



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

(11) PI 0414188-1 B1

(22) Data do Depósito: 09/09/2004

(45) Data de Concessão: 07/08/2018



(54) Título: TRANSMISSÃO REDUNDANTE INCREMENTAL EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO

(51) Int.Cl.: H04J 11/00; H03D 1/00

(30) Prioridade Unionista: 09/09/2003 US 60/501,777, 15/03/2004 US 10/801,624, 18/12/2003 US 60/531,391

(73) Titular(es): QUALCOMM INCORPORATED

(72) Inventor(es): TAMER KADOUS

(85) Data do Início da Fase Nacional: 08/03/2006

"TRANSMISSÃO COM REDUNDÂNCIA INCREMENTAL EM UM SISTEMA DE
COMUNICAÇÃO MIMO"

FUNDAMENTOS

I. Campo

5 A presente invenção está de um modo geral relacionada à comunicação e, mais especificamente, a técnicas para transmissão de dados em um sistema de comunicação de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO).

10 **II. Fundamentos**

Um sistema MIMO emprega múltiplas (N_T) antenas de transmissão e múltiplas (N_R) antenas de recepção para a transmissão de dados e é denotado como um sistema (N_T, N_R). Um canal MIMO formado pelas N_T antenas de transmissão e N_R antenas de recepção pode ser decomposto em N_S canais espaciais, onde $N_S \leq \min \{N_T, N_R\}$. O sistema MIMO pode prover maior capacidade de transmissão caso os N_S canais espaciais criados pelas múltiplas antenas de transmissão e recepção sejam utilizados para a transmissão de dados.

20 Um desafio principal em um sistema MIMO é o de selecionar uma taxa adequada para a transmissão de dados com base nas condições de canal. Uma "taxa" pode indicar uma taxa de dados ou uma taxa de bits de informações particular, um esquema de codificação particular, um esquema de modulação particular, um tamanho de pacote de dados particular e assim por diante. A meta da seleção de taxa é a de maximizar a capacidade de transmissão nos N_S canais espaciais, atendendo, porém, a certos objetivos de qualidade, os quais podem ser quantificados por uma taxa de erros de pacote específica (por exemplo, 1 % de PER).

30 A capacidade de transmissão de um canal MIMO depende das relações sinal/ruído mais interferência (SNRs) alcançadas pelos N_S canais espaciais. As SNRs, por sua vez, dependem das condições de canal. Em um sistema MIMO

convencional, um transmissor encodifica, modula e transmite dados de acordo com uma taxa que é selecionada com base em um modelo de um canal MIMO estático. Um bom desempenho pode ser alcançado caso o modelo seja preciso e caso o canal MIMO seja relativamente estático (isto é, não se modifique com o tempo). Em outro sistema MIMO convencional, um receptor estima o canal MIMO, seleciona uma taxa adequada com base nas estimativas de canal e envia a taxa selecionada para o transmissor. O transmissor, a seguir, processa e transmite dados de acordo com a taxa selecionada. O desempenho desse sistema depende da natureza do canal MIMO e da precisão das estimativas de canal.

Para ambos os sistemas MIMO convencionais acima descritos, o transmissor tipicamente processa e transmite cada pacote de dados na taxa selecionada para aquele pacote de dados. O receptor decodifica cada pacote de dados transmitido pelo transmissor e determina se o pacote foi decodificado corretamente ou com erro. O receptor pode enviar de volta uma confirmação (ACK) caso o pacote seja decodificado corretamente, ou uma confirmação negativa (NAK) caso o pacote seja decodificado com erro. O transmissor pode retransmitir cada pacote de dados decodificado com erro pelo receptor, em sua totalidade, quando da recepção de uma NAK proveniente do receptor para o pacote.

O desempenho de ambos os sistemas MIMO acima descritos é altamente dependente da precisão da seleção de taxa. Caso a taxa selecionada para um pacote de dados seja muito conservadora (por exemplo, devido ao fato de a SNR real ser muito melhor do que a estimativa de SNR), então um excesso de recursos do sistema é gasto para transmitir o pacote de dados e a capacidade do canal é subutilizada. Ao contrário, caso a taxa selecionada para o pacote de dados seja muito agressiva, então o pacote pode ser decodificado com erro pelo receptor e os recursos do sistema podem ser

gastos para retransmitir o pacote de dados. A seleção de taxa para um sistema MIMO é desafiadora devido à (1) maior complexidade na estimativa de canal para um canal MIMO e (2) natureza variável no tempo e independente dos múltiplos canais espaciais do canal MIMO.

Existe, portanto, uma demanda na área por técnicas para transmissão eficiente de dados em um sistema MIMO e que não requeiram seleção de taxa precisa para alcançar bom desempenho.

SUMÁRIO

São aqui providas técnicas para efetuar transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema MIMO. Inicialmente, um receptor ou um transmissor no sistema MIMO estima um canal MIMO e seleciona uma taxa adequada para transmissão de dados no canal MIMO. O transmissor é provido com a taxa selecionada caso o receptor efetue a seleção de taxa.

O transmissor processa (por exemplo, encodifica, particiona, intercala e modula) um pacote de dados com base na taxa selecionada e obtém múltiplos (N_B) blocos de símbolos de dados para o pacote de dados. O primeiro bloco de símbolos de dados contém tipicamente informações suficientes para permitir que o receptor recupere o pacote de dados sob condições de canal favoráveis. Cada um dos blocos de símbolos de dados restantes contém redundância adicional para permitir que o receptor recupere o pacote de dados sob condições de canal menos favoráveis. O transmissor transmite o primeiro bloco de símbolos de dados a partir de N_T antenas de transmissão para N_R antenas de recepção no receptor. O transmissor, a seguir, transmite os blocos restantes dos N_B blocos de símbolos de dados, um bloco de cada vez, até que o pacote de dados seja recuperado corretamente pelo receptor ou até que todos os N_B blocos sejam transmitidos.

Caso múltiplos (N_p) blocos de símbolos de dados para N_p pacotes de dados devam ser transmitidos simultaneamente a partir das N_T antenas de transmissão, então o transmissor processa adicionalmente esses N_p blocos de símbolos de dados de modo que os N_p pacotes de dados experimentem condições de canal similares. Isto permite que uma única taxa seja utilizada para todos os pacotes de dados transmitidos simultaneamente através do canal MIMO.

O receptor obtém um bloco de símbolos recebido para cada bloco de símbolos de dados transmitido pelo transmissor. O receptor "detecta" cada bloco de símbolos recebido para obter um bloco de símbolos detectado, o qual é uma estimativa do correspondente bloco de símbolos de dados. O receptor, a seguir, processa (por exemplo, demodula, deintercala, remonta e decodifica) todos os blocos de símbolos detectados obtidos para o pacote de dados e provê um pacote decodificado. O receptor pode enviar de volta uma ACK caso o pacote decodificado seja decodificado corretamente e uma NAK caso o pacote decodificado esteja com erro. Caso o pacote decodificado esteja com erro, então o receptor repete o processamento quando outro bloco de símbolos recebido é obtido para outro bloco de símbolos de dados transmitido pelo transmissor.

O receptor pode também recuperar o pacote de dados utilizando um esquema iterativo de detecção e decodificação (IDD). Para o esquema IDD, sempre que um novo bloco de símbolos recebido é obtido para o pacote de dados, a detecção e a decodificação são efetuadas de forma iterativa múltiplas (N_{dd}) vezes em todos os blocos de símbolos recebidos para obter o pacote decodificado. Um detector efetua a detecção em todos os blocos de símbolos recebidos e provê blocos de símbolos detectados. Um decodificador efetua a decodificação em todos os blocos de símbolos detectados e provê informações de decodificador a priori, as quais são utilizadas pelo detector em uma

iteração subsequente. O pacote decodificado é gerado com base na saída do decodificador para a última iteração.

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

5

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

As características e a natureza da presente invenção se tornarão mais claras a partir da descrição detalhada apresentada abaixo, quando tomada em conjunto com os desenhos, nos quais referências numéricas similares
10 identificam itens correspondentes e nos quais:

A Figura 1 mostra um diagrama de blocos de um transmissor e um receptor em um sistema MIMO que implementa a transmissão IR;

15 A Figura 2 mostra um processo para envio e recepção de uma transmissão IR no sistema MIMO;

A Figura 3 mostra um diagrama de temporização que ilustra a transmissão IR;

A Figura 4A mostra um processador de dados de transmissão (TX) no transmissor;

20 A Figura 4B mostra um encodificador Turbo no interior do processador de dados TX;

A Figura 5 ilustra o processamento de um pacote de dados pelo processador de dados TX;

25 As Figuras 6A a 6D mostram quatro modalidades de um processador espacial TX no transmissor;

As Figuras 7A e 7B mostram a demultiplexação de um bloco de símbolos de dados e dois blocos de símbolos de dados, respectivamente, para um sistema MIMO-OFDM exemplar;

A Figura 8A mostra uma modalidade do receptor;

30 A Figura 8B mostra um processador de dados de recepção (RX) no receptor da Figura 8A;

A Figura 9A mostra um receptor que implementa detecção e decodificação iterativas; e

A Figura 9B mostra um decodificador Turbo.

35

DESCRIÇÃO DETALHADA

O termo "exemplar" é aqui utilizado com o significado de "servindo como exemplo, caso, ou ilustração". Qualquer modalidade, ou projeto, aqui descrita como "exemplar" não deve ser necessariamente considerada como preferida ou vantajosa em relação a outras modalidades ou projetos.

Para um sistema MIMO com N_s canais espaciais, N_p pacotes de dados podem ser transmitidos simultaneamente a partir das N_T antenas de transmissão, onde $1 \leq N_p \leq N_s$. Uma única taxa pode ser utilizada para todos os pacotes de dados transmitidos simultaneamente, independentemente do valor para N_p . A utilização de uma única taxa pode simplificar o processamento em ambos o transmissor e o receptor no sistema MIMO.

A Figura 1 mostra um diagrama de blocos de um transmissor 110 e um receptor 150 em um sistema MIMO 100 que implementa transmissão IR. No transmissor 110, um processador de dados TX 120 recebe pacotes de dados a partir de uma fonte de dados 112. O processador de dados TX 120 processa (por exemplo, formata, encodifica, particiona, intercala e modula) cada pacote de dados de acordo com uma taxa selecionada para aquele pacote para obter N_B blocos de símbolos de dados para o pacote, onde $N_B > 1$ e pode depender da taxa selecionada. A taxa selecionada para cada pacote de dados pode indicar a taxa de dados, o esquema de codificação ou taxa de código, o esquema de modulação, o tamanho de pacote, o número de blocos de símbolos de dados e assim por diante, para aquele pacote, o que é indicado pelos vários controles providos por um controlador 140. Para transmissão IR, os N_B blocos de símbolos de dados para cada pacote de dados são transmitidos em um bloco de cada vez até que o pacote seja decodificado corretamente pelo

receptor 150 ou todos os N_B blocos de símbolos de dados tenham sido transmitidos.

Um processador espacial TX 130 recebe os blocos de símbolos de dados e efetua o processamento necessário para transmitir cada bloco de símbolos de dados provenientes de todas as N_T antenas de transmissão em uma partição de tempo (ou simplesmente "partição"). Uma partição é um período de tempo predeterminado para o sistema MIMO 100. O processador espacial TX 130 pode efetuar demultiplexação, processamento espacial e assim por diante, como descrito abaixo. Para cada partição, o processador espacial TX 130 processa um bloco de símbolos de dados, multiplexa para símbolos piloto conforme apropriado e provê N_T seqüências de símbolos de transmissão para uma unidade transmissora (TMTR) 132. Cada símbolo de transmissão pode ser para um símbolo de dados ou um símbolo piloto.

A unidade transmissora 132 recebe e condiciona (por exemplo, converte para analógico, converte ascendentemente em freqüência, filtra e amplifica) as N_T seqüências de símbolos de transmissão para obter N_T sinais modulados. Cada sinal modulado é, a seguir, transmitido a partir de uma respectiva antena de transmissão (não mostrada na Figura 1) e através do canal MIMO para o receptor 150. O canal MIMO distorce os N_T sinais transmitidos com uma resposta de canal de \underline{H} e degrada adicionalmente os sinais transmitidos com ruído Gaussiano branco aditivo e possivelmente interferência proveniente de outros transmissores.

No receptor 150, os N_T sinais transmitidos são recebidos por cada uma das N_R antenas de recepção (não mostradas na Figura 1) e os N_R sinais recebidos provenientes das N_R antenas de recepção são providos a uma unidade receptora (RCVR) 154. A unidade receptora 154 condiciona, digitaliza e pré-processa cada sinal de

recepção para obter uma seqüência de símbolos recebidos para cada partição. A unidade receptora 154 provê N_R seqüências de símbolos recebidos (para dados) para um processador espacial RX 160 e símbolos piloto recebidos (para piloto) para um estimador de canal 172. O processador espacial RX 160 processa (por exemplo, detecta e multiplexa) as N_R seqüências de símbolos recebidas para cada partição para obter um bloco de símbolos detectado, o qual é uma estimativa do bloco de símbolos de dados enviado pelo transmissor 110 para aquela partição.

Um processador de dados RX 170 recebe todos os blocos de símbolos detectados que foram recebidos para o pacote de dados sendo recuperado (isto é, o pacote "atual"), processa (por exemplo, demodula, deintercala, remonta e decodifica) esses blocos de símbolos detectados de acordo com a taxa selecionada e provê um pacote decodificado, o qual é uma estimativa do pacote de dados enviado pelo transmissor 110. O processador de dados RX 170 também provê o status do pacote decodificado, o qual indica se o pacote foi decodificado corretamente ou com erro.

O estimador de canal 172 processa os símbolos piloto recebidos e/ou os símbolos de dados recebidos para obter estimativas de canal (por exemplo, estimativas de ganho de canal e estimativas de SNR) para o canal MIMO. Um seletor de taxa 174 recebe as estimativas de canal e seleciona uma taxa para o próximo pacote de dados a ser transmitido para o receptor 150. Um controlador 180 recebe a taxa selecionada a partir do seletor de taxa 174 e o status do pacote a partir do processador de dados RX 170 e monta informações de realimentação para o transmissor 110. As informações de realimentação podem incluir a taxa selecionada para o próximo pacote, uma ACK ou uma NAK para o pacote atual e assim por diante. As informações de realimentação são processadas por um processador de dados/espacial TX 190, adicionalmente condicionadas por uma

unidade transmissora 192 e transmitidas através de um canal de realimentação para o transmissor 110.

No transmissor 110, os sinais transmitidos pelo receptor 150 são recebidos e condicionados por uma unidade receptora 146 e adicionalmente processados por um processador de dados/espacial RX 148 para recuperar as informações de realimentação enviadas pelo receptor 150. O controlador 140 recebe as informações de realimentação recuperadas, utiliza a taxa selecionada para processar o próximo pacote de dados a ser enviado para o receptor 150 e utiliza a ACK/NAK para controlar a transmissão IR do pacote atual.

Os controladores 140 e 180 direcionam a operação no transmissor 110 e no receptor 150, respectivamente. As unidades de memória 142 e 182 provêem armazenamento para dados e códigos de programas utilizados pelos controladores 140 e 180, respectivamente. As unidades de memória 142 e 182 podem ser internas aos controladores 140 e 180, como mostrado na Figura 1, ou externas a esses controladores. As unidades de processamento mostradas na Figura 1 são descritas em detalhes abaixo.

A Figura 2 mostra um fluxograma de um processo 200 para envio e recepção de uma transmissão IR no sistema MIMO. Inicialmente, o receptor estima o canal MIMO com base em símbolos piloto e/ou de dados recebidos a partir do transmissor (etapa 210). O receptor seleciona uma única taxa para transmissão de dados no canal MIMO com base nas estimativas de canal e envia a taxa selecionada para o transmissor (etapa 212). O transmissor recebe a taxa selecionada e encodifica um pacote de dados de acordo com a taxa selecionada para obter um pacote codificado (etapa 220). O transmissor, a seguir, particiona o pacote codificado em N_B subpacotes, onde N_B pode também ser determinado pela taxa selecionada, e processa adicionalmente cada subpacote para obter um correspondente

bloco de símbolos de dados (também na etapa 220). O transmissor transmite um bloco de símbolos de dados de cada vez a partir das N_T antenas de transmissão até que todos os N_B blocos de símbolos de dados sejam transmitidos ou uma
5 ACK seja recebida a partir do receptor para o pacote de dados (etapa 222).

O receptor recebe cada bloco de símbolos de dados transmitido através das N_R antenas de recepção (etapa 230). Sempre que um novo bloco de símbolos de dados é recebido, o
10 receptor detecta e decodifica todos os blocos de símbolos de dados que foram recebidos para o pacote de dados (etapa 232). O receptor também verifica o pacote decodificado para determinar se o pacote foi decodificado corretamente (bom) ou com erro (apagado) (também na etapa 232). Caso o pacote
15 decodificado seja apagado, então o receptor pode enviar uma NAK de volta ao transmissor, o qual utiliza essa realimentação para iniciar a transmissão do próximo bloco de símbolos de dados para o pacote de dados. Alternativamente, o transmissor pode enviar um bloco de
20 símbolos de dados de cada vez até que uma ACK seja recebida a partir do receptor, o qual pode ou não enviar NAKs de volta. O receptor termina o processamento para o pacote de dados caso o pacote seja decodificado corretamente ou caso todos os N_B blocos de símbolos de dados tenham sido
25 recebidos para o pacote (etapa 234).

A Figura 2 mostra uma modalidade específica para transmissão IR em um sistema MIMO. A transmissão IR pode também ser implementada de outras maneiras e isto se insere no escopo da invenção. A transmissão IR pode ser
30 implementada em ambos os sistemas duplex por divisão de frequência (FDD) e duplex por divisão de tempo (TDD). Para um sistema FDD, o canal MIMO direto e o canal de realimentação utilizam diferentes bandas de frequência e provavelmente observarão condições de canal diferentes.
35 Nesse caso, o receptor pode estimar o canal MIMO direto e

enviar de volta a taxa selecionada, como mostrado na Figura 2. Para um sistema TDD, o canal MIMO direto e o canal de realimentação compartilham a mesma banda de frequência e provavelmente observarão condições de canal similares. Nesse caso, o transmissor pode estimar o canal MIMO com base em um piloto enviado pelo receptor e utilizar essa estimativa de canal para selecionar a taxa para transmissão de dados para o receptor. A estimativa de canal e a seleção de taxa podem ser efetuadas pelo receptor, pelo transmissor, ou por ambos.

A Figura 3 ilustra a transmissão IR no sistema MIMO. O receptor estima o canal MIMO, seleciona uma taxa r_1 e envia a taxa selecionada para o transmissor na partição 0. O transmissor recebe a taxa selecionada proveniente do receptor, processa um pacote de dados (Pacote 1) de acordo com a taxa selecionada e transmite o primeiro bloco de símbolos de dados (Bloco 1) para o pacote de dados na partição 1. O receptor recebe, detecta e decodifica o primeiro bloco de símbolos de dados, determina que o Pacote 1 está decodificado com erro e envia de volta uma NAK na partição 2. O transmissor recebe a NAK e transmite o segundo bloco de símbolos de dados (Bloco 2) para o pacote 1 na partição 3. O receptor recebe o Bloco 2, detecta e decodifica os primeiros dois blocos de símbolos de dados, determina que o Pacote 1 ainda está decodificado com erro e envia de volta uma NAK na partição 4. A transmissão de blocos e a resposta NAK podem se repetir por qualquer número de vezes. No exemplo mostrado na Figura 3, o transmissor recebe uma NAK para o bloco de símbolos de dados N_x-1 e transmite o bloco de símbolos de dados N_x para o Pacote 1 na partição m , onde N_x é menor ou igual ao número total de blocos para o Pacote 1. O receptor recebe, detecta e decodifica todos os N_x blocos de símbolos de dados recebidos para o Pacote 1, determina que o pacote está decodificado corretamente e envia de volta uma ACK na

partição $m+1$. O receptor também estima o canal MIMO, seleciona uma taxa r_2 para o próximo pacote de dados e envia a taxa selecionada para o transmissor na partição $m+1$. O transmissor recebe a ACK para o bloco de símbolos de dados N_x e termina a transmissão do Pacote 1. O transmissor também processa o próximo pacote de dados (Pacote 2) de acordo com a taxa selecionada e transmite o primeiro bloco de símbolos de dados (Bloco 1) para o Pacote 2 na partição $m+2$. O processamento no transmissor e no receptor continua da mesma maneira para cada pacote de dados transmitido através do canal MIMO.

Para a modalidade mostrada na Figura 3, ocorre um retardo de uma partição para a resposta ACK/NAK proveniente do receptor para cada transmissão de bloco. Para melhorar a utilização de canal, múltiplos pacotes de dados podem ser transmitidos de uma maneira entrelaçada. Por exemplo, os pacotes de dados para um canal de tráfego podem ser transmitidos em partições de número ímpar e os pacotes de dados para outro canal de tráfego podem ser transmitidos em partições de número par. Mais de dois canais de tráfego podem também ser entrelaçados caso o retardo da ACK/NAK seja mais longo do que uma partição.

1. Transmissor

A Figura 4A mostra um diagrama de blocos de uma modalidade de processador de dados TX 120 no interior do transmissor 110. O processador de dados TX 120 recebe pacotes de dados, processa cada pacote com base em sua taxa selecionada e provê N_B blocos de símbolos de dados para o pacote. A Figura 5 ilustra o processamento de um pacote de dados pelo processador de dados TX 120.

No interior do processador de dados TX 120, um gerador de verificação por redundância cíclica (CRC) 412 recebe um pacote de dados, gera um valor de CRC para o pacote de dados e anexa o valor de CRC ao final do pacote de dados para formar um pacote formatado. O valor de CRC é

utilizado pelo receptor para verificar se o pacote foi decodificado corretamente ou com erro. Outros códigos de detecção de erro podem também ser utilizados em lugar da CRC. Um encodificador de correção antecipada de erro (FEC) 5 414, a seguir, encodifica o pacote formatado de acordo com um esquema de codificação ou taxa de código indicada pela taxa selecionada e provê um pacote codificado ou "palavra código" ("codeword"). A encodificação aumenta a confiabilidade da transmissão de dados. O encodificador FEC 10 414 pode implementar um código de blocos, um código convolucional, um código Turbo, algum outro código, ou uma combinação de tais.

A Figura 4B mostra um diagrama de blocos de um encodificador convolucional concatenado paralelo (ou 15 encodificador Turbo) 414a, o qual pode ser utilizado como o encodificador FEC 414 na Figura 4A. O encodificador Turbo 414a inclui dois encodificadores convolucionais constituintes 452a e 452b, um intercalador de código 454 e um multiplexador (MUX) 456. O intercalador de código 454 20 intercala os bits de dados no pacote formatado (denotado como {d}) de acordo com um esquema de intercalação de código. O encodificador constituinte 452a recebe e encodifica os bits de dados com um primeiro código constituinte e provê primeiros bits de paridade (denotados 25 como $\{c_{p1}\}$). De forma similar, o encodificador constituinte 452b recebe e encodifica os bits de dados intercalados provenientes do intercalador de código 454 com um segundo código constituinte e provê segundos bits de paridade (denotados como $\{c_{p2}\}$). Os encodificadores constituintes 30 452a e 452b podem implementar dois códigos constituintes sistemáticos recursivos com taxas de código de R_1 e R_2 , respectivamente, onde R_1 pode ou não ser igual a R_2 . O multiplexador 456 recebe e multiplexa os bits de dados e os bits de paridade provenientes dos encodificadores 35 constituintes 452a e 452b e provê o pacote codificado de

bits de código (denotado por $\{c\}$). O pacote codificado inclui os bits de dados $\{d\}$, os quais são também referidos como bits sistemáticos e denotados como $\{C_{\text{dados}}\}$, seguidos pelos primeiros bits de paridade $\{C_{p1}\}$ e, a seguir, seguidos pelos segundos bits de paridade $\{C_{p2}\}$.

Fazendo novamente referência à Figura 4A, uma unidade de particionamento 416 recebe e particiona o pacote codificado em N_B subpacotes codificados, onde N_B pode depender da taxa selecionada e pode ser indicado por um controle de particionamento proveniente do controlador 140. O primeiro subpacote codificado contém tipicamente todos os bits sistemáticos e zero ou mais bits de paridade. Isto permite ao receptor recuperar o pacote de dados com apenas o primeiro subpacote codificado sob condições de canal favoráveis. Os outros $N_B - 1$ subpacotes codificados contêm os primeiros e segundos bits de paridade restantes. Cada um desses $N_B - 1$ subpacotes codificados contém tipicamente alguns primeiros bits de paridade e alguns segundos bits de paridade, com os bits de paridade sendo tomados através de todo o pacote de dados. Por exemplo, se $N_B = 8$ e os primeiros e segundos bits de paridade restantes receberem índices começando por 0, então o segundo subpacote codificado pode conter os bits 0, 7, 14, ..., dos primeiros e segundos bits de paridade restantes, o terceiro subpacote codificado pode conter os bits 1, 8, 15, ... dos primeiros e segundos bits de paridade restantes e assim por diante, e o oitavo e último subpacote codificado pode conter os bits 6, 13, 20, ..., dos primeiros e segundos bits de paridade restantes. Um melhor desempenho de decodificação pode ser alcançado pelo espalhamento dos bits de paridade através dos outros $N_B - 1$ subpacotes codificados.

Um intercalador de canal 420 inclui N_B intercaladores de blocos 422a a 422nb que recebem os N_B subpacotes codificados provenientes da unidade de particionamento 416. cada intercalador de blocos 422

intercala (isto é, reordena) os bits de código para seu subpacote de acordo com um esquema de intercalação e provê um subpacote intercalado. A intercalação provê diversidade de tempo, frequência e/ou espacial para os bits de código.

5 Um multiplexador 424 se acopla a todos os N_B intercaladores de blocos 422a a 422nb e provê os N_B subpacotes intercalados, um subpacote de cada vez e, caso ordenado, um controle de transmissão IR a partir do controlador 140. Em particular, o multiplexador 424 provê o subpacote
10 intercalado proveniente do intercalador de blocos 422a em primeiro lugar, a seguir o subpacote intercalado proveniente do intercalador de blocos 422b e assim por diante, e o subpacote intercalado proveniente do intercalador de blocos 422nb por último. O multiplexador
15 424 provê o próximo subpacote intercalado caso uma NAK seja recebida para o pacote de dados. Todos os N_B intercaladores de blocos 422a a 422nb podem ser purgados sempre que for recebida uma ACK.

Uma unidade de mapeamento de símbolos 426 recebe
20 os subpacotes intercalados provenientes do intercalador de canal 420 e mapeia os dados intercalados em cada subpacote para símbolos de modulação. O mapeamento de símbolos é efetuado de acordo com um esquema de modulação indicado pela taxa selecionada. O mapeamento de símbolos pode ser
25 alcançado por (1) agrupamento de conjuntos de B bits para formar valores binários de B bits, onde $B \geq 1$ e (2) mapeamento de cada valor binário de B bits para um ponto em uma constelação de sinais possuindo 2^B pontos. Essa constelação de sinais corresponde ao esquema de modulação
30 selecionado, o qual pode ser BPSK, QPSK, 2^B -PSK, 2^B -QAM e assim por diante. Como aqui utilizado, um "símbolo de dados" é um símbolo de modulação para dados e um "símbolo piloto" é um símbolo de modulação para piloto. A unidade de mapeamento de símbolos 426 provê um bloco de símbolos de

dados para cada subpacote codificado, como mostrado na Figura 5.

Para cada pacote de dados, o processador de dados TX 120 provê N_B blocos de símbolos de dados, os quais incluem coletivamente $N_{s\text{íM}}$ símbolos de dados e podem ser denotados por $\{s\} = [s_1 s_2 \dots s_{N_{s\text{íM}}}]$. Cada símbolo de dados s_i , onde $i = 1 \dots N_{s\text{íM}}$, é obtido por mapeamento de B bits de código como a seguir:

$$s_i = \text{map}(\underline{b}_i), \text{ onde } \underline{b}_i = [b_{i,1} b_{i,2} \dots b_{i,B}].$$

As técnicas de transmissão IR aqui descritas podem ser implementadas em um sistema MIMO de portadora única que utiliza uma portadora para transmissão de dados e um sistema MIMO multi-portadora que utiliza múltiplas portadoras para transmissão de dados. Múltiplas portadoras podem ser providas por multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM), outras técnicas de modulação multi-portadora, ou algumas outras estruturas. A OFDM efetivamente particiona a largura de banda total do sistema em múltiplas (N_F) sub-bandas ortogonais, as quais são também comumente referidas como tons, faixas, ou canais de frequência. Com a OFDM, cada sub-banda é associada a uma respectiva portadora que pode ser modulada com dados.

O processamento efetuado pelo processador espacial TX 130 e pela unidade transmissora 132 no interior do transmissor 110 depende de se um ou múltiplos pacotes de dados são transmitidos simultaneamente e se uma ou múltiplas portadoras são utilizadas para transmissão de dados. Alguns projetos exemplares para essas duas unidades são descritos abaixo. Por simplicidade, a descrição que se segue presume um canal MIMO de classificação ("rank") completa com $N_S = N_T \leq N_R$. Nesse caso, um símbolo de modulação pode ser transmitido a partir de cada uma das N_T antenas de transmissão para cada sub-banda em cada período de símbolo.

A Figura 6A apresenta um diagrama de blocos de um processador espacial TX 130a e uma unidade transmissora 132a, os quais podem ser utilizados para transmissão IR de um pacote de cada vez em um sistema MIMO de portadora única. O processador espacial TX 130a inclui um multiplexador/demultiplexador (MUX/DEMUX) 610 que recebe um bloco de símbolos de dados e demultiplexa os símbolos de dados no bloco para N_T sub-blocos para as N_T antenas de transmissão. O multiplexador/demultiplexador 610 também multiplexa em símbolos piloto recebidos (por exemplo, de uma maneira por multiplexação por divisão de tempo (TDM)) e provê N_T seqüências de símbolos de transmissão para as N_T antenas de transmissão. Cada seqüência de símbolos de transmissão é designada para transmissão a partir de uma antena de transmissão em uma partição. Cada símbolo de transmissão pode ser para um símbolo de dados ou um símbolo piloto.

A unidade transmissora 132a inclui N_T unidades TX RF 652a a 652t para as N_T antenas de transmissão. Cada unidade TX RF 652 recebe e condiciona uma respectiva seqüência de símbolos de transmissão proveniente do processador espacial TX 130a para gerar um sinal modulado. Os N_T sinais modulados provenientes das unidades TX RF 652a a 652t são transmitidos a partir de N_T antenas de transmissão 672a a 672t, respectivamente.

A Figura 6B mostra um diagrama de blocos de um processador espacial TX 130b e uma unidade transmissora 132^a, que podem ser utilizados para transmissão IR de múltiplos pacotes simultaneamente em um sistema MIMO de portadora única. O processador espacial TX 130b inclui uma unidade de multiplicação de matriz 620 que recebe N_p blocos de símbolos de dados para transmissão em uma partição, onde $1 \leq N_p \leq N_s$. A unidade 620 efetua a multiplicação de matriz

dos símbolos de dados nos N_p blocos por uma matriz base de transmissão e uma matriz diagonal como se segue:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{s}, \quad \text{Eq (1)}$$

onde \mathbf{s} é um vetor de dados $\{N_T \times 1\}$

5 $\tilde{\mathbf{s}}$ é um vetor de dados pré-condicionado $\{N_T \times 1\}$

\mathbf{M} é uma matriz base de transmissão $\{N_T \times N_T\}$, a qual é uma matriz unitária; e

$\mathbf{\Lambda}$ é uma matriz diagonal $\{N_T \times N_T\}$.

O vetor \mathbf{s} inclui N_T entradas para as N_T antenas de transmissão, com N_p entradas sendo ajustadas para N_p símbolos de dados provenientes dos N_p blocos e as $N_T - N_p$ entradas restantes sendo ajustadas para zero. O vetor $\tilde{\mathbf{s}}$ inclui N_T entradas para N_T símbolos pré-condicionados a serem enviados a partir das N_T antenas de transmissão em um período de símbolo. A matriz base de transmissão \mathbf{M} permite que cada bloco de símbolos de dados seja enviado a partir de todas as N_T antenas de transmissão. Isto permite que todos os N_p blocos de símbolos de dados experimentem condições de canal similares e permite também que uma única taxa seja utilizada para todos os N_p pacotes de dados. A matriz \mathbf{M} permite também que a potência total P_{ant} de cada antena de transmissão seja utilizada para transmissão de

dados. A matriz \mathbf{M} pode ser definida como $\mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \mathbf{U}$, onde \mathbf{U} é uma matriz Walsh-Hadamard. A matriz \mathbf{M} pode também ser

25 definida como $\mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \mathbf{V}$, onde \mathbf{V} é uma matriz de transformada discreta de Fourier (DFT) com a (k, i) ésima entrada definida

como $v_{m,i} = e^{-j2\pi \frac{(m-1)(i-1)}{N_T}}$, onde m é um índice de linhas e n é um índice de colunas para a matriz \mathbf{V} , com $m = 1 \dots N_T$ e $n = 1 \dots N_T$. A matriz diagonal $\mathbf{\Lambda}$ pode ser utilizada para alocar

diferentes potências de transmissão para os N_p blocos de símbolos de dados, conformando-se, porém, à restrição de potência de transmissão total de P_{tot} para cada antena de transmissão. A resposta de canal "efetiva" observada pelo receptor é então $\underline{H}_{ef} = \underline{HM}$. Esse esquema de transmissão é descrito em maiores detalhes no Pedido de Patente U.S. Nº de Série 10/367,234 da Requerente, intitulado "Rate Adaptive Transmission Scheme for MIMO Systems", depositado em 14 de fevereiro de 2003.

Um multiplexador 622 recebe os símbolos pré-condicionados provenientes da unidade de multiplicação de matriz 620, multiplexa em símbolos piloto e provê N_T seqüências de símbolos de transmissão para as N_T antenas de transmissão. A unidade transmissora 132a recebe e condiciona as N_T seqüências de símbolos de transmissão e gera N_T sinais modulados.

A Figura 6C mostra um diagrama de blocos de um processador espacial TX 130a e uma unidade transmissora 132b, que podem ser utilizados para transmissão IR de um pacote de cada vez em um sistema MIMO-OFDM. No interior do processador espacial TX 130a, o multiplexador/demultiplexador 610 recebe e demultiplexa os símbolos de dados, multiplexa em símbolos piloto e provê N_T seqüências de símbolos de transmissão para as N_T antenas de transmissão.

A unidade transmissora 132b inclui N_T moduladores OFDM 660a a 660t e N_T unidades TX RF 666a a 666t para as N_T antenas de transmissão. Cada modulador OFDM 660 inclui uma unidade de transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) 662 e um gerador de prefixo cíclico 664. Cada modulador OFDM 660 recebe uma respectiva seqüência de símbolos de transmissão proveniente do processador espacial TX 130a e agrupa cada conjunto de N_F símbolos de transmissão e valores de sinal zero para as N_F sub-bandas (as sub-bandas não utilizadas para transmissão de dados são preenchidas

com zeros). A unidade IFFT 662 transforma cada conjunto de N_F símbolos de transmissão e zeros para o domínio do tempo utilizando uma transformada rápida de Fourier inversa de N_F pontos e provê um correspondente símbolo transformado que contém N_F chips. O gerador de prefixo cíclico 664 repete uma parte de cada símbolo transformado para obter um correspondente símbolo OFDM que contém $N_F + N_{cp}$ chips. A porção repetida é referida como um prefixo cíclico e N_{cp} indica o número de chips sendo repetidos. O prefixo cíclico assegura que o símbolo OFDM retém suas propriedades ortogonais na presença de espalhamento de retardo multi-percurso causado por desvanecimento seletivo de frequência (isto é, uma resposta de frequência que não é plana). O gerador de prefixo cíclico 664 provê uma seqüência de símbolos OFDM para a seqüência de símbolos de transmissão, a qual é adicionalmente condicionada por uma unidade TX RF 666 associada para gerar um sinal modulado.

A Figura 7A mostra a demultiplexação de um bloco de símbolos de dados para um sistema MIMO-OFDM exemplar com quatro antenas de transmissão ($N_T = 4$) e 16 sub-bandas ($N_F = 16$). O bloco de símbolos de dados pode ser denotado por $\{s\} = [s_1 s_2 \dots s_{N_{sim}}]$. Para a modalidade mostrada na Figura 7A, a demultiplexação é efetuada de tal modo que os primeiros quatro símbolos de dados s_1 a s_4 no bloco sejam enviados na sub-banda 1 de antenas de transmissão 1 a 4, respectivamente, os próximos quatro símbolos de dados s_5 a s_8 sejam enviados na sub-banda 2 de antenas de transmissão 1 a 4, respectivamente, e assim por diante.

A Figura 6D mostra um diagrama de blocos de um processador espacial TX 130c e uma unidade transmissora, 132b que podem ser utilizados para transmissão IR de múltiplos pacotes simultaneamente em um sistema MIMO-OFDM. No interior do processador espacial TX 130c, um multiplexador/demultiplexador 630 recebe N_F blocos de

símbolos de dados, onde $1 \leq N_p < N_s$, e provê os símbolos de dados em cada bloco para diferentes sub-bandas e diferentes antenas de transmissão, como ilustrado abaixo. O multiplexador/demultiplexador 630 também multiplexa em 5 símbolos piloto e provê N_T seqüências de símbolos de transmissão para as N_T antenas de transmissão.

A Figura 7B mostra uma modalidade da multiplexação/demultiplexação de dois blocos de símbolos de dados ($N_p = 2$) para o sistema MIMO-OFDM exemplar com quatro 10 antenas de transmissão ($N_T = 4$) e 16 sub-bandas. Para o primeiro bloco de símbolos de dados, os primeiros quatro símbolos de dados $s_{1,1}$, $s_{1,2}$, $s_{1,3}$ e $s_{1,4}$ são transmitidos em sub-bandas 1, 2, 3 e 4, respectivamente, das antenas de transmissão 1, 2, 3 e 4, respectivamente. Os próximos 15 quatro símbolos de dados $s_{1,5}$, $s_{1,6}$, $s_{1,7}$ e $s_{1,8}$ reciclam e são transmitidos em sub-bandas 5, 6, 7 e 8, respectivamente, das antenas de transmissão 1, 2, 3 e 4, respectivamente. Para o segundo bloco de símbolos de dados, os primeiros quatro símbolos de dados $s_{2,1}$, $s_{2,2}$, $s_{2,3}$ e $s_{2,4}$ são 20 transmitidos em sub-bandas 1, 2, 3 e 4, respectivamente, das antenas de transmissão 3, 4, 1 e 2, respectivamente. Os próximos quatro símbolos de dados $s_{2,5}$, $s_{2,6}$, $s_{2,7}$ e $s_{2,8}$ reciclam e são transmitidos em sub-bandas 5, 6, 7 e 8, respectivamente, das antenas de transmissão 3, 4, 1 e 2, 25 respectivamente. Para a modalidade mostrada na Figura 7B, o conjunto de N_F valores no domínio de frequências para cada antena de transmissão para cada período de símbolo inclui os símbolos de transmissão para algumas sub-bandas e zeros para outras sub-bandas.

30 A Figura 7B mostra a transmissão de dois blocos de símbolos de dados simultaneamente através das N_F sub-bandas e N_T antenas de transmissão. De um modo geral, qualquer número de blocos de símbolos de dados pode ser transmitido simultaneamente através das sub-bandas e

antenas de transmissão. Por exemplo, um, dois, três, ou quatro blocos de símbolos de dados podem ser transmitidos simultaneamente na Figura 7B. No entanto, o número de blocos de símbolos de dados que podem ser transmitidos com 5 confiança ao mesmo tempo depende da classificação do canal MIMO, de modo que N_F deve ser menor ou igual a N_S . O esquema de transmissão mostrado na Figura 7B permite uma fácil adaptação da transmissão de diferentes números de blocos de símbolos de dados simultaneamente com base na 10 classificação do canal MIMO.

Para a modalidade mostrada na Figura 7B, cada bloco de símbolos de dados é transmitido diagonalmente através das N_F sub-bandas e a partir de todas as N_T antenas de transmissão. Isto propicia diversidade tanto de 15 frequência como espacial para todos os N_F blocos de símbolos de dados sendo transmitidos simultaneamente, o que permite que uma única taxa seja utilizada para todos os pacotes de dados. No entanto, diferentes taxas podem também ser utilizadas para diferentes pacotes de dados 20 transmitidos simultaneamente. A utilização de diferentes taxas pode prover melhor desempenho para alguns receptores, tais como, por exemplo, um receptor linear que não implementa o esquema IDD. A transmissão IR de múltiplos pacotes de dados com diferentes taxas simultaneamente é 25 descrita no Pedido de Patente U.S. Nº de Série 10/785,292 da Requerente, intitulado "Incremental Redundancy Transmission for Multiple Parallel Channels in a MIMO Communication System", depositado em 23 de fevereiro de 2004.

30 A multiplexação/demultiplexação pode também ser efetuada de outras maneiras, alcançando-se ainda diversidade de frequência e espacial. Por exemplo, a multiplexação/demultiplexação pode ser tal que todas as N_F sub-bandas de cada antena de transmissão sejam utilizadas 35 para portar símbolos de transmissão. Uma vez que a potência

total de cada antena de transmissão está limitada a P_{ant} , a quantidade de potência de transmissão disponível para cada símbolo de transmissão depende do número de sub-bandas portando símbolos de transmissão.

5 Fazendo novamente referência à Figura 6D, a unidade transmissora 132b recebe e condiciona as N_T seqüências de símbolos de transmissão provenientes do processador espacial TX 130c e gera N_T sinais modulados.

2. Receptor

10 A Figura 8A mostra um diagrama de blocos de um receptor 150a, que é uma modalidade do receptor 150 na Figura 1. No receptor 150a, N_R antenas de recepção 810a a 810r recebem os N_T sinais modulados transmitidos pelo transmissor 110 e provêem N_R sinais recebidos para N_R
15 unidades RX RF 812a a 812r, respectivamente, no interior da unidade receptora 154. Cada unidade RX RF 812 condiciona e digitaliza seu sinal recebido e provê um fluxo de símbolos/chips. Para um sistema MIMO de portadora única, os demoduladores OFDM 814a a 814r não são necessários e cada
20 unidade RX RF 812 provê um fluxo de símbolos diretamente para um respectivo demultiplexador 816. Para um sistema MIMO-OFDM, cada unidade RX RF 812 provê um fluxo de chips para um respectivo demodulador OFDM 814. Cada demodulador OFDM 814 efetua demodulação OFDM em seu fluxo de chips por
25 (1) remoção do prefixo cíclico em cada símbolo OFDM recebido para obter um símbolo transformado recebido e (2) transformação de cada símbolo transformado recebido para o domínio de frequência com uma transformada rápida de Fourier (FFT) para obtenção de N_F símbolos recebidos para
30 as N_F sub-bandas. Para ambos os sistemas, os demultiplexadores 816a a 816r recebem N_R fluxos de símbolos provenientes das unidades RX RF 812 ou demoduladores OFDM 814, provêem N_R seqüências de símbolos (para dados) recebidos para cada partição para o processador espacial RX

160a e provêem símbolos piloto recebidos para o estimador de canal 172.

O processador espacial RX 160a inclui um detector 820 e um multiplexador 822. O detector 820 efetua o processamento (ou "detecção") espacial ou espaço-temporal nas N_R seqüências de símbolos recebidas para obter N_T seqüências de símbolos detectadas. Cada símbolo detectado é uma estimativa de um símbolo de dados transmitido pelo transmissor. O detector 820 pode implementar um detector de combinação por razão máxima ("maximal ratio combining detector") (MRC), um detector linear de forçar a zero ("linear zero-forcing detector") (ZF) (o qual é também referido como um detector de inversão de matriz de correlação de canal (CCMI)), um detector de mínimo erro quadrático médio (MMSE), um equalizador linear MMSE (MMSE-LE), um equalizador de realimentação de decisão (DFE), ou algum outro detector/equalizador. A detecção pode ser efetuada com base em uma estimativa da matriz de resposta de canal \underline{H} caso o processamento espacial não seja efetuado no transmissor. Alternativamente, a detecção pode ser efetuada com base na matriz de resposta de canal efetiva $\underline{H}_{ef} = \underline{H}\underline{M}$, caso os símbolos de dados sejam pré-multiplicados pela matriz base de transmissão \underline{M} no transmissor para um sistema MIMO de portadora única. Por simplicidade, a descrição que se segue presume que a matriz base de transmissão \underline{M} não foi utilizada.

O modelo para um sistema MIMO-OFDM pode ser expresso por:

$$\underline{r}(k) = \underline{H}(k)\underline{s}(k) + \underline{n}(k), \text{ para } k=1 \dots N_f, \quad \text{Eq (2)}$$

onde $\underline{s}(k)$ é um vetor de dados $\{N_T \times 1\}$ com N_T entradas para N_T símbolos de dados transmitidos a partir das N_T antenas de transmissão na sub-banda k ;

$\underline{\mathbf{r}}(k)$ é um vetor de recepção $\{N_R \times 1\}$ com N_R entradas para N_R símbolos recebidos obtidos através das N_R antenas de recepção na sub-banda k ;

$\underline{\mathbf{H}}(k)$ é a matriz de resposta de canal $\{N_R \times N_T\}$ para a sub-banda k ; e

$\underline{\mathbf{n}}(k)$ é um vetor de ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN).

Presume-se que o vetor $\underline{\mathbf{n}}(k)$ tenha média zero e uma matriz de covariância de $\underline{\mathbf{\Lambda}}_n = \sigma^2 \underline{\mathbf{I}}$, onde σ^2 é a variância do ruído e $\underline{\mathbf{I}}$ é a matriz identidade com uns ao longo da diagonal e zeros em todas as outras posições.

Para um sistema MIMO-OFDM, o receptor efetua a detecção separadamente para cada uma das sub-bandas utilizadas para transmissão de dados. A descrição que se segue é para uma sub-banda e , por simplicidade, o índice de sub-banda k é omitido na derivação matemática. A descrição que se segue pode também ser aplicada para um sistema MIMO de portadora única. Por simplicidade, presume-se que o vetor $\underline{\mathbf{s}}$ inclui N_T símbolos de dados enviados a partir das N_T antenas de transmissão.

O processamento espacial por um detector MRC pode ser expresso por:

$$\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{mrc} = \underline{\mathbf{W}}_{mrc}^H \underline{\mathbf{r}}, \quad \text{Eq (3)}$$

onde $\underline{\mathbf{W}}_{mrc}$ é a resposta do detector MRC, que é $\underline{\mathbf{W}}_{mrc} = \underline{\mathbf{H}}$;
 $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{mrc}$ é um vetor $\{N_T \times 1\}$ de símbolos detectados para o detector MRC; e

" H " denota a transposição conjugada.

O símbolo detectado para a antena de transmissão i pode ser expresso por $\hat{s}_{mrc,i} = \underline{\mathbf{w}}_{mrc,i}^H \underline{\mathbf{r}}$, onde $\underline{\mathbf{w}}_{mrc,i}$ é a i ésima coluna de $\underline{\mathbf{W}}_{mrc}$ e é dada por $\underline{\mathbf{w}}_{mrc,i} = \underline{\mathbf{h}}_i$, onde $\underline{\mathbf{h}}_i$ é o vetor de resposta de canal entre a antena de transmissão i e as N_R antenas de recepção.

O processamento espacial por um detector MMSE pode ser expresso por:

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{mmse}} = \mathbf{W}_{\text{mmse}}^H \mathbf{r} , \quad \text{Eq (4)}$$

onde $\mathbf{W}_{\text{mmse}} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}$ para o detector MMSE. A resposta do detector MMSE para a antena de transmissão i pode ser expressa por $\mathbf{w}_{\text{mmse},i} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{h}_i$.

O processamento espacial por um detector de forçar a zero pode ser expresso por:

$$\hat{\mathbf{s}}_z = \mathbf{W}_z^H \mathbf{r} , \quad \text{Eq (5)}$$

onde $\mathbf{W}_z = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}$ para o detector de forçar a zero. A resposta do detector de forçar a zero para a antena de transmissão i pode ser expressa por $\mathbf{w}_z = \mathbf{h}_i(\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}$.

Para cada partição, o detector 820 provê N_T seqüências de símbolos detectadas que correspondem às N_T entradas de $\hat{\mathbf{s}}$. O multiplexador 822 recebe as N_T seqüências de símbolos detectadas provenientes do detector 820 e efetua o processamento complementar àquele efetuado pelo processador espacial TX 130 no transmissor. Caso apenas um bloco de símbolos de dados seja transmitido em cada partição, tal como para o processador espacial TX 130a nas Figuras 6A e 6C, então o multiplexador 822 multiplexa os símbolos detectados nas N_T seqüências em um bloco de símbolos detectados. Caso múltiplos blocos de símbolos de dados sejam transmitidos em cada partição, tal como para os processadores espaciais TX 130b e 130c nas Figuras 6B e 6D, respectivamente, então o multiplexador 822 multiplexa e demultiplexa os símbolos detectados nas N_T seqüências para N_p blocos de símbolos detectados (não mostrado na Figura 8A). Em qualquer caso, cada bloco de símbolos detectado é uma estimativa de um bloco de símbolos de dados transmitido pelo transmissor.

O estimador de canal 172 estima a matriz de resposta de canal \mathbf{H} para o canal MIMO e o piso de ruído no

receptor (por exemplo, com base em símbolos piloto recebidos) e provê estimativas de canal para o controlador 180. No interior do controlador 180, uma unidade de computação de matriz 176 deriva a resposta de detector \underline{W} (a qual pode ser \underline{W}_{mrc} , \underline{W}_{mse} , ou \underline{W}_{zf}) com base na matriz de resposta de canal estimada, como acima descrito, e provê a resposta de detector para o detector 820. O detector 820 pré-multiplica o vetor \underline{x} de símbolos recebidos pela resposta de detector \underline{W} para obter o vetor $\underline{\hat{s}}$ de símbolos detectados. O seletor de taxa 174 (o qual é implementado pelo controlador 180 para a modalidade de receptor mostrada na Figura 8A) efetua a seleção de taxa com base nas estimativas de canal, como descrito abaixo. Uma tabela de consulta (LUT) 184 armazena um conjunto de taxas suportadas pelo sistema MIMO e um conjunto de valores de parâmetros associados a cada taxa (por exemplo, a taxa de dados, o tamanho de pacote, o esquema de codificação ou taxa de código, o esquema de modulação e assim por diante para cada taxa). O seletor de taxa 174 acessa a LUT 184 para informações utilizadas para a seleção de taxa.

A Figura 8B mostra um diagrama de blocos de um processador de dados RX 170a, que é uma modalidade do processador de dados RX 170 nas Figuras 1 e 8A. No interior do processador de dados RX 170a, uma unidade de demapeamento de símbolos 830 recebe blocos de símbolos detectados provenientes do processador espacial RX 160a, um bloco de cada vez. Para cada bloco de símbolos detectado, a unidade de demapeamento de símbolos 830 demodula os símbolos detectados de acordo com o esquema de modulação utilizado para aquele bloco (como indicado por um controle de demodulação proveniente do controlador 180) e provê um bloco de dados demodulado para um deintercalador de canal 840. O deintercalador de canal 840 inclui um demultiplexador 842 e N_B deintercaladores de blocos 844a a

844nb. Antes de receber um novo pacote de dados, os deintercaladores de blocos 844a a 844nb são inicializados com apagamentos. Um apagamento é um valor que substitui um bit de código faltante (isto é, um que ainda não foi recebido) e recebe um peso apropriado no processo de decodificação. O multiplexador 842 recebe blocos de dados demodulados provenientes da unidade de demapeamento de símbolos 830 e provê cada bloco de dados demodulado para o deintercalador de blocos 844 apropriado. Cada deintercalador de blocos 844 deintercala os dados demodulados em seu bloco de uma maneira complementar à intercalação efetuada no transmissor para aquele bloco. Caso a intercalação seja dependente da taxa selecionada, então o controlador 180 provê um controle de deintercalação para os deintercaladores de blocos 844, como indicado pela linha tracejada.

Sempre que um novo bloco de símbolos de dados é recebido a partir do transmissor para um pacote de dados, a decodificação é efetuada novamente em todos os blocos recebidos para aquele pacote. Uma unidade de remontagem 848 forma um pacote de dados deintercalados para decodificação subsequente. O pacote de dados deintercalados contém (1) blocos de dados deintercalados para todos os blocos de símbolos de dados recebidos para o pacote atual e (2) apagamentos para blocos de símbolos de dados não recebidos para o pacote atual. A unidade de remontagem 848 efetua a remontagem de uma maneira complementar ao particionamento efetuado pelo transmissor, como indicado por um controle de remontagem proveniente do controlador 180.

Um decodificador FEC 850 decodifica o pacote de dados deintercalados de uma maneira complementar à encodificação FEC efetuada no transmissor, como indicado por um controle de decodificação proveniente do controlador 180. Por exemplo, um decodificador Turbo ou um decodificador Viterbi pode ser utilizado para o

decodificador FEC 850 caso seja efetuada a codificação Turbo ou convolucional, respectivamente, no transmissor. O decodificador FEC 850 provê um pacote decodificado para o pacote atual. Um verificador de CRC 852 verifica o pacote decodificado para determinar se o pacote foi decodificado corretamente ou com erro e provê o status do pacote decodificado.

A Figura 9A mostra um diagrama de blocos de um receptor 150b, que é outra modalidade do receptor 150 da Figura 1. O receptor 150b implementa um esquema de detecção e decodificação iterativas (IDD). Por clareza, o esquema IDD é descrito abaixo para o esquema de codificação mostrado nas Figuras 4B e 5, que codifica um pacote de dados em três partes - bits sistemáticos $\{c_{\text{dados}}\}$, primeiros bits de paridade $\{c_{p1}\}$ e segundos bits de paridade $\{c_{p2}\}$.

O receptor 150b inclui um detector 920 e um decodificador FEC 950 que efetuam a detecção e a decodificação iterativas nos símbolos recebidos para um pacote de dados para obter um pacote decodificado. O esquema IDD explora as capacidades de correção de erros do código de canal para prover melhor desempenho. Isto é alcançado pela passagem iterativa de informações *a priori* entre o detector 920 e o decodificador FEC 950 para N_{da} iterações, onde $N_{\text{da}} > 1$, como descrito abaixo. As informações *a priori* indicam a probabilidade dos bits transmitidos.

O receptor 150b inclui um processador espacial RX 160b e um processador de dados RX 170b. No interior do processador espacial RX 160b, um armazenador (buffer) 918 recebe e armazena as N_R seqüências de símbolos recebidas providas pela unidade receptora 154 para cada partição. Sempre que um novo bloco de símbolos de dados é recebido a partir do transmissor para um pacote de dados, a detecção e a decodificação iterativas são novamente efetuadas (isto é, desde o início) nos símbolos recebidos para todos os blocos

recebidos para aquele pacote. O detector 920 efetua o processamento espacial ou a detecção nas N_R seqüências de símbolos recebidas para cada bloco recebido e provê N_T seqüências de símbolos detectadas para aquele bloco. O

5 detector 920 pode implementar um detector MRC, um detector de forçar a zero, um detector MMSE, ou algum outro detector/equalizador. Por clareza, a detecção com um detector MMSE será descrita abaixo.

Para um detector MMSE com detecção e

10 decodificação iterativas, o símbolo detectado \hat{s}_i para a antena de transmissão i pode ser expresso por:

$$\hat{s}_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{r} - u_i, \text{ para } i=1 \dots N_T, \quad \text{Eq (6)}$$

onde \mathbf{w}_i e u_i são derivados com base em um critério MMSE, o qual pode ser expresso por:

15
$$(\mathbf{w}_i, u_i) = \min_{(\mathbf{w}_i, u_i)} E[|s_i - \hat{s}_i|^2]. \quad \text{Eq (7)}$$

As soluções para o problema de otimização exposto na equação (7) podem ser expressas por:

$$\mathbf{w}_i = (\mathbf{P} + \mathbf{Q} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_i, \quad \mathbf{e} \quad \text{Eq (8)}$$

$$u_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{z}, \quad \text{Eq (9)}$$

com $\mathbf{P} = \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H, \quad \text{Eq (10)}$

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= \mathbf{H}_i [E[(s_i - E[s_i])(s_i - E[s_i])^H]] \mathbf{H}_i^H \\ &= \mathbf{H}_i [\text{VAR}[s_i]] \mathbf{H}_i^H, \quad \mathbf{e} \quad \text{Eq (11)} \end{aligned}$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}_i E[s_i], \quad \text{Eq (12)}$$

onde \mathbf{h}_i é a $i^{\text{ésima}}$ coluna da matriz de resposta de canal

20 \mathbf{H} ;

\mathbf{H}_i é igual a \mathbf{H} com a $i^{\text{ésima}}$ coluna ajustada para zero;

\mathbf{s}_i é um vetor $\{(N_T - 1) \times 1\}$ obtido por remoção do $i^{\text{ésimo}}$ elemento de \mathbf{s} ;

$E[\underline{a}]$ são os valores esperados das entradas do vetor \underline{a} ; e

$\text{VAR}[\underline{a}\underline{a}^H]$ [é uma matriz de covariância do vetor \underline{a} .

A matriz \underline{P} é o produto externo do vetor de
5 resposta de canal \underline{h}_i para a antena de transmissão i .

A matriz \underline{Q} é a matriz de covariância da interferência para a antena de transmissão i . O vetor \underline{z} é o valor esperado da interferência para a antena de transmissão i .

10 A equação (6) pode ser simplificada como:

$$\hat{s}_i = \alpha_i s_i + \eta_i, \text{ para } i=1 \dots N_T, \quad \text{Eq (13)}$$

onde $\alpha_i = \underline{w}_i^H \underline{h}_i$ e η_i é uma amostra de ruído Gaussiano com média zero e variância de $v_i = \underline{w}_i^H \underline{h}_i - (\underline{w}_i^H \underline{h}_i)^2$. A amostra de ruído Gaussiano η_i presume que a interferência proveniente
15 de outras antenas de transmissão é Gaussiana após o detector MMSE.

Na descrição que se segue, o sobrescrito n denota a $n^{\text{ésima}}$ iteração de detecção/decodificação e o subscrito m denota o $m^{\text{ésimo}}$ bloco de símbolos de dados recebido para o
20 pacote atual sendo recuperado. Para a primeira iteração (isto é, $n = 1$) a detecção é baseada somente nos símbolos recebidos, uma vez que nenhuma informação *a priori* proveniente do decodificador FEC está disponível. Portanto, são presumidos bits com igual probabilidade de serem "1" ou
25 "0". Nesse caso, a equação (8) se reduz a um detector MMSE linear, o qual pode ser dado por $\underline{w}_i = (\underline{H}\underline{H}^H + \sigma^2 \underline{I})^{-1} \underline{h}_i$. Para cada iteração subsequente (isto é, $n > 1$), as informações *a priori* providas pelo decodificador FEC são utilizadas pelo
30 detector. À medida que o número de iterações aumenta, a interferência se reduz e o detector converge para o detector MRC que alcança diversidade completa.

Para cada bloco de símbolos de dados recebido para o pacote atual, o detector 920 na Figura 9A efetua a detecção nas N_R seqüências de símbolos recebidas para aquele bloco e provê N_T seqüências de símbolos detectadas.

5 Um multiplexador 922 multiplexa os símbolos detectados nas N_T seqüências para obter um bloco de símbolos detectado, o qual é provido para o processador de dados RX 170b. O bloco de símbolos detectado obtido na $n^{\text{ésima}}$ iteração de detecção/decodificação para o $m^{\text{ésimo}}$ bloco de símbolos de dados é denotado por $\{\hat{s}_m^n\}$.

No interior do processador de dados RX 170b, uma unidade de computação de razão de log-verossimilhança (LLR) 930 recebe os símbolos detectados provenientes do processador espacial RX 160b e computa as LLRs dos B bits de código para cada símbolo detectado. Cada símbolo detectado \hat{s}_i é uma estimativa do símbolo de dados s_i , que é obtida por mapeamento de B bits de código $\underline{b}_i = [b_{i,1} \ b_{i,2} \ \dots \ b_{i,B}]$ para um ponto em uma constelação de sinais. A LLR para o $j^{\text{ésimo}}$ bit de símbolo detectado \hat{s}_i pode ser expressa por:

$$x_{i,j} = \log \left[\frac{\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = 1)}{\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = -1)} \right], \quad \text{Eq (14)}$$

20

onde $b_{i,j}$ é o $j^{\text{ésimo}}$ bit para o símbolo detectado \hat{s}_i ;
 $\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = 1)$ é a probabilidade de o símbolo detectado \hat{s}_i com o bit $b_{i,j}$ ser 1;
 $\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = -1)$ é a probabilidade de o símbolo detectado \hat{s}_i com o bit $b_{i,j}$ ser -1 (isto é, "0"); e
 $x_{i,j}$ é a LLR do bit $b_{i,j}$.

25

As LLRs $\{x_{i,j}\}$ representam as informações *a priori* providas pelo detector para o decodificador FEC e são também referidas como as LLRs de detector.

30

Por simplicidade, presume-se que a intercalação seja tal que os B bits para cada símbolo detectado \hat{s}_i sejam independentes. A equação (14) pode então ser expressa por:

$$x_{i,j} = \log \left[\frac{\sum_{s \in \Omega_{j,q}} \exp \left[\frac{-1}{2v_i^2} |\hat{s}_i - \alpha_i s|^2 \right] \exp \left[\frac{1}{2} \mathbf{b}_i^T(j) \mathbf{L}_i(j) \right]}{\sum_{s \in \Omega_{j,-1}} \exp \left[\frac{-1}{2v_i^2} |\hat{s}_i - \alpha_i s|^2 \right] \exp \left[\frac{1}{2} \mathbf{b}_i^T(j) \mathbf{L}_i(j) \right]} \right], \quad \text{Eq (15)}$$

onde $\Omega_{j,q}$ é o conjunto de pontos na constelação de sinais cujo $j^{\text{ésimo}}$ bit é igual a q ;

s é o símbolo ou ponto de modulação no conjunto $\Omega_{j,q}$ sendo avaliado (isto é, o símbolo "hipotético");

α_i é o ganho para a antena de transmissão i e definido acima;

v_i é a variância da amostra de ruído Gaussiano η_i para o símbolo detectado \hat{s}_i ;

\mathbf{b}_i é o conjunto de B bits para o símbolo hipotético s ;

$\mathbf{b}_i(j)$ é igual a \mathbf{b}_i com o $j^{\text{ésimo}}$ bit removido;

\mathbf{L}_i é um conjunto de LLRs obtidas a partir do decodificador FEC para os B bits do símbolo hipotético s ;

$\mathbf{L}_i(j)$ é igual a \mathbf{L}_i , com a LLR de decodificador para o $j^{\text{ésimo}}$ bit removido, isto é,

$$\mathbf{L}_i(j) = [\lambda_{i,1}, \dots, \lambda_{i,j-1}, \lambda_{i,j+1}, \dots, \lambda_{i,B}]; \quad e$$

" T " denota a transposição.

A LLR de decodificador para o $(i, j)^{\text{ésimo}}$ bit pode ser expressa por:

$$\lambda_{i,j} = \log \left[\frac{\Pr(b_{i,j} = 1)}{\Pr(b_{i,j} = -1)} \right], \quad \text{Eq (16)}$$

onde $\Pr(b_{i,j} = 1)$ é a probabilidade de o bit $b_{i,j}$ ser 1; e

$\Pr(b_{i,j} = -1)$ é a probabilidade de o bit $b_{i,j}$ ser -1.

Para a primeira iteração ($n = 1$), todas as entradas de $\mathbf{L}_i(j)$ são ajustadas para zeros para denotar igual probabilidade de cada bit ser 1 ou -1, uma vez que nenhuma informação *a priori* está disponível para o bit.

Para cada iteração subsequente, as entradas de $L_i(j)$ são computadas com base nos valores "suaves" ("soft") para os bits provenientes do decodificador FEC. A unidade de computação LLR 930 provê LLRs para os bits de código de cada símbolo detectado recebido a partir do processador espacial RX 160b. O bloco de LLRs obtido na $n^{\text{ésima}}$ iteração de detecção/decodificação para o $m^{\text{ésimo}}$ bloco de símbolos de dados é denotado por $\{x_m^n\}$.

Um deintercalador de canal 940 recebe e deintercala cada bloco de LLRs provenientes da unidade de computação LLR 930 e provê LLRs deintercaladas para o bloco. Uma unidade de remontagem 948 forma um pacote de LLRs que contém (1) blocos de LLRs deintercaladas provenientes do deintercalador de canal 940 para todos os blocos de símbolos de dados recebidos a partir do transmissor e (2) blocos de LLRs de valor zero para blocos de símbolos de dados não recebidos. O pacote de LLRs para a $n^{\text{ésima}}$ iteração de detecção/decodificação é denotado por $\{x^n\}$. O decodificador FEC 950 recebe e decodifica o pacote de LLRs provenientes da unidade de remontagem 948, como descrito abaixo.

A Figura 9B mostra um diagrama de blocos de um decodificador Turbo 950a, que pode ser utilizado para os decodificadores FEC 950 e 850 nas Figuras 9A e 8B, respectivamente. O decodificador Turbo 950a efetua a decodificação iterativa para um código convolucional concatenado paralelo, tal como aquele mostrado na Figura 4B.

No interior do decodificador Turbo 950a, um demultiplexador 952 recebe e demultiplexa o pacote de LLRs $\{x^n\}$ proveniente da unidade de remontagem 948 (as quais são também denotadas como as LLRs de entrada) para LLRs de bits de dados $\{x_{\text{dados}}^n\}$, primeiras LLRs de bits de paridade $\{x_{p1}^n\}$ e segundas LLRs de bits de paridade $\{x_{p2}^n\}$. Um decodificador de entrada suave e saída suave ("soft-input soft-output

decoder”) (SISO) 954a recebe as LLRs de bits de dados $\{x_{\text{dados}}^n\}$ e as primeiras LLRs de bits de paridade $\{x_{p1}^n\}$ provenientes do demultiplexador 952 e LLRs de bits de dados deintercaladas $\{\tilde{x}_{\text{dados}2}^n\}$ provenientes de um deintercalador de código 958. O decodificador SISO 954a a seguir deriva novas LLRs para os dados e primeiros bits de paridade $\{x_{\text{dados}1}\}$ e $\{x_{p1}^{n+1}\}$, com base no primeiro código convolucional constituinte. Um intercalador de código 956 intercala as LLRs de bits de dados $\{x_{\text{dados}1}\}$ de acordo com o esquema de intercalação de código utilizado no transmissor e provê LLRs de bits de dados intercaladas $\{\tilde{x}_{\text{dados}1}\}$. De forma similar, um decodificador SISO 954b recebe as LLRs de bits de dados $\{x_{\text{dados}}^n\}$ e as LLRs de segundos bits de paridade $\{x_{p2}^n\}$ provenientes do demultiplexador 952 e as LLRs dos bits de dados intercaladas $\{\tilde{x}_{\text{dados}1}\}$ provenientes do intercalador de código 956. O decodificador SISO 954b a seguir deriva novas LLRs para os dados e segundos bits de paridade, $\{x_{\text{dados}2}\}$ e $\{x_{p2}^{n+1}\}$, com base no segundo código convolucional constituinte. O deintercalador de código 958 deintercala as LLRs de bits de dados $\{x_{\text{dados}2}\}$ de uma maneira complementar à intercalação de código e provê as LLRs de bits de dados deintercaladas $\{\tilde{x}_{\text{dados}2}\}$. Os decodificadores SISO 954a e 954b podem implementar um algoritmo BCJR SISO máximo a posteriori (MAP) ou seus derivados de menor complexidade, um algoritmo Viterbi de saída suave (SOB), ou algum outro algoritmo de decodificação, os quais são conhecidos na técnica.

A decodificação pelos decodificadores SISO 954a e 954b é iterada N_{dec} vezes para a iteração de detecção/decodificação atual n , onde $N_{\text{dec}} \geq 1$. Após todas as N_{dec} iterações de decodificação terem sido completadas, um combinador/multiplexador 960 recebe as LLRs de bits de dados finais $\{x_{\text{dados}1}\}$ e as LLRs de primeiros bits de paridade finais $\{x_{p1}^{n+1}\}$ provenientes do decodificador SISO

954a, as LLRs de bits de dados finais deintercaladas $\{\tilde{x}_{\text{dados}2}\}$ provenientes do deintercalador de código 958 e as LLRs de segundos bits de paridade finais $\{x_{p2}^{n+1}\}$ provenientes do decodificador SISO 954b. O combinador/multiplexador 960 a seguir computa LLRs de decodificador $\{x_{\text{dec}}^{n+1}\}$ para a próxima iteração de detecção/decodificação $n+1$ da seguinte forma:

$$\{x_{\text{dec}}^{n+1}\} = \{x_{\text{data}1} + \tilde{x}_{\text{dados}2}, x_{p1}^{n+1}, x_{p2}^{n+1}\}.$$

As LLRs de decodificador $\{x_{\text{dec}}^{n+1}\}$ correspondem a $\lambda_{i,j}$ na equação (16) e representam as informações a priori providas pelo decodificador FEC para o detector.

Após todas as N_{dd} iterações de detecção/decodificação terem sido completadas, o combinador/multiplexador 960 computa as LLRs de bits de dados finais $\{x_{\text{dados}}\}$ da seguinte forma: $\{x_{\text{dados}}\} = \{x_{\text{data}1}^{N_{\text{dd}}} + x_{\text{data}1} + \tilde{x}_{\text{dados}2}\}$, onde $\{x_{\text{dados}}^{N_{\text{dd}}}\}$ constitui as LLRs de bits de dados providas pela unidade de computação de LLR 930 para a última iteração de detecção/decodificação. Um fatiador 962 fatia as LLRs de bits de dados finais $\{x_{\text{dados}}\}$ e provê o pacote decodificado $\{\hat{d}\}$ para o pacote sendo recuperado. Um verificador de CRC 968 verifica o pacote decodificado e provê o status do pacote.

Fazendo novamente referência à Figura 9A, as LLRs de decodificador $\{x_{\text{dec}}^{n+1}\}$ provenientes do decodificador FEC 950 são intercaladas por um intercalador de canal 970 e as LLRs de decodificador intercaladas são providas para o detector 920. o detector 920 deriva novos símbolos detectados $\{\hat{s}_m^{n+1}\}$ com base nos símbolos recebidos $\{r_m\}$ e nas LLRs de decodificador $\{x_{\text{dec}}^{n+1}\}$. As LLRs de decodificador $\{x_{\text{dec}}^{n+1}\}$ são utilizadas para computar (a) o valor esperado da interferência (isto é, $E[\underline{s}_i]$), que é utilizado para derivar \underline{z} na equação (12) e (b) a variância da

interferência (isto é, $\text{VAR}[\underline{s}_i]$), que é utilizada para derivar \underline{Q} na equação (11).

Os símbolos detectados $\{\hat{s}_m^{n+1}\}$ para todos os blocos de símbolos de dados recebidos a partir do processador espacial RX 160a são novamente decodificados pelo processador de dados RX 170b, como acima descrito. O processo de detecção e decodificação é iterado N_{dd} vezes. Durante o processo de detecção e decodificação iterativo, a confiabilidade dos símbolos detectados melhora com cada iteração de detecção/decodificação.

Como mostrado na equação (8), a resposta do detector MMSE \underline{w}_i depende de \underline{Q} , que, por sua vez, depende da variância da interferência, $\text{VAR}[\underline{s}_i]$. Uma vez que \underline{Q} é diferente para cada iteração de detecção/decodificação, a resposta de detector MMSE \underline{w}_i é também diferente para cada iteração. Para simplificar o receptor 150b, o detector 920 pode implementar (1) um detector MMSE para N_{dd1} iterações de detecção/decodificação e, a seguir, (2) um detector MRC (ou algum outro tipo de detector/equalizador possuindo uma resposta que não muda com a iteração) para N_{dd2} iterações de detecção/decodificação subseqüentes, onde N_{dd1} e N_{dd2} podem ser, cada um, um ou maior. Por exemplo, um detector MMSE pode ser utilizado para a primeira iteração de detecção/decodificação e um detector MRC pode ser utilizado para as próximas cinco iterações de detecção/decodificação. Por outro exemplo, um detector MMSE pode ser utilizado para as primeiras duas iterações de detecção/decodificação e um detector MRC pode ser utilizado para as próximas quatro iterações de detecção/decodificação.

O detector MRC pode ser implementado com o termo u_i , como mostrado na equação (6), onde $\underline{w}_{mcr,i}$ substitui \underline{w}_i . Como mostrado nas equações (6), (9) e (12), o termo u_i depende do valor esperado da interferência, $E[\underline{s}_i]$. Para simplificar adicionalmente o receptor 150b, o termo u_i pode

ser omitido após comutar do detector MMSE para o detector MRC.

O esquema de detecção e decodificação iterativas provê várias vantagens. Por exemplo, o esquema IDD suporta a utilização de uma única taxa para todos os pacotes de dados transmitidos simultaneamente através das N_T antenas de transmissão, pode combater o desvanecimento seletivo de frequência e pode ser utilizado flexivelmente com vários esquemas de codificação e modulação, incluindo o código convolucional concatenado paralelo mostrado na Figura 4B.

3. Seleção de taxa

Para ambos os sistemas MIMO de portadora única e MIMO-OFDM, o receptor e/ou transmissor pode estimar o canal MIMO e selecionar uma taxa adequada para a transmissão de dados no canal MIMO. A seleção de taxa pode ser efetuada de várias maneiras. Alguns esquemas de seleção de taxa exemplares serão descritos abaixo.

Em um primeiro esquema de seleção de taxa, a taxa para transmissão de dados no canal MIMO é selecionada com base em uma métrica, a qual é derivada utilizando um sistema equivalente que modela as respostas de canal para as N_T antenas de transmissão. O sistema equivalente é definido como possuindo um canal AWGN (isto é, com uma resposta de frequência plana) e uma eficiência espectral que é igual à eficiência espectral média das N_T antenas de transmissão. O sistema equivalente possui uma capacidade total igual à capacidade total das N_T antenas de transmissão. A eficiência espectral média pode ser determinada por (1) estimativa da SNR recebida para cada antena de transmissão (por exemplo, com base em símbolos piloto e/ou de dados recebidos), (2) computação da eficiência espectral de cada antena de transmissão a partir da SNR recebida e com base em uma função de eficiência espectral (restringida ou não restringida), $f(x)$, e (3) computação da eficiência espectral média das N_T antenas de

transmissão com base nas eficiências espectrais das antenas de transmissão individuais. A métrica pode ser definida como a SNR necessária pelo sistema equivalente para suportar a eficiência espectral média. Essa SNR pode ser
5 determinada a partir da eficiência espectral média e com base em uma função inversa, $f^{-1}(x)$.

O sistema pode ser projetado para suportar um conjunto de taxas. Uma das taxas suportadas pode ser para uma taxa nula (isto é, uma taxa de dados de zero). Cada uma
10 das taxas restantes está associada a uma taxa de dados diferente de zero particular, um esquema de codificação ou taxa de código particular, um esquema de modulação particular e uma SNR mínima particular requerida para atingir o nível alvo de desempenho (por exemplo, 1 % de
15 PER) para um canal AWGN. Para cada taxa suportada com uma taxa de dados diferente de zero, a SNR requerida é obtida com base no projeto de sistema específico (isto é, a taxa de código particular, o esquema de intercalação, o esquema de modulação e assim por diante, utilizados pelo sistema
20 para aquela taxa) e para um canal AWGN. A SNR requerida pode ser obtida por simulação em computador, medições empíricas e assim por diante, como é conhecido na técnica. O conjunto de taxas suportadas e suas SNRs requeridas podem ser armazenados em uma tabela de consulta (por exemplo, a
25 LUT 184 na Figura 8A).

A métrica pode ser comparada à SNR requerida para cada uma das taxas suportadas pelo sistema. A taxa mais alta com uma SNR requerida que seja menor ou igual à métrica é selecionada para utilização para transmissão de
30 dados no canal MIMO. O primeiro esquema de seleção de taxa está descrito em detalhes no Pedido de Patente U.S. Nº de Série 10/176,567 da Requerente, intitulado "Rate Control for Multi-Channel Communication Systems", depositado em 20 de junho de 2002.

Em um segundo esquema de seleção de taxa, a taxa para transmissão de dados no canal MIMO é selecionada com base nas SNRs recebidas para as N_T antenas de transmissão. A SNR recebida para cada antena de transmissão é primeiramente determinada e uma SNR recebida média, $\gamma_{rx,méd}$, é a seguir computada para as N_T antenas de transmissão. Uma SNR operacional, γ_{op} , é a seguir computada para as N_T antenas de transmissão com base na SNR recebida média, $\gamma_{rx,méd}$, e um deslocamento ("offset") de SNR ou fator de recuo ("back-off"), γ_{desl} (por exemplo, $\gamma_{op} = \gamma_{rx} + \gamma_{desl}$, onde as unidades estão em dB). O deslocamento de SNR é utilizado para compensar o erro de estimativa, a variabilidade no canal MIMO e outros fatores. A SNR operacional, γ_{op} , pode ser comparada à SNR requerida para cada uma das taxas suportadas pelo sistema. A taxa mais alta com uma SNR requerida que seja menor ou igual à SNR operacional (isto é, $\gamma_{req} \leq \gamma_{op}$) é selecionada para utilização para transmissão de dados no canal MIMO. O segundo esquema de seleção de taxa é descrito em detalhes no Pedido de Patente U.S. Nº de Série 10/394,529 da Requerente, intitulado "Transmission Mode Selection for Data Transmission in a Multi-Channel Communication System", depositado em 20 de março de 2003.

As técnicas de transmissão IR aqui descritas podem ser implementadas por vários meios. Por exemplo, essas técnicas podem ser implementadas em hardware, software, ou uma combinação de tais. Para uma implementação em hardware, as unidades de processamento utilizadas no transmissor para transmissão IR podem ser implementadas dentro de um ou mais circuitos integrados de aplicação específica (ASICs), processadores de sinais digitais (DSPs), dispositivos de processamento de sinais digitais (DSPDs), dispositivos lógicos programáveis (PLDs), arranjos de portas programáveis em campo (FPGAs), processadores, controladores, micro-controladores, microprocessadores,

outras unidades eletrônicas projetadas para efetuar as funções aqui descritas, ou uma combinação de tais. As unidades de processamento utilizadas no receptor para recepção de uma transmissão IR podem também ser
5 implementadas dentro de um ou mais ASICs, DSPs, DSPDs, PLDs, FPGAs, processadores, controladores, e assim por diante.

Para uma implementação em software, as técnicas de transmissão IR podem ser implementadas com módulos (por
10 exemplo, procedimentos, funções e assim por diante) que efetuam as funções aqui descritas. Os códigos de software podem ser armazenados em uma unidade de memória (por exemplo, as unidades de memória 142 e 182 na Figura 1) e executados por um processador (por exemplo, os
15 controladores 140 e 180). A unidade de memória pode ser implementada dentro do processador ou externa ao processador, caso este em que ela pode estar acoplada de forma comunicativa ao processador através de vários meios ou dispositivos, como é conhecido na técnica.

20 Os cabeçalhos são aqui incluídos por referência e para auxiliar na localização de certas seções. Esses cabeçalhos não se destinam a limitar o escopo dos conceitos ali descritos e esses conceitos podem ser aplicados em outras seções por todo o relatório descritivo.

25 A descrição prévia das modalidades reveladas é provida para permitir que qualquer pessoa versada na técnica fabrique ou faça uso da presente invenção. As várias modificações a essas modalidades ficarão prontamente
30 claras para os versados na técnica e os princípios genéricos aqui definidos podem ser aplicados a outras modalidades sem se afastar do espírito ou escopo da invenção. Dessa forma, a presente invenção não deve ser limitada às modalidades aqui mostradas, devendo receber o
35 escopo mais amplo, consistente com os princípios e características novas aqui revelados.

REIVINDICAÇÕES

1. Método para efetuar transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO),
5 caracterizado pelo fato de que compreende:

processar um pacote de dados para obter uma pluralidade de blocos de símbolos para o pacote de dados;

transmitir um primeiro bloco de símbolos a partir de uma pluralidade de antenas de transmissão em um transmissor para uma pluralidade de antenas de recepção em
10 um receptor, em que o primeiro bloco de símbolos é um bloco da pluralidade de blocos de símbolos; e

transmitir os blocos restantes da pluralidade de blocos de símbolos, um bloco de símbolos de cada vez, até
15 que o pacote de dados seja recuperado corretamente pelo receptor ou todos os blocos da pluralidade de blocos de símbolos sejam transmitidos.

2. Método, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

20 obter uma taxa selecionada para transmissão de dados em um canal MIMO entre a pluralidade de antenas de transmissão e a pluralidade de antenas de recepção, e em que o pacote de dados é processado de acordo com a taxa selecionada.

25 3. Método, de acordo com a reivindicação 2, caracterizado pelo fato de que o processamento inclui:

encodificar o pacote de dados de acordo com um esquema de codificação indicado pela taxa selecionada para obter um pacote codificado;

30 particionar o pacote codificado em uma pluralidade de subpacotes codificados; e

modular a pluralidade de subpacotes codificados de acordo com um esquema de modulação indicado pela taxa selecionada para obter a pluralidade de blocos de símbolos.

4. Método, de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo fato de que o esquema de codificação é um código Turbo, e em que o primeiro bloco de símbolos inclui bits sistemáticos para o pacote de dados.

5 5. Método, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

receber uma confirmação negativa (NAK); e
transmitir um próximo bloco de símbolos dentre os blocos restantes da pluralidade de blocos de símbolos em
10 resposta à recepção da NAK.

6. Método, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o sistema MIMO utiliza multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM), e em que cada bloco da pluralidade de blocos de símbolos é
15 transmitido a partir de uma pluralidade de sub-bandas da pluralidade de antenas de transmissão, caso o sejam.

7. Método, de acordo com a reivindicação 2, caracterizado pelo fato de que pelo menos dois pacotes de dados são, cada um, processados de acordo com a taxa
20 selecionada para obtenção de pelo menos duas pluralidades de blocos de símbolos, uma pluralidade de blocos de símbolos para cada pacote de dados, e em que pelo menos dois blocos de símbolos para os pelo menos dois pacotes de dados são transmitidos simultaneamente a partir da
25 pluralidade de antenas de transmissão para a pluralidade de antenas de recepção.

8. Método, de acordo com a reivindicação 7, caracterizado pelo fato de que o sistema MIMO utiliza multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM), e
30 em que cada um dos pelo menos dois blocos de símbolos para os pelo menos dois pacotes de dados é transmitido diagonalmente através de uma pluralidade de sub-bandas e da pluralidade de antenas de transmissão.

9. Método, de acordo com a reivindicação 2,
35 caracterizado pelo fato de que o sistema MIMO utiliza

5 multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM), em que N_p pacotes de dados são, cada um, processados de acordo com a taxa selecionada para obtenção de N_p pluralidades de blocos de símbolos, uma pluralidade de blocos de símbolos para cada pacote de dados, onde N_p é igual a ou maior que um e é selecionado com base em uma classificação do canal MIMO, e em que N_p blocos de símbolos para os N_p pacotes de dados são transmitidos simultaneamente de forma diagonal através de uma pluralidade de sub-bandas e da pluralidade de antenas de transmissão.

10 10. Transmissor operativo para efetuar transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), caracterizado pelo fato de que compreende:

15 um processador de dados de transmissão operativo para processar um pacote de dados para obter uma pluralidade de blocos de símbolos para o pacote de dados; e

um controlador operativo para:

20 iniciar a transmissão de um primeiro bloco de símbolos a partir de uma pluralidade de antenas de transmissão no transmissor para uma pluralidade de antenas de recepção em um receptor, em que o primeiro bloco de símbolos é um bloco da pluralidade de blocos de símbolos; e

25 iniciar a transmissão dos blocos restantes da pluralidade de blocos de símbolos, um bloco de símbolos de cada vez, até que o pacote de dados seja recuperado corretamente pelo receptor ou todos os blocos da pluralidade de blocos de símbolos sejam transmitidos.

30 11. Transmissor, de acordo com a reivindicação 10, caracterizado pelo fato de que o processador de dados de transmissão é operativo para:

35 encodificar o pacote de dados de acordo com um esquema de codificação indicado por uma taxa selecionada para obter um pacote codificado;

particionar o pacote codificado em uma pluralidade de subpacotes codificados; e

modular a pluralidade de subpacotes codificados de acordo com um esquema de modulação indicado pela taxa
5 selecionada para obter a pluralidade de blocos de símbolos.

12. Transmissor, de acordo com a reivindicação 10, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

um processador espacial de transmissão operativo
10 para receber um bloco de símbolos a ser transmitido e prover símbolos no bloco de símbolos para a pluralidade de antenas de transmissão.

13. Equipamento operativo para efetuar transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema
15 de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), caracterizado pelo fato de que compreende:

dispositivos para processar um pacote de dados para obter uma pluralidade de blocos de símbolos para o pacote de dados;

20 dispositivos para transmitir um primeiro bloco de símbolos a partir de uma pluralidade de antenas de transmissão em um transmissor para uma pluralidade de antenas de recepção em um receptor, em que o primeiro bloco de símbolos é um bloco da pluralidade de blocos de
25 símbolos; e

dispositivos para transmitir os blocos restantes da pluralidade de blocos de símbolos, um bloco de símbolos de cada vez, até que o pacote de dados seja recuperado corretamente no receptor ou todos os blocos da pluralidade
30 de blocos de símbolos sejam transmitidos.

14. Equipamento, de acordo com a reivindicação 13, caracterizado pelo fato de que os dispositivos para processar incluem:

dispositivos para encodificar o pacote de dados de acordo com um esquema de codificação indicado por uma taxa selecionada para obter um pacote codificado;

5 dispositivos para particionar o pacote codificado em uma pluralidade de subpacotes codificados; e

dispositivos para modular a pluralidade de subpacotes codificados de acordo com um esquema de modulação indicado pela taxa selecionada para obter a pluralidade de blocos de símbolos.

10 15. Método para receber uma transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), caracterizado pelo fato de que compreende:

15 obter um bloco de símbolos detectados para um pacote de dados, em que o bloco de símbolos detectados é uma estimativa de um bloco de símbolos de dados transmitido a partir de uma pluralidade de antenas de transmissão em um transmissor e recebido por uma pluralidade de antenas de recepção em um receptor, e em que o bloco de símbolos de dados é um bloco de uma pluralidade de blocos de símbolos de dados gerados para o pacote de dados;

20 decodificar todos os blocos de símbolos detectados obtidos para o pacote de dados para prover um pacote decodificado;

25 determinar se o pacote decodificado está correto ou com erro; e

repetir a obtenção, decodificação e determinação para outro bloco da pluralidade de blocos de símbolos de dados caso o pacote detectado esteja com erro.

30 16. Método, de acordo com a reivindicação 15, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

obter um bloco de símbolos recebidos para o bloco de símbolos de dados; e

35 detectar o bloco de símbolos recebidos para obter o bloco de símbolos detectados.

17. Método, de acordo com a reivindicação 15, caracterizado pelo fato de que a detecção é baseada em um detector de mínimo erro quadrático médio (MMSE), um detector de combinação por razão máxima (MRC), ou um
5 detector linear de forçar a zero (ZF).

18. Método, de acordo com a reivindicação 15, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:
terminar a obtenção, decodificação e determinação
caso o pacote decodificado esteja correto ou caso a
10 pluralidade de blocos de símbolos de dados para o pacote de dados tenha sido transmitida.

19. Método, de acordo com a reivindicação 15, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:
enviar uma confirmação (ACK) para o bloco de
15 símbolos de dados caso o pacote decodificado esteja correto, ou uma confirmação negativa (NAK) caso o pacote decodificado esteja com erro.

20. Método, de acordo com a reivindicação 15, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:
20 obter estimativas de canal para um canal MIMO entre a pluralidade de antenas de transmissão e a pluralidade de antenas de recepção; e

selecionar, com base nas estimativas de canal, uma taxa para transmissão de dados no canal MIMO.

25 21. Método, de acordo com a reivindicação 20, caracterizado pelo fato de que a seleção inclui:

derivar uma estimativa de relação sinal/ruído mais interferência (SNR) para cada antena da pluralidade de antenas de transmissão;

30 determinar uma eficiência espectral média para a pluralidade de antenas de transmissão com base em estimativas de SNR para a pluralidade de antenas de transmissão; e

determinar a taxa com base na eficiência espectral média para a pluralidade de antenas de transmissão.

22. Método, de acordo com a reivindicação 20, caracterizado pelo fato de que a seleção inclui:

derivar uma estimativa de relação sinal/ruído mais interferência (SNR) para cada antena da pluralidade de antenas de transmissão;

computar uma SNR média com base em estimativas de SNR para a pluralidade de antenas de transmissão;

determinar um fator de recuo; e

determinar a taxa com base na SNR média e no fator de recuo.

23. Receptor operativo para receber uma transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), caracterizado pelo fato de que compreende:

um processador de dados de recepção operativo para:

obter um bloco de símbolos detectados para um pacote de dados, em que o bloco de símbolos detectados é uma estimativa de um bloco de símbolos de dados transmitido a partir de uma pluralidade de antenas de transmissão em um transmissor e recebido por uma pluralidade de antenas de recepção em um receptor, e em que o bloco de símbolos de dados é um bloco de uma pluralidade de blocos de símbolos de dados gerados para o pacote de dados;

decodificar todos os blocos de símbolos detectados obtidos para o pacote de dados para prover um pacote decodificado; e

determinar se o pacote decodificado está correto ou com erro; e

um controlador operativo para, caso o pacote decodificado esteja com erro, direcionar o processador de dados de recepção para repetir a obtenção de um novo bloco

de símbolos detectados, a decodificação de todos os blocos de símbolos detectados e a determinação de se o pacote decodificado está correto ou com erro.

24. Receptor, de acordo com a reivindicação 23, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

um detector operativo para obter um bloco de símbolos recebidos para o bloco de símbolos de dados e para detectar o bloco de símbolos recebidos para obter o bloco de símbolos detectado.

25. Receptor, de acordo com a reivindicação 23, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

um estimador de canal operativo para obter estimativas de canal para um canal MIMO entre a pluralidade de antenas de transmissão e a pluralidade de antenas de recepção; e

um seletor de taxa operativo para selecionar, com base nas estimativas de canal, uma taxa para transmissão de dados no canal MIMO.

26. Equipamento para receber uma transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), caracterizado pelo fato de que compreende:

dispositivos para obter um bloco de símbolos detectados para um pacote de dados, em que o bloco de símbolos detectados é uma estimativa de um bloco de símbolos de dados transmitido a partir de uma pluralidade de antenas de transmissão em um transmissor e recebido por uma pluralidade de antenas de recepção em um receptor, e em que o bloco de símbolos de dados é um bloco de uma pluralidade de blocos de símbolos de dados gerados para o pacote de dados;

dispositivos para decodificar todos os blocos de símbolos detectados obtidos para o pacote de dados para obter um pacote decodificado;

dispositivos para determinar se o pacote decodificado está correto ou com erro; e

dispositivos para repetir a obtenção, decodificação e determinação para outro bloco da pluralidade de blocos de símbolos de dados caso o pacote detectado esteja com erro.

27. Equipamento, de acordo com a reivindicação 26, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

dispositivos para obter um bloco de símbolos recebidos para o bloco de símbolos de dados; e

dispositivos para detectar o bloco de símbolos recebidos para obter o bloco de símbolos detectados.

28. Método para receber uma transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), caracterizado pelo fato de que compreende:

receber um bloco de símbolos recebidos para um pacote de dados, em que o bloco de símbolos recebidos é para um bloco de símbolos de dados transmitido a partir de uma pluralidade de antenas de transmissão em um transmissor e recebido por uma pluralidade de antenas de recepção em um receptor, e em que o bloco de símbolos de dados é um bloco de uma pluralidade de blocos de símbolos de dados gerados para o pacote de dados;

detectar todos os blocos de símbolos recebidos para o pacote de dados para obter blocos de símbolos detectados, um bloco de símbolos detectado para cada bloco de símbolos recebido;

decodificar os blocos de símbolos detectados para o pacote de dados para obter informações de realimentação de decodificador;

efetuar a detecção e a decodificação para uma pluralidade de iterações, em que as informações de realimentação de decodificador provenientes da

decodificação para uma iteração atual são utilizadas pela detecção para uma iteração subsequente; e

gerar um pacote decodificado com base em uma saída a partir da decodificação para uma última iteração
5 dentre a pluralidade de iterações.

29. Método, de acordo com a reivindicação 28, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

determinar se o pacote decodificado está correto ou com erro; e

10 repetir a recepção, detecção, decodificação, efetuação e geração para outro bloco da pluralidade de blocos de símbolos de dados caso o pacote decodificado esteja com erro e caso todos os blocos da pluralidade de blocos de símbolos de dados não tenham sido transmitidos.

15 30. Método, de acordo com a reivindicação 28, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

obter estimativas de canal para um canal MIMO entre a pluralidade de antenas de transmissão e a pluralidade de antenas de recepção; e

20 selecionar, com base nas estimativas de canal, uma taxa para transmissão de dados no canal MIMO.

31. Método, de acordo com a reivindicação 28, caracterizado pelo fato de que a detecção é baseada em um detector de mínimo erro quadrático médio (MMSE), um
25 detector de combinação por razão máxima (MRC), ou um detector linear de forçar a zero (ZF).

32. Método, de acordo com a reivindicação 31, caracterizado pelo fato de que o detector MMSE é utilizado para a detecção para N iterações e o detector MRC ou o
30 detector ZF é utilizado para a detecção após N iterações, onde N é um ou maior.

33. Receptor operativo para receber uma transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas
35 saídas (MIMO), caracterizado pelo fato de que compreende:

um armazenador operativo para receber e armazenar um bloco de símbolos recebidos para um pacote de dados, em que o bloco de símbolos recebido é para um bloco de símbolos de dados transmitido a partir de uma pluralidade de antenas de transmissão em um transmissor e recebido por uma pluralidade de antenas de recepção em um receptor, e em que o bloco de símbolos de dados é um bloco de uma pluralidade de blocos de símbolos de dados gerados para o pacote de dados;

10 um detector operativo para detectar todos os blocos de símbolos recebidos para o pacote de dados para obter blocos de símbolos detectados, um bloco de símbolos detectado para cada bloco de símbolos recebido; e

15 um decodificador operativo para decodificar todos os blocos de símbolos detectados para o pacote de dados para obter informações de realimentação de decodificador; e

em que o detector e o decodificador são operativos para efetuar a detecção e a decodificação para uma pluralidade de iterações, em que as informações de realimentação de decodificador provenientes do decodificador para uma iteração atual são utilizadas pelo detector para uma iteração subsequente, e em que um pacote decodificado é gerado com base em uma saída a partir do decodificador para uma última iteração dentre a pluralidade de iterações.

34. Receptor, de acordo com a reivindicação 33, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

um controlador operativo para, caso o pacote decodificado esteja com erro e caso todos os blocos da pluralidade de blocos de símbolos de dados não tenham sido transmitidos, direcionar o armazenador para receber e armazenar outro bloco de símbolos recebidos para outro bloco da pluralidade de blocos de símbolos de dados, e para direcionar o detector e o decodificador para efetuar a detecção e a decodificação em todos os blocos de símbolos

recebidos para o pacote de dados para obter o pacote decodificado.

35. Equipamento para receber uma transmissão com redundância incremental (IR) em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO),
5 caracterizado pelo fato de que compreende:

dispositivos para receber um bloco de símbolos recebidos para um pacote de dados, em que o bloco de símbolos recebido é para um bloco de símbolos de dados transmitido a partir de uma pluralidade de antenas de
10 transmissão em um transmissor e recebido por uma pluralidade de antenas de recepção em um receptor, e em que o bloco de símbolos de dados é um bloco de uma pluralidade de blocos de símbolos de dados gerados para o pacote de
15 dados;

dispositivos para detectar todos os blocos de símbolos recebidos para o pacote de dados para obter blocos de símbolos detectados, um bloco de símbolos detectado para cada bloco de símbolos recebido;

20 dispositivos para decodificar todos os blocos de símbolos detectados para o pacote de dados para obter informações de realimentação de decodificador;

dispositivos para efetuar a detecção e a decodificação para uma pluralidade de iterações, em que as
25 informações de realimentação de decodificador provenientes da decodificação para uma iteração atual são utilizadas pela detecção para uma iteração subsequente; e

dispositivos para gerar um pacote decodificado com base em uma saída de decodificador a partir da
30 decodificação para uma última iteração dentre a pluralidade de iterações.

36. Equipamento, de acordo com a reivindicação 35, caracterizado pelo fato de que compreende adicionalmente:

dispositivos para determinar se o pacote decodificado está correto ou com erro; e

dispositivos para repetir a recepção, detecção, decodificação, efetuação e geração para outro bloco da pluralidade de blocos de símbolos de dados caso o pacote decodificado esteja com erro e todos os blocos da pluralidade de blocos de símbolos de dados não tenham sido transmitidos.

37. Método para receber uma transmissão de dados em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), caracterizado pelo fato de que compreende:

detectar símbolos recebidos para um pacote de dados para obter símbolos detectados;

decodificar os símbolos detectados para obter informações de realimentação de decodificador;

efetuar a detecção e a decodificação para uma pluralidade de iterações, em que as informações de realimentação de decodificador provenientes da decodificação para uma iteração atual são utilizadas pela detecção para uma iteração subsequente, em que a detecção é efetuada com base em um detector de mínimo erro quadrático médio (MMSE) para as primeiras N iterações, onde N é um ou maior, e com base em um detector de combinação por razão máxima (MRC) ou um detector linear de forçar a zero (ZF) para as iterações restantes da pluralidade de iterações; e

gerar um pacote decodificado com base em uma saída a partir da decodificação para uma última iteração dentre a pluralidade de iterações.

38. Método, de acordo com a reivindicação 37, caracterizado pelo fato de que N é igual a um.

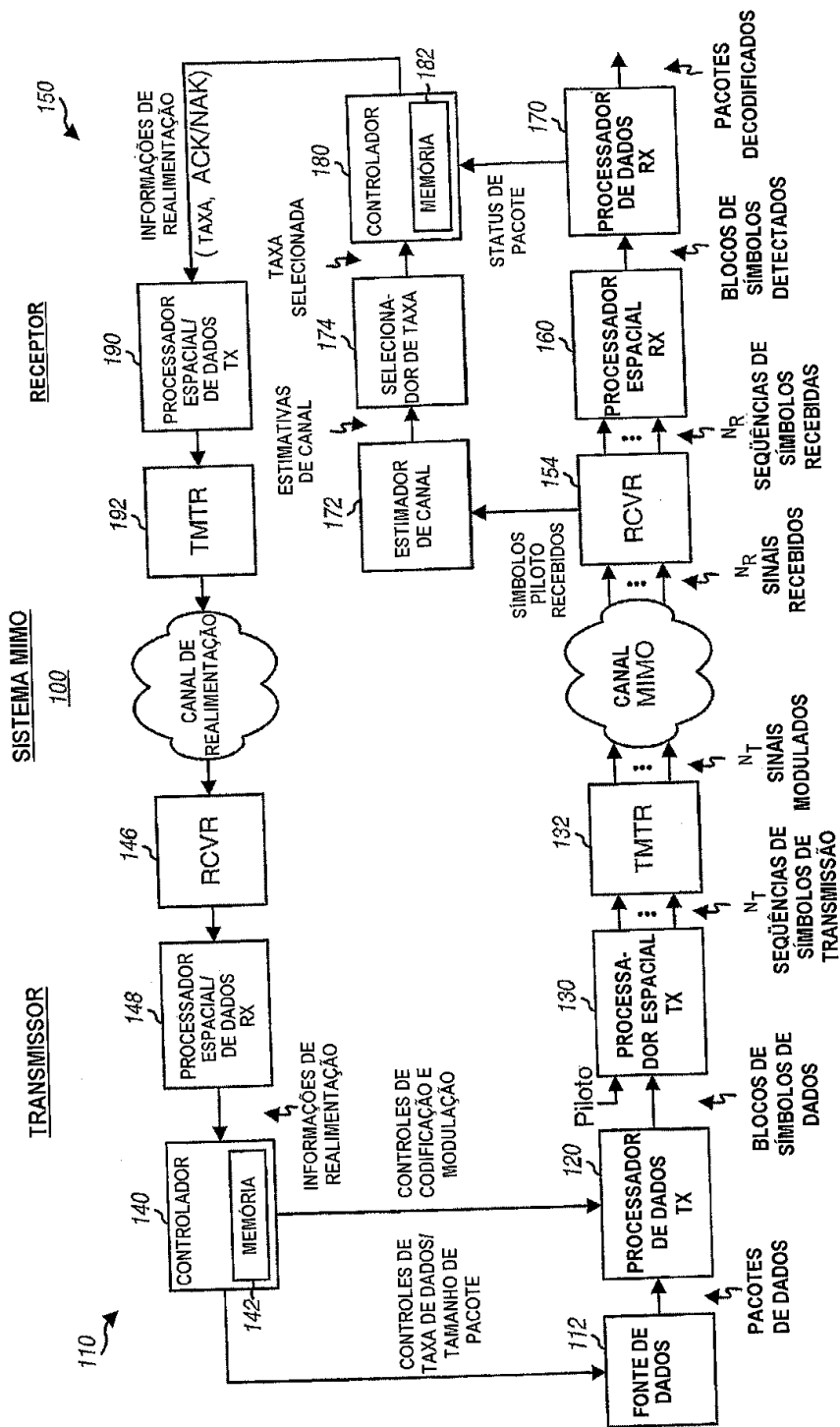


FIG. 1

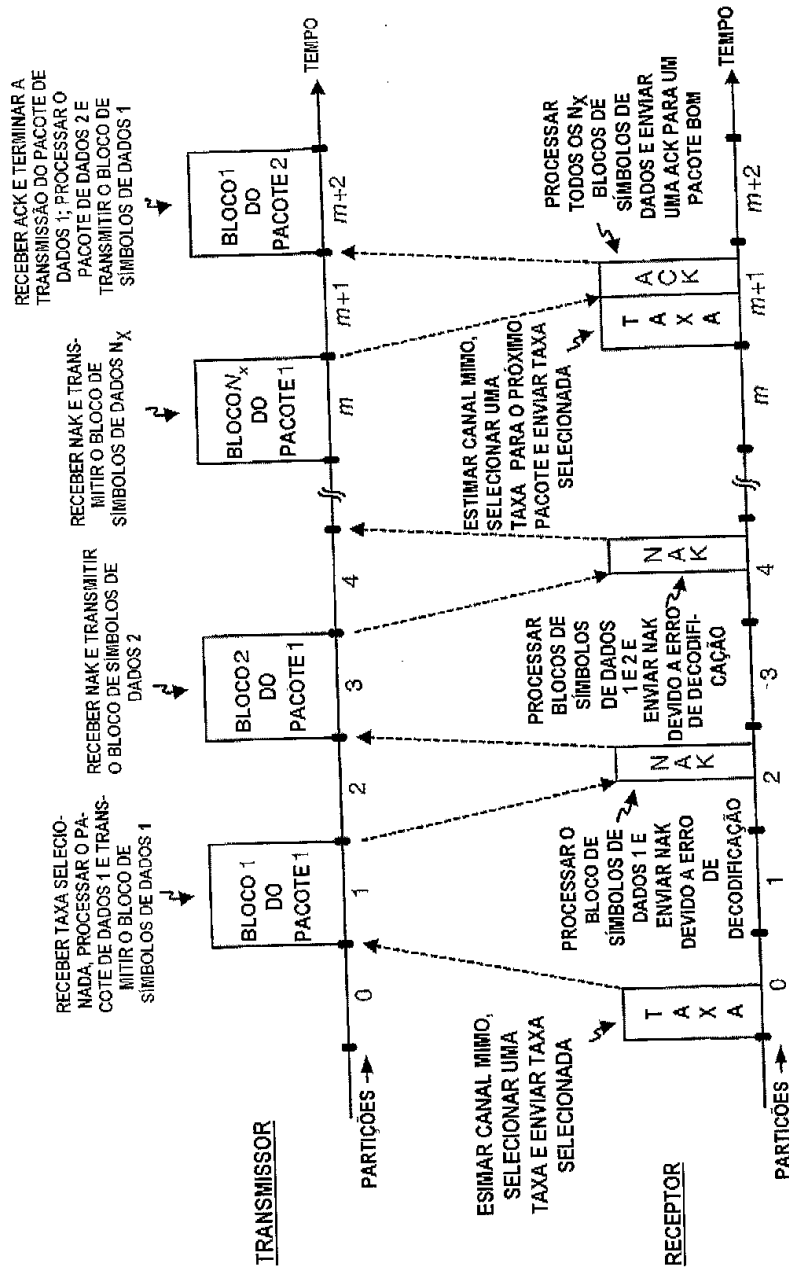


FIG. 3

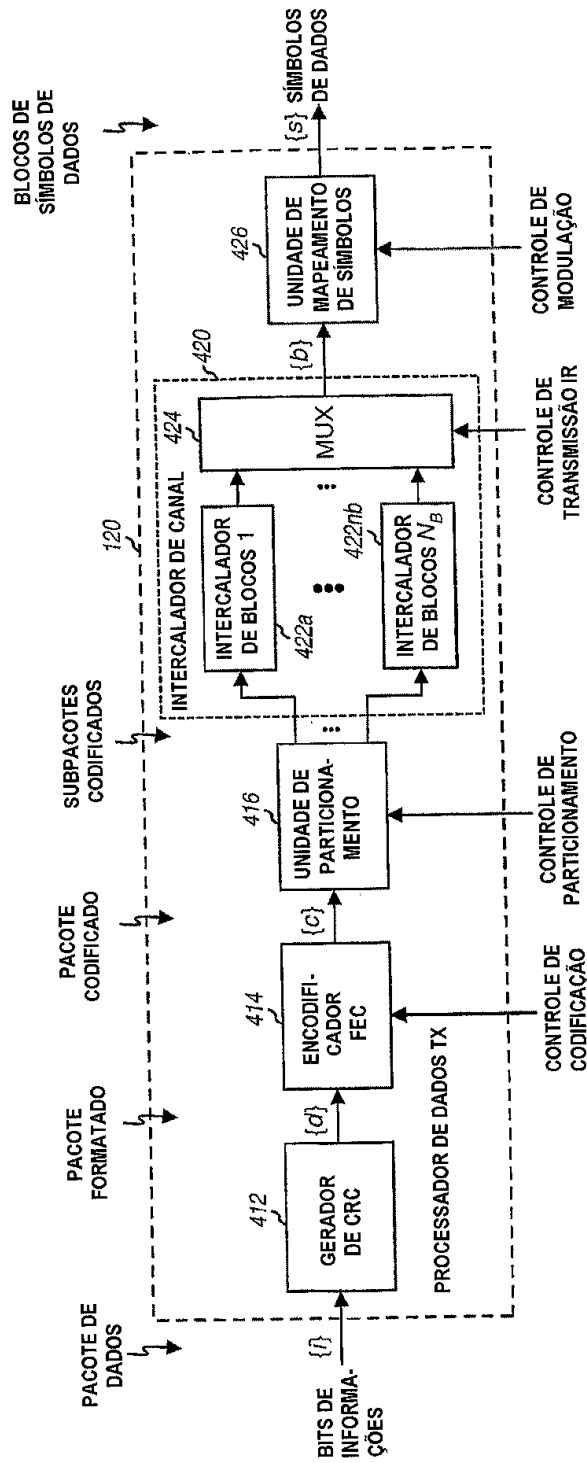


FIG. 4A

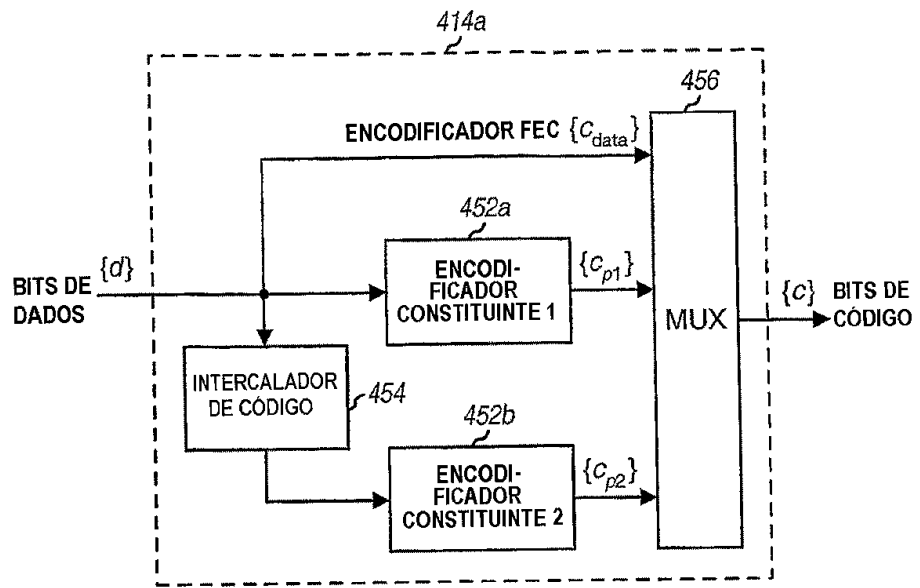


FIG. 4B

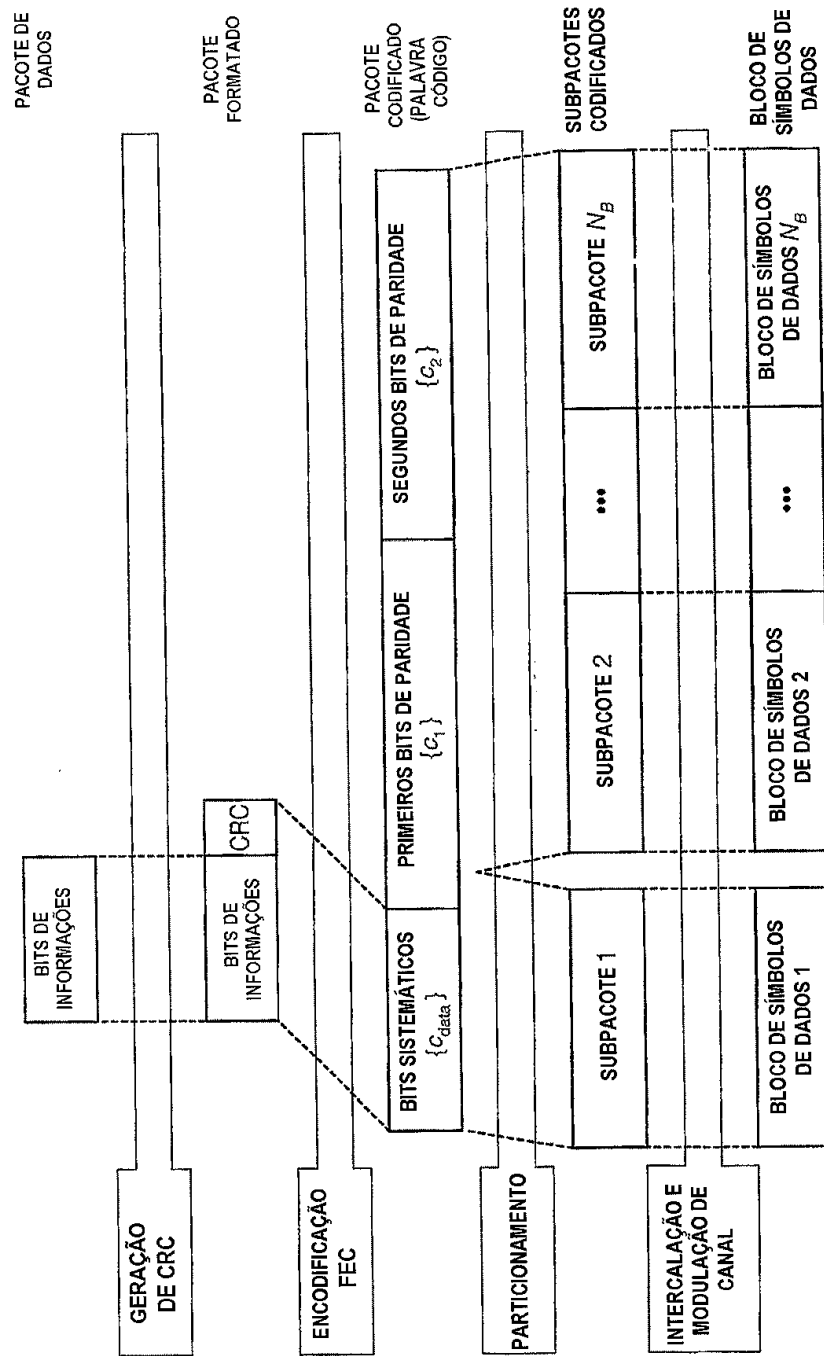


FIG. 5

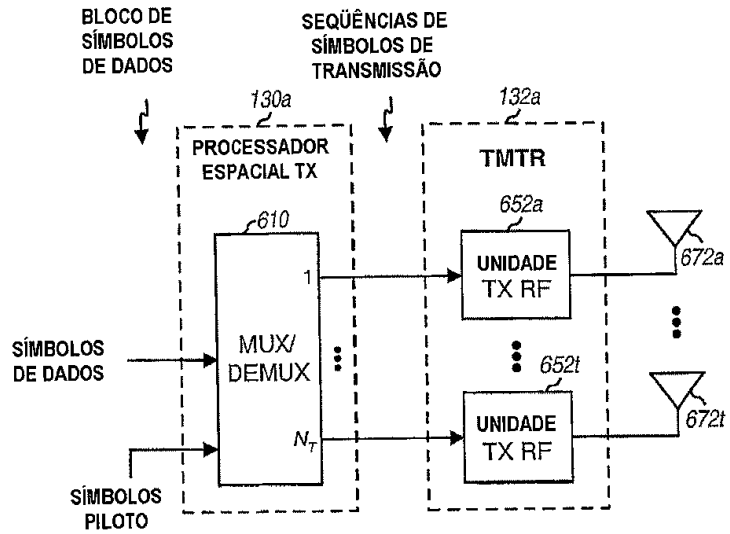


FIG. 6A

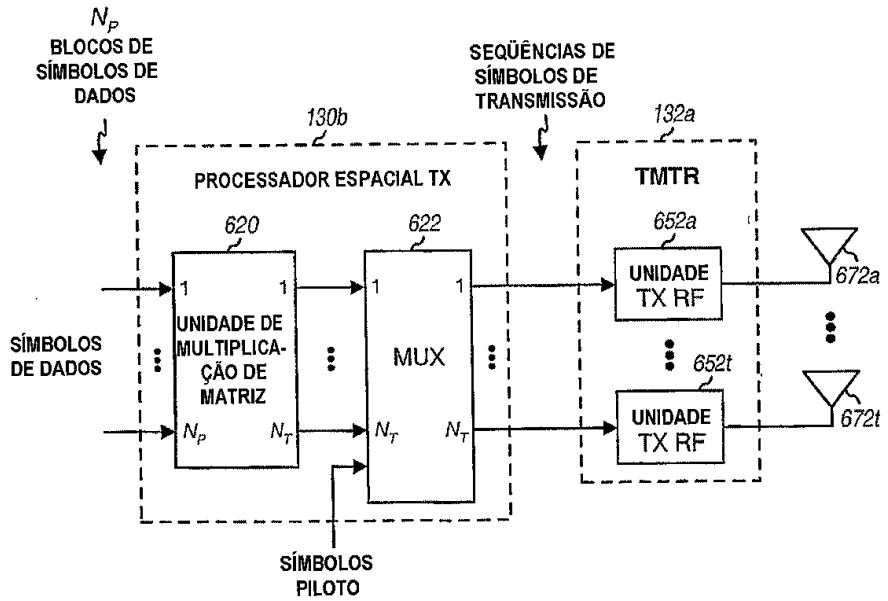


FIG. 6B

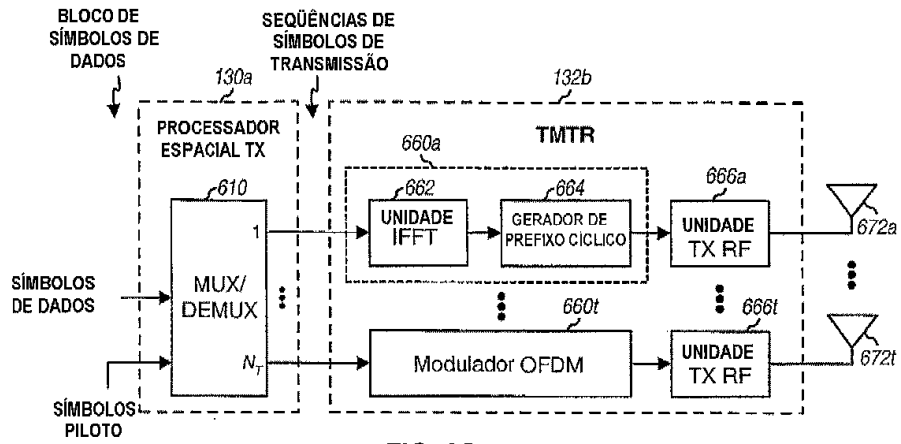


FIG. 6C

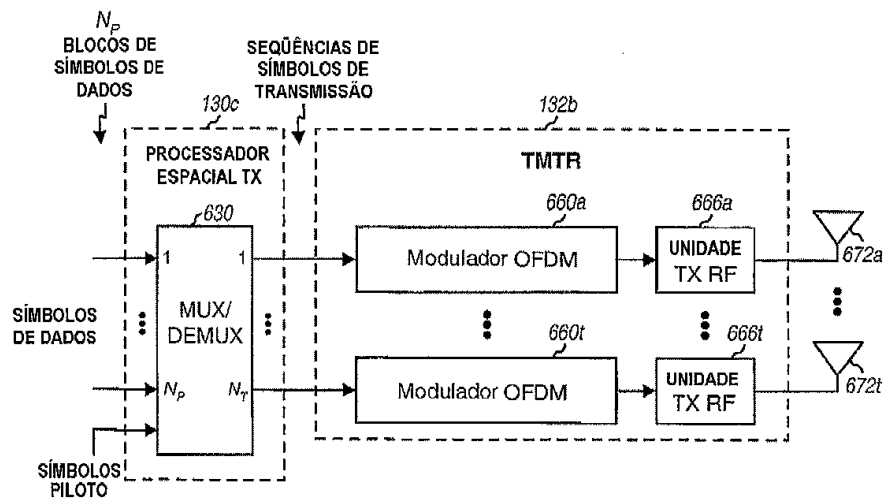


FIG. 6D

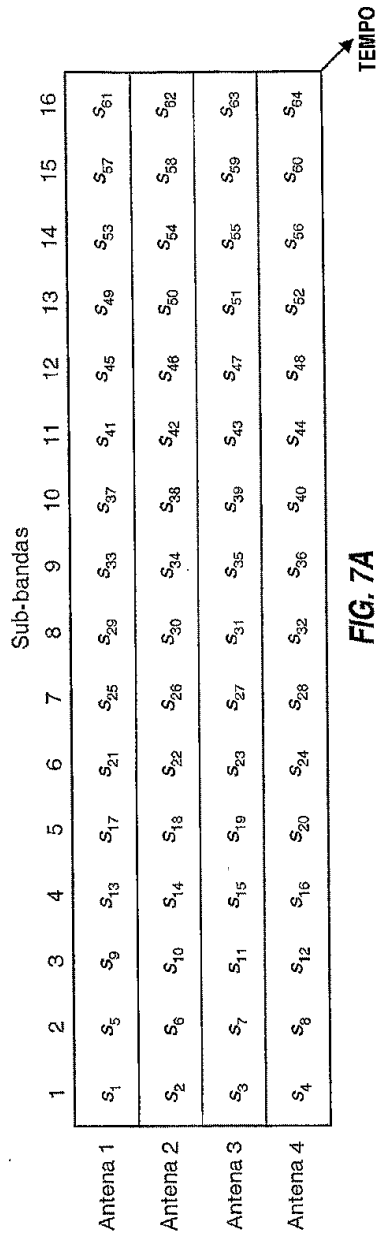


FIG. 7A

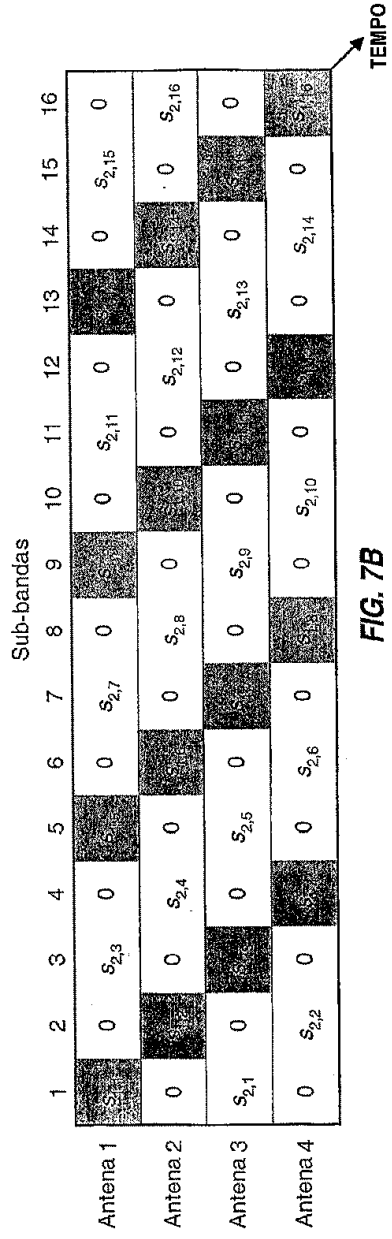


FIG. 7B

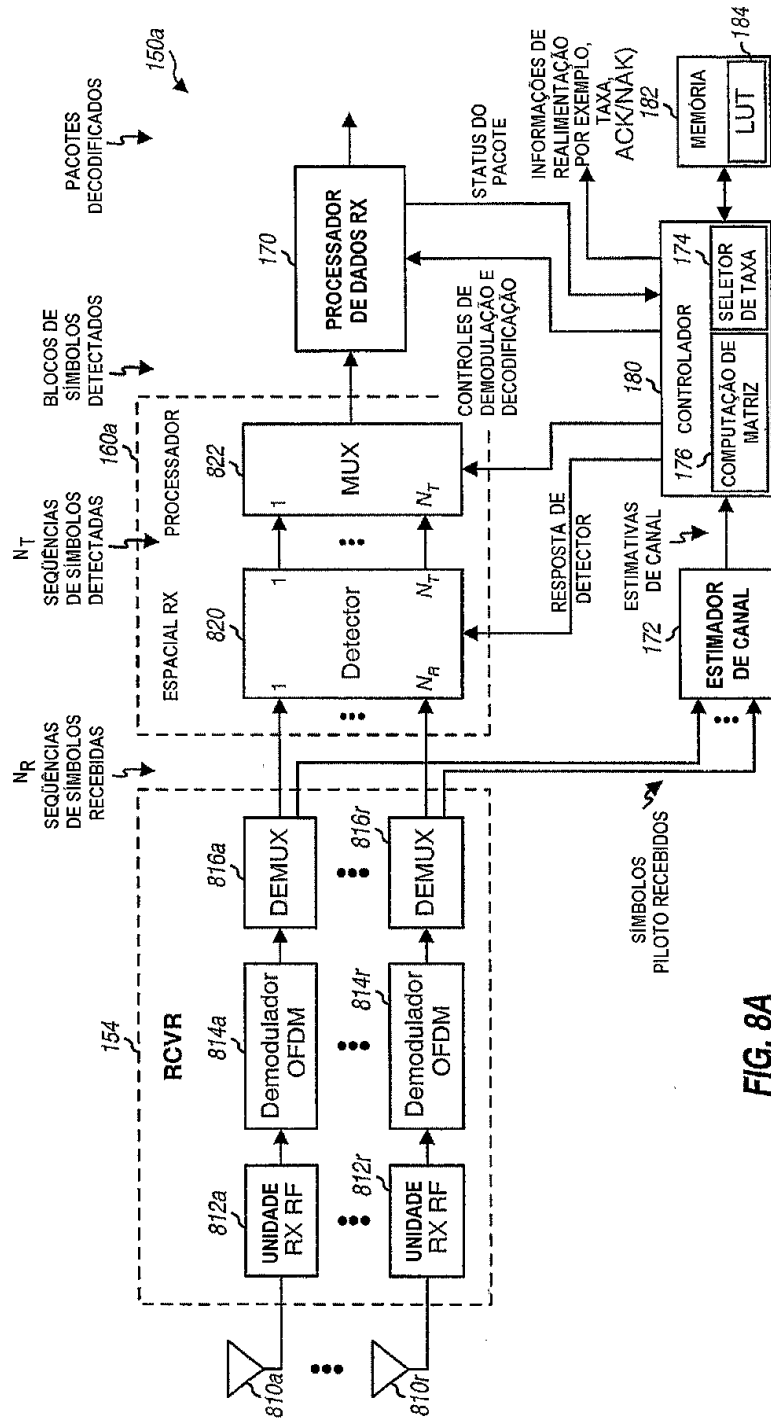


FIG. 8A

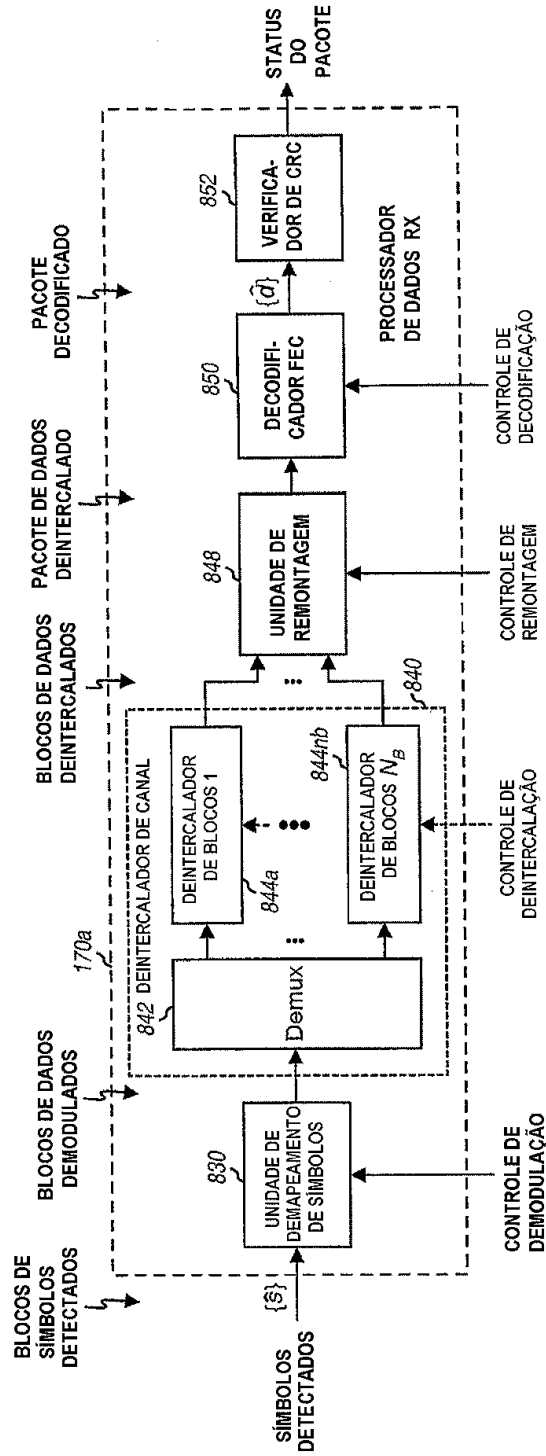


FIG. 8B

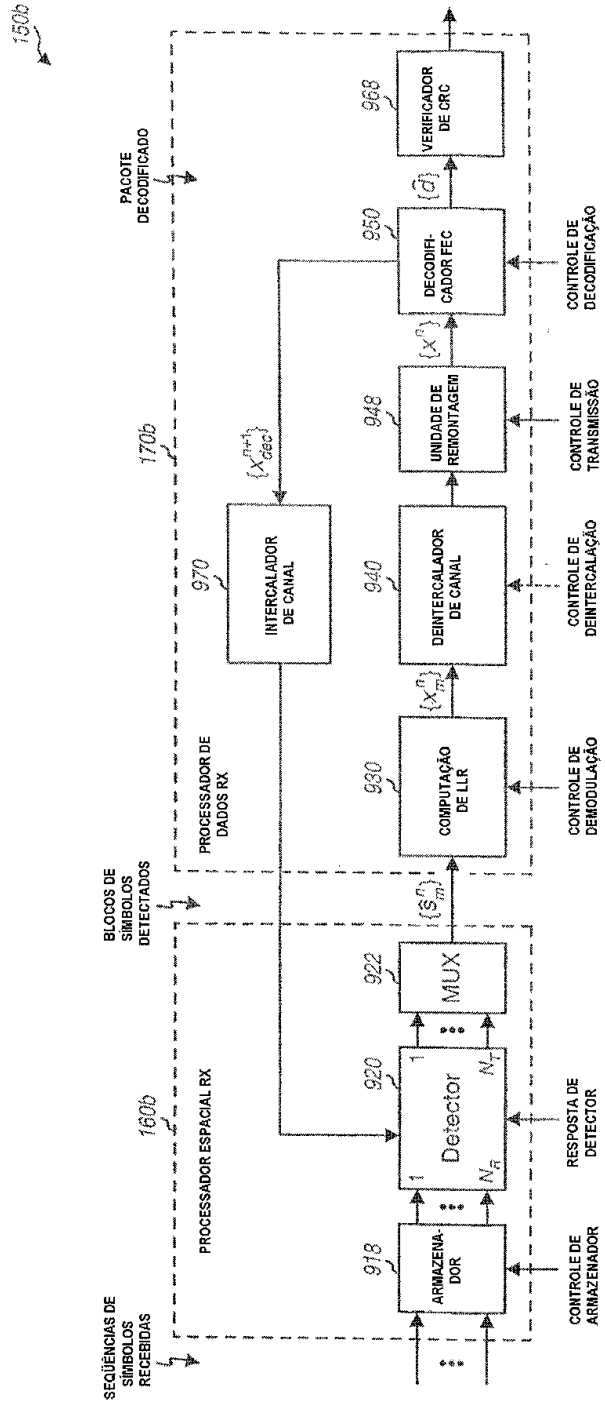


FIG. 9A

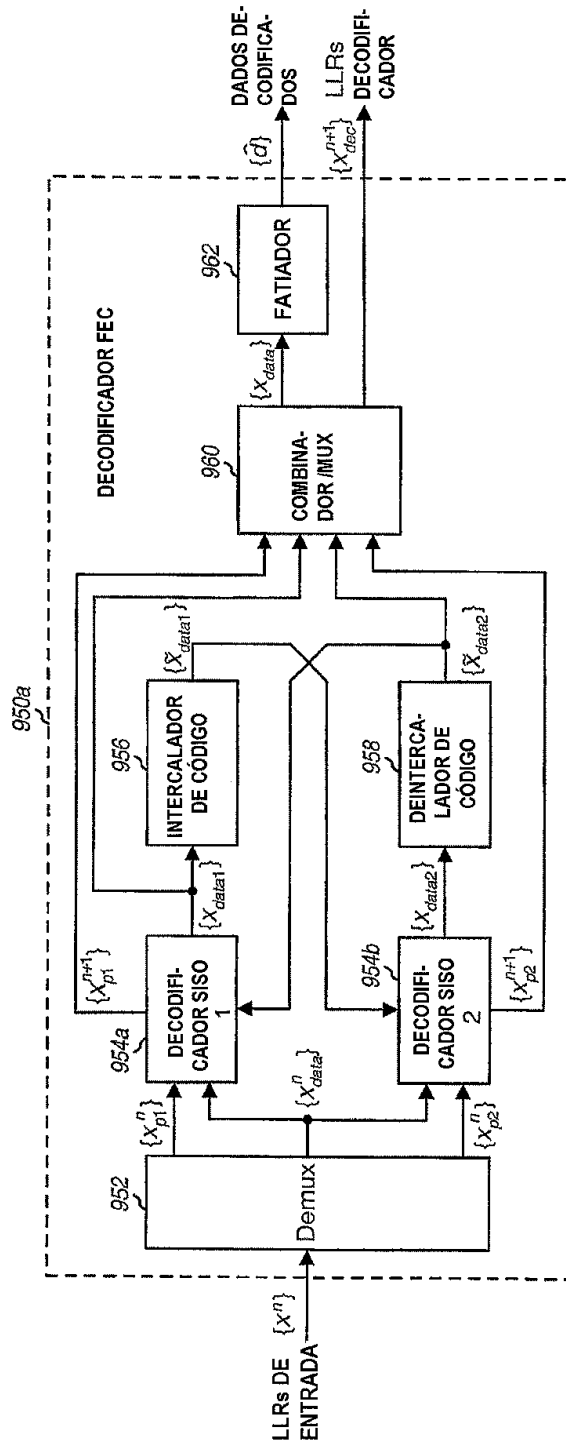


FIG. 9B