complementar a métodos de AMC. Carga de potência é uma matriz em diagonal  $P_n(k)$  que é definida conforme segue:

$$P_n(k) = \text{diag} (\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_N}). \quad \text{Equação (31)}$$

A última peça do codificador prévio generalizado é a diversidade de atraso cíclico (CDD). CDD fornece ganhos quando utilizada com canal de desvanecimento plano. Ela não é tão útil para canal seletivo de frequência. CDD é uma matriz diagonal  $T_n(k)$  que é definida conforme segue:

$$T_n(k) = \text{diag} (1, e^{-i2\pi k \Delta f \Delta t}, e^{-i4\pi k \Delta f \Delta t}, \dots, e^{-i2\pi k (NT-1) \Delta f \Delta t}). \quad \text{(Equação (32))}$$

A Figura 1 é um diagrama de constelação de dados recebidos após um equalizador MMSE convencional para 16 QAM. A Figura 2 é um diagrama de constelação girado de dados modulados recebidos sem ruído para 16 QAM após a aplicação de codificação de TAST aos dados recebidos da Figura 1. Cada camada em TAST possui uma rotação de constelação diferente. Isso fornece diversidade adicional para cada camada e também aumenta a distância para camadas durante o processo de decodificação.

Foram propostas muitas formas diferentes de codificadores prévios, formadores de feixes e esquemas de codificação de espaço-tempo ou espaço-frequência. Seria desejável fornecer uma estrutura unificada para codificação prévia de MIMO que pudesse atingir todos os benefícios de multiplexação espacial, diversidade espacial e de frequências, formação de feixes, controle de velocidade e potência adaptativo e diversidade de solicitação de repetição automática (ARQ).

#### RESUMO DA INVENÇÃO

A comunicação por link inferior de senhas de canais únicos é sustentada pelo fornecimento de um transmissor e receptor MIMO. O transmissor inclui  $N_T$  antenas de transmissão para emitir fluxos espaciais para um receptor que contém  $N_R$  antenas de recepção, um codificador prévio e uma unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência em comunicação com o codificador prévio e as antenas de transmissão. A unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência constrói uma matriz que define uma senha TAST com base em uma série de antenas virtuais,  $N_V$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ . O transmissor opera em um modo de circuito aberto quando nenhuma informação de feedback do receptor estiver disponível, um modo de circuito semiaberto quando estiverem disponíveis informações de avaliação de canais e um modo de circuito fechado quando CSI estiver disponível. O receptor é configurado para fornecer feedback para o transmissor com base em um fluxo espacial recebido.

#### BREVE DESCRIÇÃO DAS FIGURAS

Pode ser obtida uma compreensão mais detalhada da presente invenção a partir da descrição de uma realização preferida a seguir, fornecida como forma de exemplo e a ser compreendida em conjunto com as figuras anexas, nas quais:

- 5 - a Figura 1 é um diagrama de constelação de dados recebidos após um equalizador MMSE convencional para 16 QAM;
- a Figura 2 é um diagrama de constelação girado de dados modulados recebidos sem ruído para 16 QAM após a aplicação de codificação TAST aos dados recebidos da Figura 1;
- 10 - a Figura 3 exibe o desempenho de multiplexação espacial de STST TAST em codificação prévia SF com receptores avançados convencionais;
- a Figura 4 é um diagrama de bloco de um transmissor MIMO; e
- a Figura 5 é um diagrama de bloco de um receptor MIMO.

#### DESCRIÇÃO DETALHADA DAS REALIZAÇÕES PREFERIDAS

15 Quando indicado a seguir, a terminologia “unidade de transmissão e recepção sem fio (WTRU)” inclui, mas sem limitar-se a um equipamento de usuário (UE), estação móvel, unidade de assinante fixa ou móvel, pager, telefone celular, assistente digital pessoal (PDA), computador ou qualquer outro tipo de dispositivo de usuário capaz de operar em um ambiente sem fio. Quando indicado a seguir, a terminologia “estação base” inclui, mas sem limitar-se a um Nó B, controlador de local, ponto de acesso (AP) ou qualquer outro tipo de dispositivo de interface capaz de operar em um ambiente sem fio.

25 A arquitetura DL MIMO aqui apresentada engloba muitos dos esquemas propostos como casos especiais obtidos por meio de simples alteração dos parâmetros ou das combinações dos módulos.

30 É descrita uma plataforma de simulação que sustentará a maior parte dos esquemas propostos e fornecerá um ambiente de desenvolvimento de algoritmos flexíveis. A otimização conjunta da ordem de multiplexação espacial e do ganho de diversidade é atingida por meio de divisão da faixa de frequências em subfaixas obtidas por meio da combinação de blocos de recursos (RB) de tempo-frequência consecutivos. Símbolos de informação são espalhados em seguida sobre diferentes subfaixas para aumentar a diversidade.

35 Com este propósito, símbolos modulados são agrupados em senhas de espaço-tempo ou espaço-frequência (STF). Cada senha STF consiste de  $N_S L$  símbolos modulados, em que  $N_S$  é o número de fluxos espaciais. Cada senha é dividida em  $N_S$  vetores componentes (camadas espaciais),  $u_j$ ,  $j = 1, \dots, N_S$  com comprimento  $L$ .

Cada vetor componente é codificado previamente de forma a poder ser espalhado sobre o espaço, espaço-tempo conjunto ou espaço-frequência

conjunto em que  $u_j \rightarrow v(u_j)$ . Os vetores de saída são distribuídos em seguida ao longo de antenas e recursos de tempo e frequência, a fim de maximizar a vantagem da diversidade.

Para ordens de multiplexação espacial (SM) de mais de 1, ocorre interferência espacial entre as diferentes camadas. Esta interferência espacial pode ser reduzida por meio de atribuição do código constituinte em cada camada espacial a um subespaço algébrico diferente em que  $v_j = \Phi_j v(u_j)$ .

Modos de operação:

O módulo de diversidade e multiplexação pode ser otimizado para os três modos de operação a seguir, com base nas informações de feedback disponíveis.

Circuito aberto: nenhuma informação de feedback é disponível. A ordem de SM é selecionada como  $N_S = \min(N_T, N_R)$ . Para este caso, o número de antenas virtuais  $N_V$  é selecionado como sendo o número de antenas Tx  $N_T$ .

Circuito semiaberto: informações de avaliação de canais são disponíveis no transmissor. Em seguida,  $N_S = \text{avaliação}(H)$ . Para este caso, seleciona-se  $N_V = N_T$ .

Circuito fechado: CSI é disponível no transmissor. Em seguida,  $N_S = N_V = \text{avaliação}(H)$ . Se  $N_V < N_T$ , qualquer seleção de antenas ou formação de feixes pode ser aplicada no transmissor. Pode-se atingir um ganho adicional de  $10 \log_{10}(N_T/N_V)$  dB.

Exemplos de esquemas MIMO que utilizam a arquitetura unificada incluem código de blocos de espaço-tempo (STBC) Alamouti, espaço-tempo em camadas Bell-Labs (BLAST) diagonal, códigos DTST e códigos TAST (com e sem diversidade de frequências).

### Exemplo 1

#### Esquema Alamouti

Alamouti propôs STBC por meio de duas antenas Tx que atinge diversidade total ao mesmo tempo em que permite um decodificador de processamento linear simples. Diversidade total indica que cada símbolo passa por  $N_T N_R M$  variáveis aleatórias independentes através do canal MIMO em que o Esquema Alamouti é ilustrado por:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} u_1 & -u_2^* \\ u_2 & u_1^* \end{pmatrix};$$

Equação (33)

que pode ser re-escrita como:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} u_1 & -iu_2^* \\ iu_2 & u_1^* \end{pmatrix}.$$

Equação (34)

A codificação prévia pode ser escrita como:

$$v_1(u_1) = (u_1, u_1^*); \quad \text{Equação (35)}$$

$$v_2(u_2) = (\Phi^{1/2} u_2, \Phi^{1/2} u_2^*), \text{ em que } \Phi = -1 \quad \text{Equação (36)}$$

Para este esquema, os parâmetros são:

$$M = 1, N_T = N_V = N_S = 2, L = 1, N = 2;$$

$$R_P = N_S L/N = 1; \text{ e}$$

$$D_P = N_V N_R = 4;$$

em que  $M$  é o número médio de múltiplos trajetos de desvanecimento Rayleigh independentes que podem ser resolvidos,  $R_P$  é a velocidade do codificador prévio,  $D_P$  é a ordem de diversidade máxima por meio da utilização de dimensão de tempo ou frequência ( $= N_T N_R M$ ),  $N_S$  é o número de fluxos espaciais,  $N_T$  é o número de antenas Tx,  $N$  é o número de registros do vetor de símbolo Tx após a codificação prévia,  $L$  é o número de linhas,  $N_R$  é o número de antenas Rx. Para TAST,  $N = S_F = N_V \times M$ . Observe-se que o esquema de Alamouti não pode atingir ordens de multiplexação de mais de 1.

### Exemplo 2

#### Blast Diagonal

A matriz STBC para D-BLAST pode ser escrita como:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} v_{11} & \phi^{1/2} v_{21} & 0 \\ 0 & v_{12} & \phi^{1/2} v_{22} \end{pmatrix};$$

$$\text{Equação (37)}$$

em que  $v_{11}, \dots, v_{22}$  e  $\phi$  são construídos utilizando codificação de canais diagonalmente no interior de cada camada. Para este esquema, os parâmetros são:

$$M = 1, N_T = N_V = N_S = N_R = 2, L = 2, N = N_V + N_S - 1 = 3;$$

$$R_P = N_S L/N = 4/3; \text{ e}$$

$$D_P = N_V N_R = 4.$$

Observe-se que a velocidade é menor que a velocidade máxima ( $\min(N_T, N_R)$ ). A diversidade total já é garantida pelos codificadores prévios de componentes, dentro da cada camada, e pela expansão da dimensão temporal de códigos.

### Exemplo 3

#### DTST

Os códigos DTST utilizam formação de camadas espaciais em diagonal na matriz espaço-tempo.  $N_V = 3, N_S = 3, M = 1$ , em que  $v_1 = (v_{11}, v_{12}, v_{13})^T, v_2 = (v_{21}, v_{22}, v_{23})^T, v_3 = (v_{31}, v_{32}, v_{33})^T$ . A matriz de codificação prévia utilizada é uma matriz Hadamard com tamanho  $N_V \times N_V$ .

$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Equação (38)

$$\mathbf{v}_j = \Phi_j \mathbf{C} \mathbf{u}_j; \text{ e}$$

Equação (39)

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} u_{11} + u_{12} + u_{13} & u_{21} + u_{22} + u_{23} & u_{31} + u_{32} + u_{33} \\ u_{31} - u_{32} + u_{33} & u_{11} - u_{12} + u_{13} & u_{21} - u_{22} + u_{23} \\ u_{21} + u_{22} - u_{23} & u_{31} + u_{32} - u_{33} & u_{11} + u_{12} - u_{13} \end{pmatrix};$$

Equação (40)

em que  $\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_3 = 1$ ;  $M = 1$ ,  $N_T = N_V = 3$ ,  $N_S = N_R = 3$ ,  $L = 3$ ,  $N = 3$ ,  $R_P = N_S L/N = 3$ ; e  $D_P = N_V N_R = 9$ .

Observe-se que este esquema possui velocidade total e possui o potencial de atingir diversidade total para canais de desvanecimento plano. O problema com este esquema, entretanto, é que ele não fornece supressão de interferência entre as camadas espaciais. Na prática, portanto, este esquema pode não atingir diversidade total. Além disso, diversidade de espaço-frequência conjunto e espaço-tempo conjunto não está sendo utilizada.

#### Exemplo 4

##### TAST de Diversidade Total e Velocidade Total

Códigos de espaço-tempo algébricos alinhados (TAST) utilizam formação de camadas espaciais em diagonal na matriz espaço-tempo similar a DTST. Esta formação de camadas espacial é denominada alinhamento.

$N_V = 3$ ,  $N_S = 2$ ,  $M = 1$ ; em que  $\mathbf{v}_1 = (v_{11}, v_{12}, v_{13})^T$ ,  $\mathbf{v}_2 = (v_{21}, v_{22}, v_{23})^T$ .

A matriz de codificação prévia utilizada é uma matriz Vandermonde com tamanho  $N_V M \times N_V M$ ; que fornece rotação de constelação diferente para cada entrada em S.

$$\mathbf{C} = \text{VMD}(\theta_1, \dots, \theta_{N_V M}) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -e^{i2\pi/9} & e^{i4\pi/9} \\ 1 & -je^{i2\pi/9} & -(1+j)e^{i4\pi/9} \\ 1 & -je^{i2\pi/9} & -(1+j^2)e^{i4\pi/9} \end{pmatrix};$$

Equação (41)

em que  $\theta_1, \dots, \theta_{S_F}$  são as raízes do polinômio  $X^{S_F} - i$  para  $S_F = 2^p$ ,  $p \geq 1$ ,  $i = \sqrt{-1}$ .

$$\mathbf{v}_j = \Phi_j \mathbf{C} \mathbf{u}_j; \text{ e}$$

Equação (42)

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} v_{11} & 0 & \phi^{1/3} v_{23} \\ \phi^{1/3} v_{21} & v_{12} & 0 \\ 0 & \phi^{1/3} v_{22} & v_{13} \end{pmatrix};$$

Equação (43)

em que:

$\Phi_1 = 1$ ,  $\Phi_2 = \Phi^{1/3}$ ,  $\Phi = e^{im/6}$  são números diofantinos;

$M = 1$ ,  $N_T = N_V = 3$ ,  $N_S = N_R = 2$ ,  $L = 3$ ,  $N = 3$ ;

Observe-se que a diversidade total e a velocidade total, 2, são atingidas para canal de desvanecimento plano. A flexibilidade deste esquema é que o número de fluxos espaciais pode ser ajustado de 1 até a velocidade máxima.

### Exemplo 5

#### TAST com Diversidade de Frequências

Considera-se no presente que existem dois componentes de múltiplos trajetos nas subportadoras atribuídas  $N_V = 2$ ,  $N_S = 2$ ,  $M = 2$  (considera-se dois trajetos múltiplos e duas subfaixas) em que  $v_1 = (v_{11}, v_{12}, v_{13}, v_{14})^T$ ,  $v_2 = (v_{21}, v_{22}, v_{23}, v_{24})^T$ . A matriz de codificação prévia utilizada é uma matriz Vandermonde com tamanho  $N_V M \times N_V M$ .

$$C = VMD(\theta_1, \dots, \theta_{N_V M});$$

Equação (44)

$$v_j = \Phi_j C u_j; \text{ e}$$

Equação (45)

$$S = \begin{matrix} \text{Antena 1} \\ \text{Antena 2} \end{matrix} \left\{ \underbrace{\begin{pmatrix} v_{11} & \Phi^{1/4} v_{22} \\ \Phi^{1/4} v_{21} & v_{12} \end{pmatrix}}_{\substack{f_1 \quad f_2 \\ \text{Subband 1}}} \underbrace{\begin{pmatrix} v_{13} & \Phi^{1/4} v_{24} \\ \Phi^{1/4} v_{23} & v_{14} \end{pmatrix}}_{\substack{f_3 \quad f_4 \\ \text{Subband 2}}} \right\};$$

Equação (46)

em que  $\Phi_1 = 1$ ,  $\Phi_2 = \Phi^{1/4}$ ,  $\Phi = e^{im/6}$ ;  $M = 2$ ,  $N_T = N_V = N_S = N_R = 2$ ,  $L = 4$ ,  $N = 4$ ;  $R_P = N_S L/N = 2$ ; e  $D_P = N_V N_R M = 8$ .

Observe-se que diversidade total e velocidade total é atingida para um canal seletivo de frequências com número médio de dois trajetos múltiplos.

Módulo de formação de feixes:

Se  $N_T > N_R$  e algum feedback de CSI for disponível do receptor, pode-se utilizar seleção de feixe/antena Tx ou formação de feixes. A formação de feixes pode ser implementada utilizando SVD ou outras técnicas. Estes esquemas podem ser combinados com STFBC.

Módulo de codificação prévia crescente (diversidade ARQ):

O ingrediente final na nossa estrutura é o módulo de redundância crescente que permite a exploração ideal das retransmissões de ARQ. Iterações subsequentes são importantes para limpar os erros residuais com uma redução mínima do rendimento médio. A fim de atingir este objetivo, as senhas enviadas no rodadas de ARQ devem ser adequadamente construídas conforme o princípio de redundância crescente. A abordagem mais eficiente para redundância crescente descrita no presente é diferente de abordagens tradicionais com base em codificação de canais.

É utilizado um codificador prévio longo (seguindo as instruções discutidas anteriormente) com um padrão de punção adequadamente projetado. Ao receber um reconhecimento negativo (NACK), é enviado um outro segmento da matriz de emissão de codificador prévio e o receptor tenta decodificar utilizando todas as observações recebidas até o momento. O projeto de um codificador prévio de redundância crescente pode ser adaptado com base na potência de processamento disponível no decodificador do receptor.

É descrita no presente uma abordagem unificada para codificação prévia de MIMO. A estratégia de implementação é modular e permite a exploração simultânea de: 1) características de velocidade total e diversidade total do canal MIMO; 2) ganho de formação de feixes associado às informações de estado de canal (CSI) de feedback limitado; 3) ganho de programação do canal de broadcast DL MIMO; 4) ganho de controle de velocidade e potência adaptativa; e 5) ganho de diversidade resultante do uso apropriado de retransmissões de ARQ. A estrutura de codificação prévia apresenta parâmetros e permite uma compensação tridimensional elegante entre desempenho, complexidade e capacidade de canais de feedback.

A Figura 4 é um diagrama de bloco de um transmissor MIMO 400 que inclui um codificador de canais 405, um entrelaçador 410, uma série de unidades de mapeamento de constelação e modulação adaptativa 415<sub>1</sub> a 415<sub>N</sub>, um codificador prévio 420, uma unidade de construção de matrizes STF 425, uma unidade de carregamento de potência 430, uma unidade de seleção de antenas ou formação de feixes opcional 435, uma unidade de diversidade cíclica (CDD) opcional 440, uma série de moduladores OFDM 445<sub>1</sub> – 445<sub>N</sub> e uma série de antenas 450<sub>1</sub> – 450<sub>N</sub>.

O transmissor 400 exibido na Figura 4 opera utilizando uma única senha de canal. Bits de informação 402 para uma única senha de canal são introduzidos no codificador de canal 405. Existe, portanto, apenas um codificador de canal 405 que se aplica a todos os fluxos espaciais. O codificador de canal 405 pode ser, por exemplo (mas sem limitações), um codificador Turbo, um codificador de verificação de paridade em baixa densidade (LDPC), um codificador convolucional, codificador Reed-Solomon (RS) e similares. Os bits de dados 408 construídos pelo codificador de canal 405 são introduzidos no entrelaçador 410, que impulsiona os bits de dados ao longo do tempo (sobre diferentes intervalos de tempo de transmissão (TTIs)), sobre frequência (ou seja, sobre diferentes subportadoras de um sistema OFDM) ou pelo espaço (ou seja, por diferentes fluxos espaciais ou diferentes antenas de transmissão). O entrelaçador 410 determina quais bits de dados devem ser transmitidos sobre quais unidades de recursos de tempo-frequência-espaço. Esta distribuição de bits de dados depende de qual esquema deve ser utilizado. O entrelaçador 410 deverá ser projetado com base na matriz espaço-tempo ou matriz espaço-frequência que é utilizada na

unidade de construção de espaço-tempo ou espaço-frequência 425. O entrelaçador 410 e a unidade de construção de matrizes STF 425 determinam o ganho de diversidade de unidades de recursos de tempo-frequência-espaço.

Ainda com referência à Figura 4, o entrelaçador 412 emite  $N_S$  fluxos espaciais 412. Cada fluxo espacial 412 pode possuir uma modulação diferente. Cada um dos fluxos espaciais 412 pode possuir, portanto, uma velocidade diferente. Isso proporciona flexibilidade para compensação de multiplexação de diversidade. Os fluxos espaciais 412 são processados pelas unidades de modulação adaptativa e mapeamento de constelações 415<sub>1</sub> – 415<sub>N</sub>, que mapeiam os  $N_S$  fluxos espaciais 412 para transmitir os símbolos 418<sub>1</sub> – 418<sub>N</sub>. Para que a modulação adaptativa trabalhe eficientemente, é necessário algum tipo de informação de feedback do receptor. Isso pode ser atingido na forma de feedback indicador da qualidade de canais (CQI) do receptor para o transmissor com base em um fluxo espacial recebido. Para um fluxo espacial que passará através de uma relação sinal-ruído (SNR) recebida mais alta, pode-se atribuir modulação de ordem superior. A ordem da modulação determina quantos bits de dados são agrupados para formar um símbolo de transmissão complexo.

O codificador prévio 420 e a unidade de construção de matrizes 425 trabalham em conjunto para otimizar o ganho de diversidade e a ordem de multiplexação espacial. A ordem de multiplexação espacial aumenta se o CQI relatado para fluxos for alto. Pode ser desejável, entretanto, aumentar a ordem de diversidade caso o CQI relatado não seja satisfatório. Neste esquema geral, o número de fluxos espaciais ( $N_S$ ) pode ser diferente do número de antenas virtuais utilizadas ( $N_V$ ) na matriz STF. Isso proporciona flexibilidade para atingir ordens de multiplexação e diversidade independentes. A ordem de multiplexação é fornecida por  $N_S$ .

O transmissor 400 da Figura 4 é muito flexível por permitir o uso de vários esquemas populares dentro da mesma arquitetura, conforme exibido anteriormente por meio dos Exemplos 1 a 4. O esquema TAST utilizado é um codificador STF de velocidade total e diversidade total (FDFR) que inclui o codificador prévio 420, com base em uma matriz Vandermonde seguida por uma matriz espaço-tempo ou espaço-frequência, conforme fornecido pela unidade de construção de matrizes STF 425. A ordem de diversidade do esquema baseia-se no número de trajetos múltiplos Rayleigh independentes que podem ser resolvidos,  $M$ . Portanto, a ordem máxima de diversidade que é atingida por meio de TAST é  $N_T \times N_R \times M$ . Após a determinação da ordem de multiplexação ( $N_S$ ) e  $M$ , pode-se atingir a codificação de TAST. Em primeiro lugar, a faixa de frequências de faixa base é dividida em  $M$  subfaixas. As subfaixas são construídas por meio de agrupamento de subportadoras consecutivas entre si. Em seguida, os símbolos de transmissão são espalhados sobre subfaixas diferentes para aumentar a diversidade.

Após a construção da matriz STF  $428_1-428_N$ , é realizado carregamento de potência pela unidade de carregamento de potência 430 para cada antena virtual. Existem, entretanto, duas escolhas fundamentais neste ponto. Caso exista um canal de feedback lento (mais comum), em que informações de CQI não são atualizadas, é implementada uma abordagem de enchimento de água utilizando as unidades de mapeamento de constelação e modulação adaptativa  $415_1 - 415_N$ . A modulação de ordem superior é fornecida, portanto, a antenas virtuais que possuem melhor SNR recebida que as demais. Alternativamente, mais potência pode ser fornecida para antenas virtuais com SNR efetiva mais alta. Caso o número de antenas virtuais ( $N_V$ ) seja igual ao número de antenas de transmissão ( $N_T$ ), a unidade de seleção de antenas ou formação de feixes 435 não é necessária. Desta forma, a unidade de seleção de antenas ou formação de feixes 435 somente é necessária quando  $N_V < N_T$ . Quando  $N_T < N_V$ , existem duas escolhas que trabalham com o esquema TAST.

Em uma realização, seleção de antenas de transmissão ou formação de feixes pode ser realizada utilizando uma unidade de seleção de antenas ou formação de feixes 435 opcional. A seleção de antenas de transmissão pode ser realizada em um padrão cíclico quando nenhum feedback for fornecido pelo receptor ou pode ser baseada em feedback de CQI por antena do receptor. Neste último caso, são selecionadas as antenas com a melhor SNR recebida. Em qualquer dos casos, a seleção de antenas necessita de menos feedback que a formação de feixes. Caso mais informações de feedback de canais sejam disponíveis por meio de CQI, pode-se fornecer formação de feixes.

Em uma outra realização, pode ser utilizada a unidade de CDD opcional 440. Este esquema pode fornecer alguns ganhos de diversidade adicionais no caso de um canal de fading plano. O esquema descrito acima pode trabalhar com CDD sem emendas.

Os moduladores de OFDM  $445_1 - 445_N$  realizam uma transformação Fourier rápida inversa (IFFT) com tamanho  $K$  sobre a saída do transmissor 400 antes de ser transmitida pelas antenas  $450_1 - 450_N$ .

A Figura 5 é um diagrama de bloco de um receptor MIMO 500 que inclui uma série de antenas  $505_1 - 505_N$ , uma série de demoduladores OFDM  $510_1 - 510_N$ , um equalizador STF conjunto 515, uma série de unidades de desmapeamento de símbolos  $520_1 - 520_N$ , um desentrelaçador 525 e um decodificador de canais 530.

Os demoduladores OFDM 510 realizam uma operação de transformação Fourier rápida (FFT) com tamanho  $K$  para cada antena receptora  $505_1 - 505_N$ . As emissões  $512_1 - 512_N$  dos demoduladores OFDM são processadas pelo equalizador STF conjunto 515. O equalizador STF conjunto 515 emite símbolos

recebidos  $518_1 - 518_N$ , que são mapeados de volta para os bits de dados recebidos 522 por meio das unidades de desmapeamento de símbolos  $520_1 - 520_N$ . Em seguida, o desentrelaçador 525 recupera a sequência de tempo original de bits de dados recebidos e ordenados 528 emitidos pelo transmissor 400. Os bits de dados recebidos e ordenados 528 são decodificados pelo decodificador de canais 530 para a obtenção de bits de informação recebidos 535.

Alguns receptores avançados, tais como receptores de cancelamento de interferência em série (SIC), necessitam de feedback da emissão do decodificador de canais 530 para o equalizador STF conjunto 515. Caso seja fornecido esse feedback, o equalizador STF conjunto 515 forneceria emissões de decisão mole. Neste caso, decisões duras são obtidas por meio de diversas iterações.

Modelo de sistema:

Um canal Rayleigh MIMO-OFDM é considerado com  $N_T$  antenas de transmissão e  $N_R$  antenas de recepção. Para simplicidade de apresentação, considera-se que o canal MIMO-OFDM é plano e varia de frequência conforme um modelo de desvanecimento de bloco. Neste modelo, um quadro (ou seja, uma senha de codificador prévio) contém  $M$  blocos em que os coeficientes de desvanecimento permanecem fixos ao longo de um bloco e altera-se independentemente de um bloco para o seguinte. O canal é modelado, portanto, por  $N_T \times N_R \times M$  variáveis aleatórias gaussianas complexas independentes (com média zero e variação unitária), em que  $M$  é igual ao número médio de múltiplos trajetos de desvanecimento Rayleigh independentes que podem ser resolvidos. Considera-se que o ruído aditivo neste modelo é média zero com uma distribuição gaussiana branca e considera-se que cada bloco de desvanecimento cobre  $\min(N_T, N_R)$  intervalos de símbolos (esta última consideração destina-se apenas a conveniência de apresentação e pode ser facilmente relaxada). Matematicamente, o sinal recebido é fornecido por:

$$y_t = \sqrt{\frac{\rho}{N_t}} H_t x_t + w_t, t = 1, \dots, T;$$

Equação (47)

em que  $\{x_t \in C_r^N; t = 1, \dots, T = \min(N_T, N_R) \times M\}$  é o sinal transmitido,  $\{y_t \in C_r^N; t = 1, \dots, T\}$  é o sinal recebido,  $\{w_t \in C_r^N; t = 1, \dots, T\}$  indica o ruído gaussiano de canal com entradas independentes e distribuídas identicamente  $\sim N_C(0, 1)$ ,  $\rho$  é a relação sinal-ruído (SNR) média por antena receptora e  $H_t$  é a matriz de  $N_R \times N_T$  canais em que o  $(i, j)$ º elemento  $h_{ij}^c$  representa o coeficiente de desvanecimento entre a  $j$ ª antena de transmissão e a  $i$ ª de recepção no momento  $t$ . Os coeficientes de desvanecimento são adicionalmente considerados independentes e distribuídos identicamente  $\sim N_C(0, 1)$  e permanecem fixos por  $t = 1, \dots, \min(N_T, N_R)$ . É utilizado um modelo de solicitação de repetição automática (ARQ) estática a longo prazo com um

máximo de  $L$  rodadas de retransmissão (ou seja,  $L = 1$  corresponde a ausência de retransmissões).

Neste modelo, os coeficientes de canais permanecem constantes durante todas as rodadas de ARQ e alteram-se para novos valores independentes com cada novo pacote. Este modelo destina-se a desacoplar o ganho de ARQ do ganho de entrelaçamento temporal (ou de frequências). Ele representa o cenário de pior caso em termos de diversidade que pode ser atingida com um máximo de  $L$  rodadas ARQ.

Ao executar a restrição de entrada (quando o controle de potência não é permitido):

$$\mathbb{E} \left[ \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T |x_i|^2 \right] \leq N_T.$$

Equação (48)

É adotado o cenário coerente em que a matriz de canais  $H_i$  é considerada perfeitamente conhecida no receptor (os detalhes do mecanismo de estimativa de canais não são discutidos no presente).

Com base nas informações de estado de canais e complexidade disponíveis, qualquer número de cinco módulos básicos pode ser utilizado conjuntamente. O emparelhamento natural entre os diferentes módulos é ressaltado na sequência.

Codificação prévia de velocidade total e diversidade total:

Sabe-se bem que um canal MIMO-OFDM  $(N_T, N_R, M)$  pode sustentar um ganho de multiplexação máximo de  $\min(N_R, N_T)$  e pode oferecer uma vantagem de diversidade máxima de  $N_T N_R M$ . No presente, codificadores prévios de MIMO que permitem atingir simultaneamente os ganhos máximos de diversidade e multiplexação são codificadores prévios de FDFR. No presente, o princípio de codificação TAST é utilizado para construir codificadores prévios FDFR adequados para encaixar-se na nossa estrutura unificada. A estrutura TAST é selecionada devido à sua generalidade, capacidade de explorar diversidade espacial e de frequências, acessibilidade a decodificação com baixa complexidade e natureza em parâmetros.

Considera-se que não existam retransmissões de ARQ (ou seja,  $L = 1$ ). O codificador prévio TAST opera sobre um vetor de entrada de  $(\min(N_R, N_T))^2 M$  símbolos QAM e produz uma matriz de  $\min(N_R, N_R) \times \min(N_R, N_T) M$  a ser transmitida ao longo de um canal MIMO equivalente com  $\min(N_R, N_T)$  antenas de transmissão. Este canal de MIMO equivalente é criado por um codificador prévio de formação de feixes. O codificador prévio de TAST atinge a propriedade de velocidade total, pois a velocidade de transmissão é de  $\min(N_T, N_R)$  símbolos QAM por uso de canal. Para atingir diversidade total, o codificador prévio de TAST divide o vetor de entrada em  $\min(N_T, N_T)$  vetores,

cada qual com  $\min(N_T, N_R)$   $M$  símbolos QAM. Cada vetor é codificado independentemente por um codificador prévio de entrada isolada e saída isolada (SISO) com diversidade total (ou seja, matriz de rotação algébrica) e atribuído a uma linha diferente na matriz de transmissão espaço-tempo. Cada linha é selecionada de forma a

5 cobrir todas as  $\min(N_T, N_R)$  dimensões espaciais e as  $M$  dimensões de frequências. A fim de minimizar a interferência mútua entre as diferentes linhas, cada uma é multiplicada por um fator de escala diofantina diferente. Se  $N_T \geq N_R$ , o módulo de formação de feixes discutido no capítulo a seguir é inativo e o canal MIMO equivalente é o mesmo canal original. Neste caso, pode-se estabelecer a propriedade de diversidade total do

10 codificador prévio de TAST proposto.

Codificação prévia para formação de feixes generalizados:

O segundo módulo do codificador prévio explora feedback limitado, do receptor para o transmissor, para realizar um ganho significativo de formação de feixes quando o número de antenas de transmissão for maior que o número de

15 antenas de recepção (ou seja,  $N_T > N_R$ ). Este módulo opera sobre a matriz de emissão do nosso codificador prévio de TAST com diversidade total e velocidade total. Em primeiro lugar, a decomposição de valor singular de  $H_t$  é utilizada para escrever novamente o sinal recebido como:

$$y_t = \sqrt{\frac{\rho}{N_T}} U_t \Lambda_t V_t^H x_t + w_t;$$

Equação (49)

20 em que  $U_t$  é uma matriz unitária  $N_R \times N_R$ ,  $V_t$  é uma matriz unitária  $N_T \times N_T$  e  $\Lambda_t$  é uma matriz diagonal  $N_R \times N_T$  que contém os  $\min(N_R, N_T)$  valores Eigen ordenados de  $H_t$  (ou seja,  $\lambda_1 > \dots > \lambda_{\min(N_R, N_T)}$ ). Observe-se que as últimas  $N_T - N_R$  colunas da matriz  $\Lambda$  são todas zeros. Em seguida, as informações de feedback são utilizadas para construir uma estimativa da matriz  $V_t$  no transmissor (ou seja,  $V_t$ ). Em

25 seguida,  $V_t$  é utilizada como codificador prévio (ou seja, multiplicador) para um vetor de  $N_T \times 1$  colunas de entrada obtido conforme segue: todo  $N_R \times 1$  vetor de emissão em que  $N_R \times N_T$  do nosso codificador prévio de TAST é multiplicado por  $\sqrt{(N_T/N_R)}$  e preenchido com  $N_T - N_R$  zeros. A seguir, o vetor de entrada para o codificador prévio de formação de feixes é denominado  $x_t$  (em que  $x_t = V_t \tilde{x}_t$ ). No receptor,  $y$  é multiplicado por  $U_t^H$ . Esta

30 multiplicação não altera a distribuição de ruído (ou seja,  $n_t = U_t^H w_t$  possui a mesma distribuição de  $w_t$ ).

O cenário ideal, no qual considera-se que  $V_t = V_t$ , é fornecido como uma ilustração. O sinal do receptor, após processamento, é agora fornecido por:

$$\tilde{y}_t = \sqrt{\frac{\rho}{N_T}} \Lambda \tilde{x}_t + n_t.$$

Equação (50)

O ganho de formação de feixes pode ser agora observado no fato de que, por meio de codificação prévia com  $V_t$ , o canal MIMO foi alterado para um conjunto de  $N_r$  canais paralelos, pois as últimas  $N_T - N_R$  colunas de  $\Lambda$  são todas zeros. A potência média de transmissão, ou seja,  $\rho$ , é agora dividida entre as  $N_R$  primeiras inscrições em  $x_t$ . Este módulo de codificação prévia, portanto, permite um ganho de formação de feixes de  $10 \log_{10} (N_T/N_R)$  dB (o que corresponde precisamente ao fator de escala que multiplica a emissão do codificador prévio TAST antes do codificador prévio de formação de feixes).

A vantagem do codificador prévio de TAST pode ser agora observada por meio de sua comparação com o caso em que  $x_t$  é emitido por um multiplexador espacial V-BLAST. Com o esquema V-BLAST, a probabilidade de erro será determinada pelo fluxo atribuído ao valor Eigen mais fraco, enquanto o codificador prévio TAST permite que todo fluxo experimente todos os valores Eigen com igual probabilidade e, desta forma, evita ser limitado pelo mais fraco. Na prática, também se esperaria uma falta de coincidência entre  $V_t$  e  $V_r$  devido à velocidade finita e/ou erros e/ou atraso do canal de feedback. A propriedade de diversidade total do codificador prévio TAST permite uma maior robustez para esta falta de coincidência.

Várias alternativas de projeto para a construção do livro de códigos formador de feixe, com base no rendimento disponível do canal de feedback e na dimensionalidade do sistema, foram propostas na literatura. Para sistemas com  $N_T$ ,  $N_R$  e  $M$  relativamente pequenos, pode-se empregar a abordagem direta de quantificação de cada coeficiente de desvanecimento independentemente, com apenas uma perda marginal no desempenho.

Ganho de programação:

A terceira vantagem da estrutura de codificação prévia descrita no presente é a sua capacidade de explorar o ganho de broadcast do DL MIMO. Quando  $N_T > N_R$ , a transmissão para  $[N_T/N_R]$  usuários pode ser programada simultaneamente e, desta forma, o rendimento do DL é multiplicado por um fator de  $[N_T/N_R]$ . A estrutura de codificação prévia permite a programação dos usuários com base no feedback parcial fornecido por eles. Idealmente, os usuários programados no mesmo espaço de tempo deverão utilizar codificadores prévios ortogonais, de forma que não sofram interferência mútua no(s) receptor(es). Neste ponto, a correlação cruzada entre os diferentes codificadores prévios é utilizada como uma medida de programação. Mais especificamente, é selecionado o conjunto de usuários:

$$\left\{ i_1, \dots, i_{\lfloor N_T/N_R \rfloor} \right\}$$

que minimiza:

$$\sum_{k=1}^{N_t/N_r} \sum_{j=1}^{N_t/N_r} \left\| \mathbf{V}_t^{(ik)H} \mathbf{V}_t^{(ij)} \right\|_2,$$

Equação (51)

em que  $\mathbf{V}_t^{(ik)}$  é a matriz de codificação prévia para o usuário  $i_k$  no momento  $t$  e  $\|A\|$  é a norma de Frobenius da matriz  $A$ . Esta regra de programação tenta minimizar a soma da interferência mútua entre os diferentes usuários programados no mesmo intervalo de símbolos.

A abordagem descrita no presente permite a programação de diferentes usuários nos diferentes conjuntos de frequências (ou intervalos de símbolos). Para sustentar esta função, entretanto, os parâmetros do codificador prévio TAST deverão ser selecionados de tal forma que um fluxo de informações não seja espalhado ao longo de vários blocos independentes (no domínio de frequências), ou seja, definindo  $M = 1$  ao projetar o codificador prévio de TAST. Consequentemente, surge uma compensação interessante entre o ganho de programação e a diversidade de frequências e a seleção dos parâmetros ideais deverá depender das condições de operação do sistema (tais como difusão de atraso e precisão das informações de feedback). Também vale a pena observar que medidas alternativas podem oferecer ganhos de desempenho mais significativos em certos cenários (tais como substituição de  $\Sigma$  por máximo ou substituição da norma de Frobenius por outra norma). A seleção da medida de programação adequada deverá ser baseada em um estudo de simulação detalhado sob modelos de canais mais realistas.

Controle de velocidade e potência adaptativa:

Caso o canal de feedback possua capacidade suficiente, os usuários podem enviar de volta estimativas dos valores Eigen de canais, ou seja,  $\{\lambda_1, \dots, \lambda_{\min(N_r, N_t)}\}$ . Esta informação pode ser utilizada para adaptar a velocidade instantânea, por meio de variação do tamanho da constelação de QAM, ou para adaptar o nível de potência instantâneo, mantendo-se a média a longo prazo abaixo de  $\rho$ . O algoritmo de adaptação depende em grande parte da restrição de atraso imposta pela aplicação. Para aplicações sensíveis a atrasos que necessitam de uma taxa de transmissão fixa, a abordagem apropriada é o projeto do algoritmo de controle de potência para inverter eficientemente o canal e, desta forma, manter a velocidade de transmissão necessária. O ganho de desempenho resultante é tipicamente indicado como diversidade de controle de potência. Por outro lado, para aplicações tolerantes a atrasos, o algoritmo de controle de velocidade e potência adaptativa deverá tentar atingir exatamente o oposto. Mais especificamente, o algoritmo adaptativo deverá alocar mais potência, junto com uma velocidade de transmissão mais alta, para as condições de canais favoráveis. Esta

abordagem é tradicionalmente indicada como a estratégia de enchimento com água e é importante observar que a capacidade de adaptação de velocidades é crítica neste ponto (embora com dados sensíveis a atrasos, o controle da velocidade não fosse necessário). Desta forma, esta abordagem de codificação prévia permite uma integração sem emendas das características de controle de potência e velocidade, caso seja disponível complexidade de transmissor e receptor e capacidade de feedback suficiente. Na verdade, uma das vantagens adicionais dos codificadores prévios de TAST com diversidade total e velocidade total é que eles minimizam as informações de feedback necessárias neste contexto. Particularmente, em vez de realizar feedback de todos os valores eigen, a propriedade de diversidade total dos codificadores prévios permite a adaptação dos níveis de velocidade e potência com base apenas na capacidade de canais instantânea.

Ganho de ARQ:

O ingrediente final na estrutura de codificação prévia descrita no presente é a função de redundância crescente que é fundamental para a exploração ideal de retransmissões de ARQ. Isso fornece a capacidade de transmissão em um rendimento muito alto com uma taxa de erros relativamente alta na primeira rodada. Depende-se da redundância crescente fornecida na retransmissão de ARQ subsequente para empurrar a taxa de erros para baixo. O codificador prévio de TAST adapta-se a este ambiente de redundância crescente por meio da codificação de um vetor de entrada mais longo (ou seja,  $((\min(N_R, N_T))^2 ML \times 1)$  em uma matriz de  $\min(N_R, N_T) \times \min(N_R, N_T) ML$ , em que  $L$  é o número máximo de retransmissões (incluindo a primeira rodada). As colunas da matriz emitida são adequadamente repartidas em  $L$  conjuntos de colunas (com  $\min(N_T, N_R) M$  colunas em cada conjunto). Em cada rodada de transmissão, iniciada pelo recebimento de um sinal NACK, é enviada uma matriz de  $\min(N_R, N_T) \times \min(N_R, N_T) M$  diferente. Após a  $i^{\text{a}}$  rodada, o decodificador do receptor tenta decodificar o vetor de entrada por meio de combinação das  $i$  matrizes recebidas até então. A eficiência desta abordagem sustenta-se no fato de que o vetor  $((\min(N_R, N_T))^2 ML \times 1)$  completo pode ser decodificado exclusivamente a partir de qualquer das  $L$  matrizes utilizando separadamente um decodificador de baixa complexidade. É evidente que a velocidade deste esquema pode atingir até  $L$  vezes a velocidade sem ARQ, com base na SNR de operação. Vale a pena observar que o desempenho pode ser adicionalmente aprimorado por meio de variação do nível de potência com base no número de rodadas de ARQ.

O codificador prévio de TAST com redundância crescente proposto é comparado com a constelação de Alamouti de redundância crescente. Não há código externo e concentra-se no desempenho do codificador prévio, considerando detecção de erros perfeita. A principal vantagem do esquema proposto, em comparação

com a constelação de Alamouti, é a velocidade de transmissão mais alta em termos do número de símbolos QAM. Isso permite a utilização de uma constelação com tamanho menor, considerando que se pretende a mesma velocidade assintótica. A seguir, considera-se um canal MIMO 2x2 com  $M = 1$  e  $L = 2$ . Como  $N_T = N_R$ , os módulos de codificador prévio de formação de feixes (ou programação) não são empregados e, portanto, concentram-se no aspecto ARQ desta abordagem.

### Realizações

1. Transmissor com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) que compreende:

-  $N_T$  antenas de transmissão para emissão de fluxos espaciais para um receptor que contém  $N_R$  antenas de recepção;

- um codificador prévio; e

- uma unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência em comunicação com o codificador prévio e as antenas de transmissão, em que a unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência constrói uma matriz que define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_V$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ , em que o transmissor opera em uma série de modos diferentes.

2. Transmissor conforme a realização 1, em que os modos incluem:

(i) um modo de circuito aberto quando nenhuma informação de feedback do receptor for disponível e uma ordem de multiplexação espacial for selecionada como  $N_S = \min(N_T, N_R)$ ;

(ii) um modo de circuito semiaberto quando forem disponíveis informações de avaliação de canais e  $N_S = \text{avaliação}(H)$ , em que  $H$  é uma matriz de canais MIMO com o tamanho  $N_R \times N_T$ ; e

(iii) um modo de circuito fechado quando informações de estado de canais (CSI) forem disponíveis e  $N_S = N_V = \text{avaliação}(H)$ , em que  $H$  é uma matriz de canais MIMO com tamanho  $N_R \times N_T$ .

3. Transmissor conforme qualquer das realizações 1 e 2, em que o receptor é configurado para fornecer feedback ao transmissor com base em um fluxo espacial recebido.

4. Transmissor conforme qualquer das realizações 1 a 3, em que o codificador prévio é um codificador prévio com velocidade total e diversidade total (FDFR).

5. Transmissor conforme qualquer das realizações 1 a 4, em que a senha compreende  $N_S L$  símbolos modulados, em que  $N_S$  é o número de fluxos espaciais e  $L$  é o comprimento de cada símbolo.

6. Transmissor conforme a realização 5, em que a senha é dividida em  $N_S$  vetores componentes com comprimento  $L$  e cada vetor componente é codificado previamente, de tal forma que possa ser espalhado sobre pelo menos um dentre espaço, espaço-tempo

conjunto e espaço-frequência conjunto.

7. Transmissor conforme qualquer das realizações 1 a 6, em que, se  $N_V < N_T$ , a seleção de antenas ou formação de feixes é aplicada a uma emissão da unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência para atingir ganhos adicionais.

8. Transmissor conforme qualquer das realizações 1 a 7, que compreende adicionalmente uma unidade de diversidade de atraso cíclico (CDD) que é aplicada a pelo menos uma emissão da unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência para fornecer ganho de diversidade no caso de um canal de desvanecimento plano.

9. Transmissor conforme qualquer das realizações 1 a 8, em que, se  $N_T > N_R$  e as informações de estado de canais (CSI) forem disponíveis, aplica-se seleção de antenas ou formação de feixes a pelo menos uma emissão da unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência para atingir ganhos adicionais.

10. Transmissor conforme qualquer das realizações 1 a 9, em que o número de antenas virtuais,  $N_V$ , o número de antenas de transmissão,  $N_T$ , e o número de fluxos espaciais,  $N_S$ , pode ser definido em valores independentemente desde que  $N_S \leq N_V \leq N_T \geq 1$ .

11. Transmissor de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) que compreende:

- $N_T$  antenas de transmissão para emitir fluxos espaciais para um receptor que contém  $N_R$  antenas de recepção;

- um codificador prévio; e

- uma unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência em comunicação com o codificador prévio e as antenas de transmissão, em que a unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência constrói uma matriz que define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_V$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ , em que a senha é dividida em  $N_S$  vetores componentes com comprimento  $L$  e cada vetor componente é codificado previamente pelo codificador prévio, de tal forma que possa ser espalhado ao longo de pelo menos um dentre espaço, espaço-tempo conjunto e espaço-frequência conjunto.

12. Transmissor conforme a realização 11, em que o transmissor opera em uma série de modos diferentes que incluem:

- (i) um modo de circuito aberto quando nenhuma informação de feedback do receptor for disponível e uma ordem de multiplexação espacial for selecionada como  $N_S = \min(N_T, N_R)$ ;

- (ii) um modo de circuito semiaberto quando for disponível informação de avaliação de canais e  $N_S = \text{avaliação}(H)$ , em que  $H$  é uma matriz de canais MIMO com o tamanho  $N_R \times N_T$ ; e

- (iii) um modo de circuito fechado quando informações de estado de canais (CSI) forem

disponíveis e  $N_S = N_V = \text{avaliação } (H)$ , em que  $H$  é uma matriz de canais MIMO com tamanho  $N_R \times N_T$ .

13. Transmissor conforme qualquer das realizações 11 e 12, em que o receptor é configurado para fornecer feedback para o transmissor com base em um fluxo espacial recebido.

14. Transmissor conforme qualquer das realizações 11 a 13, em que o codificador prévio é um codificador prévio de velocidade total e diversidade total (FDFR).

15. Transmissor conforme qualquer das realizações 11 a 14, em que a senha compreende  $N_S L$  símbolos modulados, em que  $N_S$  é o número de fluxos espaciais e  $L$  é o comprimento de cada símbolo.

16. Transmissor conforme qualquer das realizações 11 a 15, em que, se  $N_V < N_T$ , aplica-se a seleção de antenas ou formação de feixes a uma emissão da unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência para atingir ganhos adicionais.

17. Transmissor conforme qualquer das realizações 11 a 16, que compreende adicionalmente uma unidade de diversidade de atraso cíclico (CDD) que é aplicada a pelo menos uma emissão da unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência para fornecer ganho de diversidade no caso de um canal de desvanecimento plano.

18. Transmissor conforme qualquer das realizações 11 a 17, em que, se  $N_T > N_R$  e forem disponíveis informações de estado de canal (CSI), aplica-se seleção de antenas ou formação de feixes a pelo menos uma emissão da unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência para atingir ganhos adicionais.

19. Transmissor conforme qualquer das realizações 11 a 18, em que o número de antenas virtuais,  $N_V$ , o número de antenas de transmissão,  $N_T$ , e o número de fluxos espaciais,  $N_S$ , podem ser definidos para valores independentemente, desde que  $N_S \leq N_V \leq N_T \geq 1$ .

20. Transmissor com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) que compreende:

- $N_T$  antenas de transmissão para emitir fluxos espaciais para um receptor que contém  $N_R$  antenas de recepção;

- um codificador prévio; e

- uma unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência em comunicação com o codificador prévio e as antenas de transmissão, em que a unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência constrói uma matriz que define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_V$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ , em que, quando  $N_T > N_R$ , transmissão a partir do transmissor MIMO para  $[N_T/N_R]$  usuários é programada simultaneamente com base em feedback parcial fornecido pelos usuários.

21. Transmissor conforme a realização 20, em que o rendimento de link inferior é multiplicado por  $[N_T/N_R]$ .

22. Transmissor com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) que compreende:

-  $N_T$  antenas de transmissão para emitir fluxos espaciais para um receptor que contém  $N_R$  antenas de recepção;

- um codificador prévio espaço-tempo algébrico alinhado (TAST); e

- uma unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência em comunicação com o codificador prévio e as antenas de transmissão, em que a unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência constrói uma matriz que define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_V$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ , em que o codificador prévio de TAST adapta-se a ambientes de redundância crescente por meio da codificação de um vetor de entrada mais longo em uma matriz de  $\min(N_R, N_T) \times \min(N_R, N_T)$  ML em que  $L$  é o número máximo de retransmissões de solicitação de repetição automática (ARQ) e  $M$  é o número médio de múltiplos trajetos de desvanecimento Rayleigh independentes que podem ser resolvidos.

23. Método de sustentação de comunicação por link inferior de senhas de canal único em uma comunicação sem fio que inclui um transmissor e um receptor, em que o transmissor inclui  $N_T$  antenas de transmissão para emitir fluxos espaciais para um receptor que contém  $N_R$  antenas de recepção, em que o método compreende:

- construção de uma matriz que define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_V$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ ;

- divisão da senha em  $N_S$  vetores componentes com comprimento  $L$ ; e

- codificação prévia de cada vetor componente, de tal forma que possa ser espalhado sobre pelo menos um dentre espaço, espaço-tempo conjunto e espaço-frequência conjunto.

24. Método conforme a realização 23, que compreende adicionalmente:

- operação seletiva do transmissor em uma série de modos diferentes, que incluem:

(i) um modo de circuito aberto quando nenhuma informação de feedback do receptor for disponível e uma ordem de multiplexação espacial for selecionada como  $N_S = \min(N_T, N_R)$ ;

(ii) um modo de circuito semiaberto quando forem disponíveis informações de avaliação de canais e  $N_S = \text{avaliação}(H)$ , em que  $H$  é uma matriz de canais MIMO com o tamanho  $N_R \times N_T$ ; e

(iii) um modo de circuito fechado quando informações de estado de canais (CSI) forem disponíveis e  $N_S = N_V = \text{avaliação}(H)$ , em que  $H$  é uma matriz de canais MIMO com tamanho  $N_R \times N_T$ .

25. Método conforme a realização 24, que compreende adicionalmente o fornecimento pelo receptor de feedback para o transmissor com base em um fluxo espacial recebido.

Embora as características e os elementos da presente invenção sejam descritos nas realizações em combinações específicas, cada característica ou elemento pode ser utilizado isoladamente, sem as demais características e elementos das realizações ou em várias combinações com ou sem outras características e elementos da presente invenção. Os métodos ou fluxogramas fornecidos na presente invenção podem ser implementados em um programa de computador, software ou firmware em realização tangível em um meio de armazenagem legível por computador para execução por um processador ou computador para uso geral. Exemplos de meios de armazenagem legíveis por computador incluem memória somente de leitura (ROM), memória de acesso aleatório (RAM), registro, memória de cache, dispositivos de memória semicondutores, meios magnéticos tais como discos rígidos internos e discos removíveis, meios magneto-óticos e meios óticos tais como discos CD-ROM e discos versáteis digitais (DVDs).

Processadores apropriados incluem, por exemplo, um processador para uso geral, processador para fins especiais, processador convencional, processador de sinais digitais (DSP), uma série de microprocessadores, um ou mais microprocessadores em associação com um núcleo de DSP, controlador, microcontrolador, Circuitos Integrados Específicos de Aplicação (ASICs), circuitos de Conjuntos de Portal Programáveis de Campo (FPGAs), qualquer outro tipo de circuito integrado (IC) e/ou máquina de estado.

Um processador em associação com software pode ser utilizado para implementar um transceptor de rádio frequência para uso em uma unidade de transmissão e recepção sem fio (WTRU), equipamento de usuário, terminal, estação base, controlador de rede de rádio (RNC) ou qualquer computador host. A WTRU pode ser utilizada em conjunto com módulos, implementada em hardware e/ou software, tal como uma câmera, módulo de câmera de vídeo, videofone, fone de ouvido, dispositivo de vibração, altofalante, microfone, transceptor de televisão, fone de ouvido para mãos livres, teclado, módulo Bluetooth®, unidade de rádio em frequência modulada (FM), unidade de visor de cristal líquido (LCD), unidade de visor de diodo emissor de luz orgânico (OLED), aparelho de música digital, aparelho de mídia, módulo de vídeo game, navegador da Internet e/ou qualquer módulo de rede de área local sem fio (WLAN).

### Reivindicações

1. Transmissor com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) configurado para operar em um dentre uma série de modos com base na disponibilidade de informações de feedback, em que o transmissor MIMO compreende:

- 5 -  $N_T$  antenas de transmissão para emissão de  $N_S$  fluxos espaciais;
- um codificador prévio; e
- uma unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência em comunicação com o codificador prévio e as antenas de transmissão, em que a unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência constrói uma matriz que
- 10 define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_V$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ ;

**caracterizado** pelo fato de que o transmissor MIMO opera em um modo de circuito aberto quando nenhuma informação de feedback for disponível, o transmissor MIMO opera em um modo de circuito semiaberto quando informações de feedback de avaliação de canal forem disponíveis e o transmissor MIMO opera em um modo de circuito fechado quando informações de feedback de estado de canal forem disponíveis.

2. Transmissor conforme a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que o codificador prévio é um codificador prévio com velocidade total e diversidade total (FDFR).

3. Transmissor conforme a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que a senha compreende  $N_S L$  símbolos modulados, em que  $N_S$  é o número de fluxos espaciais e  $L$  é o comprimento de cada símbolo.

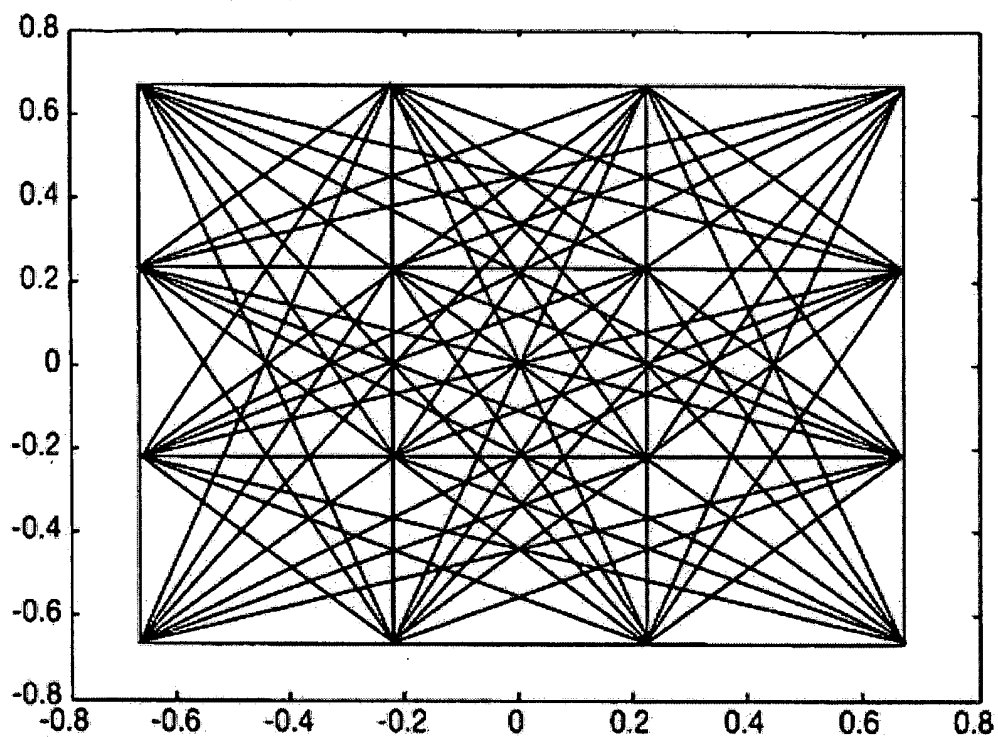
4. Transmissor conforme a reivindicação 3, **caracterizado** pelo fato de que a senha é dividida em  $N_S$  vetores componentes com comprimento  $L$  e cada vetor componente é codificado previamente, de tal forma que possa ser espalhado sobre pelo menos um dentre espaço, espaço-tempo conjunto e espaço-frequência conjunto.

5. Método de operação de um transmissor com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) com base na disponibilidade de informações de feedback, em que o método é **caracterizado** pelo fato de compreender:

- 30 - utilização pelo transmissor MIMO de  $N_T$  antenas de transmissão para emitir  $N_S$  fluxos espaciais;
- construção pelo transmissor MIMO de uma matriz que define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_V$ , e no
- 35 número de antenas de transmissão,  $N_T$ , caracterizado pelo fato de que o método compreende adicionalmente:
- operação do transmissor MIMO em um modo de circuito aberto quando nenhuma informação de feedback do receptor for disponível;

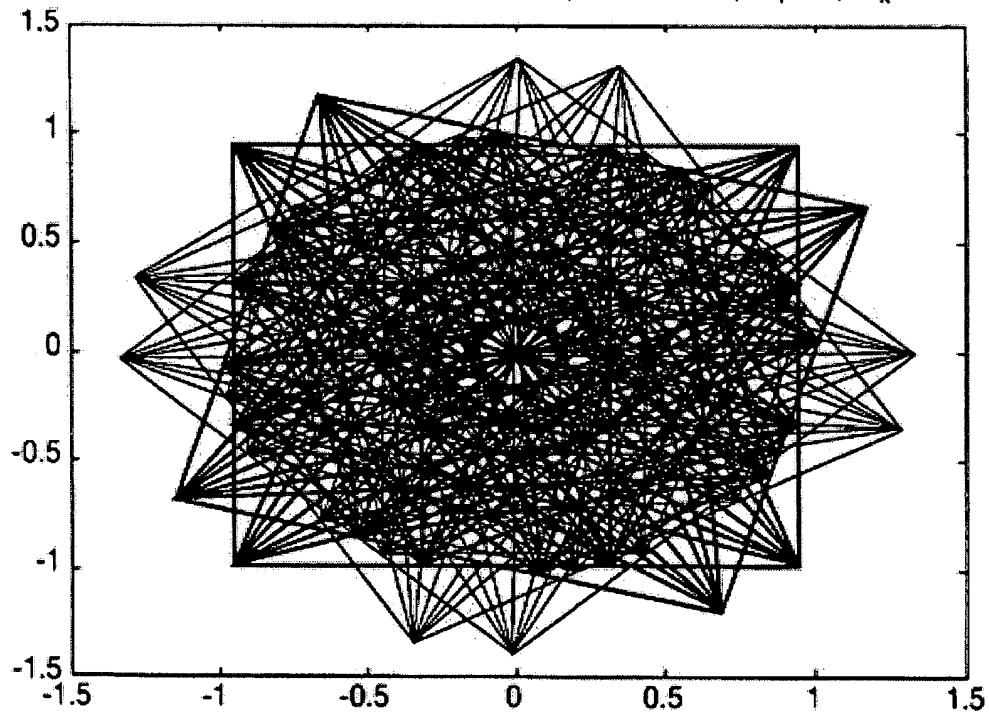


Dados recebidos após equalizador MMSE, TAST  $L = 2$ ,  $N_T = 2$ ,  $N_R = 2$



**FIG. 1** Estado da Técnica

Dados modulados recebidos sem ruído, TAST  $L=2$ ,  $N_T = 2$ ,  $N_R = 2$



**FIG. 2** Estado da Técnica

Desempenho de SM DTST TAST em codificação prébia de SF com receptores avançados

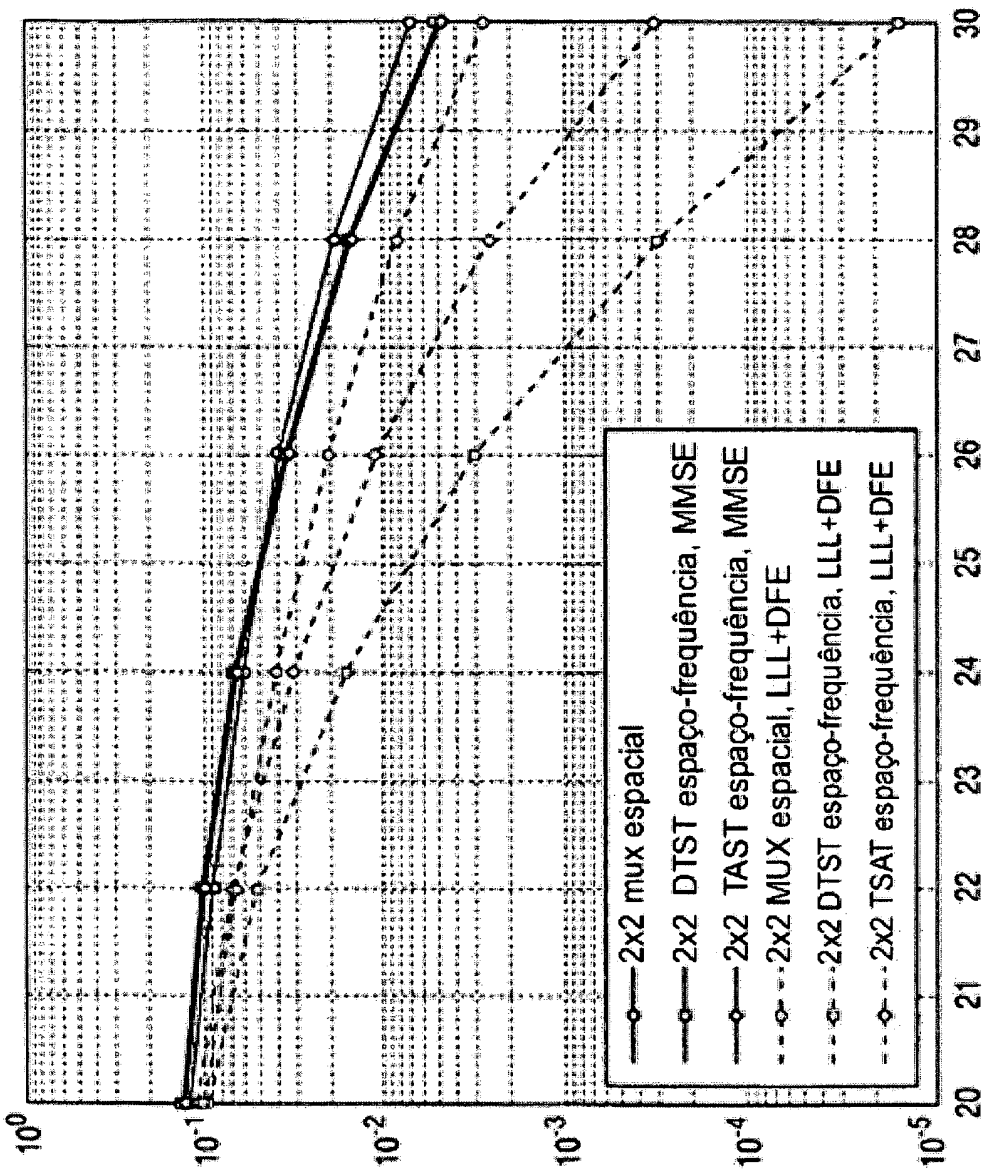


FIG. 3  
Estado da  
Técnica

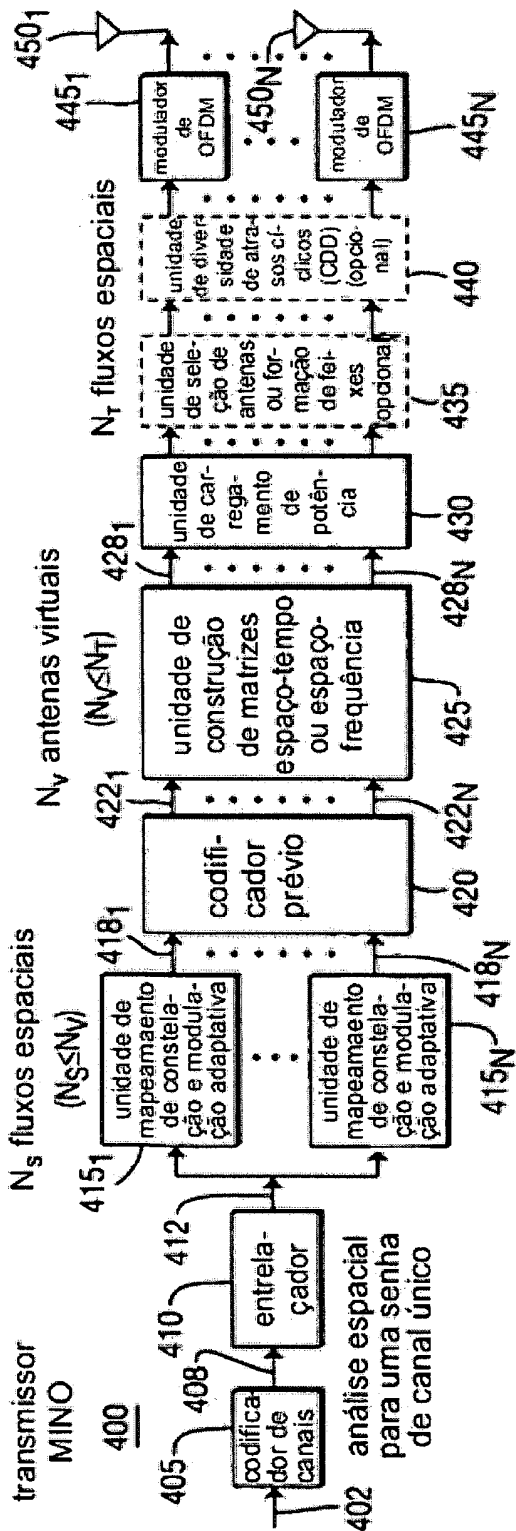


FIG. 4

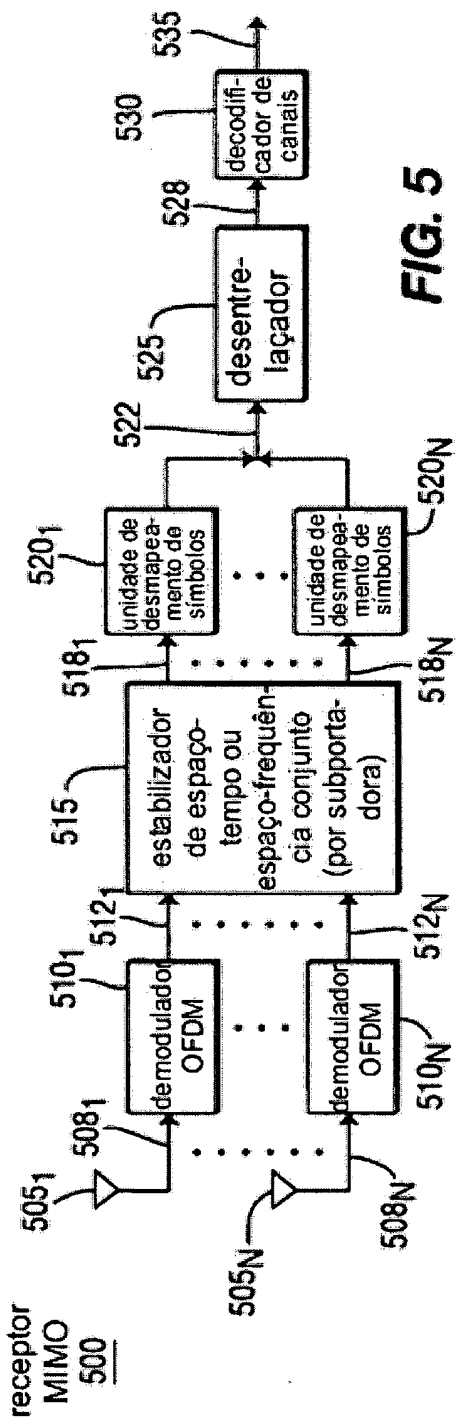


FIG. 5

## Resumo

**Transmissor e receptor de MIMO para sustentar comunicação por link inferior de senhas de canais isolados.**

5 A comunicação por link inferior (DL) de senhas de canais isolados é sustentada pelo fornecimento de um transmissor e receptor de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). O transmissor inclui  $N_T$  antenas de transmissão para emitir fluxos espaciais para um receptor que contém  $N_R$  antenas de recepção, um codificador prévio e uma unidade de construção de matrizes espaço-tempo ou espaço-frequência em comunicação com o codificador prévio e as antenas de transmissão. A

10 unidade de construção de matrizes espaço-tempo e espaço-frequência constrói uma matriz que define uma senha de espaço-tempo algébrico alinhado (TAST) com base em um número de antenas virtuais,  $N_V$ , e no número de antenas de transmissão,  $N_T$ . O transmissor opera em um modo de circuito aberto quando nenhuma informação de feedback do receptor é disponível, um modo de circuito semiaberto quando são

15 disponíveis informações de avaliação do canal e um modo de circuito fechado quando informações de estado de canal (CSI) são disponíveis. O receptor é configurado para fornecer feedback para o transmissor com base em um fluxo espacial recebido.