



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

**(11) PI 0210417-2 B1**



**(22) Data do Depósito:** 13/06/2002

**(45) Data de Concessão:** 28/06/2016

**(54) Título:** MÉTODO E EQUIPAMENTO PARA PROCESSAMENTO DE DADOS PARA TRANSMISSÃO EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MULTI-CANAL UTILIZANDO INVERSÃO SELETIVA DE CANAL

**(51) Int.Cl.:** H04W 52/24; H04W 52/34; H04W 52/50; H04B 7/005; H04B 7/04; H04B 7/06; H04B 7/26; H04L 1/00; H04L 1/06; H04L 27/26

**(30) Prioridade Unionista:** 14/06/2001 US 09/881,610

**(73) Titular(es):** QUALCOMM INCORPORATED

**(72) Inventor(es):** JOHN W. KETCHUM, JAY ROD WALTON

**"MÉTODO E EQUIPAMENTO PARA PROCESSAMENTO DE DADOS PARA  
TRANSMISSÃO EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MULTI-CANAL  
UTILIZANDO INVERSÃO SELETIVA DE CANAL"**

**FUNDAMENTOS**

5

**CAMPO**

A presente invenção refere-se geralmente a comunicação de dados e mais especificamente a um método e equipamento novos e aperfeiçoados para processamento de dados para transmissão em um sistema de comunicação sem fio 10 utilizando inversão seletiva de canal.

**FUNDAMENTO**

Um sistema de comunicação multi-canal é freqüentemente desenvolvido para prover capacidade de transmissão aumentada para diversos tipos de comunicação 15 tais como voz, dados e assim por diante. Um tal sistema multi-canal pode ser um sistema de comunicação de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO - Multiple-Input Multiple-Output), um sistema de modulação por divisão de freqüência ortogonal (OFDM - Orthogonal Frequency Division 20 Modulation), um sistema MIMO que utiliza OFDM, ou algum outro tipo de sistema. Um sistema MIMO emprega múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras para explorar diversidade espacial para suportar diversos subcanais espaciais, cada um dos quais pode ser utilizado 25 para transmitir dados. Um sistema OFDM particiona eficazmente a banda de freqüência de operação em diversos subcanais de freqüência (ou faixas de freqüências - frequency bins), cada um dos quais é associado a uma subportadora respectiva no qual dados possam ser modulados. 30 Um sistema de comunicação multi-canal suporta, assim, diversos canais de "transmissão", cada um dos quais corresponde a um subcanal espacial em um sistema MIMO um

subcanal de freqüência em um sistema OFDM ou um subcanal espacial de um subcanal de freqüência em um sistema MIMO que utiliza OFDM.

O canal de transmissão de um sistema de comunicação multi-canal tipicamente experimenta diferentes condições de link (por exemplo, devido a desvanecimento diferente e efeitos de multipercurso) e pode atingir diferentes relações sinal / ruído mais interferência (SNRs - Signal to Noise plus interference Ratios). Consequentemente, as capacidades de transmissão (isto é, as taxas de bit de informações) que podem ser suportadas pelos canais de transmissão para um nível específico de desempenho podem ser diferentes de canal para canal. Ademais, as condições de link tipicamente variam ao longo do tempo. Como resultado, as taxas de bits suportadas pelos canais de transmissão também variam ao longo do tempo.

As capacidades diferentes de transmissão dos canais de transmissão mais a natureza variante no tempo destas capacidades torna um desafio prover um esquema de codificação e modulação eficaz capaz de processar dados antes da transmissão nos canais. Ademais, para considerações práticas, o esquema de codificação e modulação deve ser simples para ser implementado e utilizado em ambos os sistemas de transmissão e recepção.

Existe, portanto, uma demanda na área por técnicas para processar dados para transmissão de modo eficaz e eficiente em múltiplos canais de transmissão com diferentes capacidades.

## SUMÁRIO

Os aspectos da invenção provêem técnicas para processar dados para transmissão através de multi-canais de transmissão selecionados dentre todos os canais de transmissão disponíveis. Os canais de transmissão disponíveis (por exemplo, os subcanais espaciais e

subcanais de freqüência em um sistema MIMO que utilizam OFDM) são separados em um ou mais grupos, com cada grupo incluindo qualquer número de canais de transmissão. Em um aspecto, o processamento de dados inclui codificação e modulação de dados para cada grupo com base em um esquema de codificação e modulação comum selecionado para aquele grupo para prover símbolos de modulação e ponderar os símbolos de modulação de cada canal de transmissão selecionado com base em um peso designado ao canal. A ponderação "inverte" eficazmente os canais de transmissão selecionados em cada grupo tal que tais canais alcancem relações sinal/ruído mais interferência (SNRs) recebidas aproximadamente semelhantes.

Em uma modalidade, que é designada como inversão seletiva de canal (SCI - Selective Channel Inversion), apenas canais de transmissão "bons" em cada grupo que possui SNRs (ou ganhos de potência) em, ou acima de, um limite (SNR ou ganho de potência) específico são selecionados para utilização para transmissão de dados, e os canais de transmissão "ruins" não são utilizados. Com a inversão seletiva de canal, a potência de transmissão total disponível para cada grupo é distribuída (desigualmente) através dos canais de transmissão bons e eficiência e desempenho aperfeiçoados são atingidos.

Em outra modalidade, todos os canais de transmissão disponíveis em cada grupo são selecionados para utilização e a inversão de canal é executada para todos os canais disponíveis no grupo.

Cada grupo de canais de transmissão pode ser associado com (1) um limite (SNR ou ganho de potência) respectivo utilizado para selecionar canais de transmissão para utilização para transmissão de dados e (2) um esquema de codificação e modulação respectivo utilizado para codificar e modular os dados para o grupo. Para um sistema MIMO que utiliza OFDM, cada grupo pode corresponder a uma

antena transmissora respectiva e os canais de transmissão em cada grupo podem ser os subcanais de freqüência para a antena transmissora correspondente.

As técnicas de inversão de canal simplificam a codificação/modulação em um sistema transmissor e a decodificação/demodulação em um sistema receptor. Ademais, a técnica de inversão seletiva de canal também pode prover desempenho aperfeiçoadado devido aos benefícios combinados de (1) utilizar apenas os  $N_s$  melhores canais de transmissão em cada grupo selecionado dentre todos os canais de transmissão no grupo e (2) coincidir a SNR recebida de cada canal de transmissão selecionado com a SNR solicitada pelo esquema de codificação e modulação utilizado para o grupo no qual o canal pertence.

A invenção provê adicionalmente métodos, sistemas e equipamentos que implementam diversos aspectos, modalidades e características da invenção, como descrito em maiores detalhes abaixo.

#### **BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS**

As características, natureza e vantagens da presente invenção tornar-se-ão mais aparentes a partir da descrição detalhada abaixo quando tomada em conjunto com os desenhos nos quais caracteres semelhantes se identificam correspondente e em que:

A Figura 1 é um diagrama de um sistema de comunicação de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) que pode ser designado e operado para implementar diversos aspectos e modalidades da invenção;

A Figura 2A é um fluxograma de um processo para determinar a quantidade de potência de transmissão a ser alocada em cada canal de transmissão selecionado com base na inversão seletiva de canal, de acordo com uma modalidade da invenção;

A Figura 2B é um fluxograma de um processo para determinar um limite  $\alpha$  utilizado para selecionar canais de transmissão para transmissão de dados, de acordo com uma modalidade da invenção;

5 A Figura 3 é um diagrama de um sistema de comunicação MIMO capaz de implementar diversos aspectos e modalidades da invenção;

10 As Figuras 4A até 4D são diagramas de blocos para quatro sistemas de transmissão MIMO capazes de processar dados de acordo com quatro modalidades específicas da invenção;

15 A Figura 5 é um diagrama de blocos de um sistema receptor MIMO capaz de receber dados de acordo com uma modalidade da invenção;

20 As Figuras 6A e 6B são diagramas de blocos de uma modalidade de um processador de canal MIMO/dados e um cancelador de interferência, respectivamente, dentro do sistema receptor MIMO na Figura 5; e

25 A Figura 7 é um diagrama de blocos um sistema receptor MIMO capaz de receber dados de acordo com outra modalidade da invenção.

#### **DESCRÍÇÃO DETALHADA**

30 Diversos aspectos, modalidades e características da invenção podem ser aplicados a qualquer sistema de comunicação multi-canal no qual múltiplos canais de transmissão são disponíveis para transmissão de dados. Tais sistemas de comunicação multi-canal incluem sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), sistemas de modulação por divisão de freqüência ortogonal (OFDM), sistemas MIMO que utilizam OFDM e outros. Os sistemas de comunicação multi-canal também podem implementar acesso múltiplo por divisão de código (CDMA), acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA), acesso múltiplo por divisão de freqüência (FDMA), ou alguma outra técnica de acesso

múltiplo. Os sistemas de comunicação de acesso múltiplo podem suportar comunicação concomitante com diversos terminais (isto é, usuários).

A Figura 1 é um diagrama de blocos de um sistema de comunicação de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) 100 que pode ser projetado e operado para implementar diversos aspectos e modalidades da invenção. O sistema MIMO 100 emprega múltiplas ( $N_T$ ) antenas transmissoras e múltiplas ( $N_R$ ) antenas receptoras para transmissão de dados. O sistema MIMO 100 é formado eficazmente por um sistema de comunicação de acesso múltiplo que possui uma estação base (BS - Base Station) 104 que comunica-se concomitantemente com diversos terminais (T) 106. Neste caso, a estação base 104 emprega múltiplas antenas e representa as múltiplas entradas (MI - Multiple Input) para transmissões de uplink e as múltiplas saídas para transmissões de downlink. O downlink (isto é, link direto) refere-se as transmissões a partir da estação base para os terminais, e o uplink (isto é, link reverso) refere-se as transmissões a partir dos terminais para a estação base.

Um sistema MIMO emprega múltiplas ( $N_T$ ) antenas transmissoras e múltiplas ( $N_R$ ) antenas receptoras para transmissão de dados. Um canal MIMO formado por  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras pode ser decomposto em  $N_c$  canais independentes, com  $N_c \leq \min \{N_T, N_R\}$ . Cada um dos  $N_c$  canais independentes também é designado como um subcanal espacial do canal MIMO e corresponde a uma dimensão. Em uma implementação de sistema MIMO comum, as  $N_T$  antenas transmissoras estão localizadas no, e associadas a um, único sistema transmissor, e as  $N_R$  antenas receptoras estão localizadas, de modo semelhante, no, e associadas a um, único sistema receptor. Um sistema MIMO também pode ser formado eficazmente para um sistema de comunicação de

acesso múltiplo que possui uma estação base que comunica-se concomitantemente com diversos terminais. Neste caso, a estação base é equipada com diversas antenas e cada terminal pode ser equipado com uma ou mais antenas.

5                   Um sistema OFDM partitiona eficazmente a banda de freqüência de operação em diversos ( $N_F$ ) subcanais de freqüência (isto é, faixas de freqüência ou sub-bandas). Em cada partição de tempo, um símbolo de modulação pode ser transmitido em cada um dos  $N_F$  subcanais de freqüência. Cada  
10                  partição de tempo (time slot) corresponde a um intervalo de tempo específico que pode ser dependente da largura de banda do subcanal de freqüência.

15                  Um sistema de comunicação multi-canal pode ser operado para transmitir dados através de diversos canais de transmissão. Para um sistema MIMO que não utiliza OFDM, existe tipicamente apenas um subcanal de freqüência e cada subcanal espacial pode ser designado como um canal de transmissão. Para um sistema MIMO que utiliza OFDM, cada subcanal espacial de cada subcanal de freqüência pode ser  
20                  designado como um canal de transmissão. E para um sistema OFDM que não utiliza MIMO, existe apenas um subcanal espacial para cada subcanal de freqüência e cada subcanal de freqüência pode ser designado como um canal de transmissão.

25                  Os canais de transmissão em um sistema de comunicação multi-canal experimentam tipicamente diferentes condições de link (por exemplo, devido ao desvanecimento (fading) diferente e efeitos de multipercorso) e pode atingir diferentes relações sinal / ruído mais  
30                  interferência (SNRs). Conseqüentemente, a capacidade dos canais de transmissão pode ser diferente de canal para canal. Esta capacidade pode ser quantificada pela taxa de bits de informações (isto é, o número de bits de informações por símbolo de modulação) que pode ser  
35                  transmitida em um canal de transmissão para um nível

específico de desempenho (por exemplo, uma taxa de erros de bits (BER - Bit Error Rate) ou taxa de erros de pacotes (PER - Packet Error Rate) específica). Uma vez que as condições de link tipicamente variam com o tempo, as taxas 5 de bits de informações suportadas para os canais de transmissão também variam com o tempo.

Para utilizar mais completamente a capacidade dos canais de transmissão, as informações de estado de canal (CSI) descriptivas das condições de link podem ser 10 determinadas (tipicamente no sistema receptor) e providas ao sistema transmissor. O sistema transmissor pode a seguir processar (por exemplo, encodificar, modular e ponderar) os dados tal que a taxa de bits de informações transmitidas para cada canal de transmissão coincida com a capacidade de 15 transmissão do canal. As CSI podem ser categorizadas como "CSI completas" ou "CSI parciais". As CSI completas incluem caracterização suficiente (por exemplo, a amplitude ou fase) ao longo de toda a largura de banda do sistema para o percurso de propagação entre cada par de antena 20 transmissora-receptora em uma matriz MIMO  $N_T \times N_R$  (isto é, a caracterização de cada canal de transmissão). As CSI parciais podem incluir, por exemplo, as SNRs dos canais de transmissão.

Diversas técnicas podem ser utilizadas para 25 processar dados antes da transmissão através de múltiplos canais de transmissão. Em uma técnica, os dados para cada canal de transmissão podem ser codificados e modulados com base em um esquema de codificação e modulação específico selecionado para aquele canal com base nas CSI do canal. 30 Mediante codificação e modulação separada de cada canal de transmissão, a codificação de modulação podem ser otimizadas para a SNR atingida por cada canal. Em uma implementação de tal técnica, um código de base fixa é utilizado para encodificar dados, e os bits codificados de 35 cada canal de transmissão são a seguir punctionados (isto é,

apagados seletivamente) para obter uma taxa de códigos suportada por aquele canal. Nesta implementação, o esquema de modulação de cada canal de transmissão também é selecionado com base na taxa de código do canal e na SNR.

5 Este esquema de codificação e modulação é descrito em detalhes adicionais no pedido de Patente U.S No. de série 09/776.075, intitulado "CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM", depositado em 01 de Fevereiro de 2001, designado à Requerente da presente invenção e aqui 10 incorporado por referência. Para esta técnica, substancial complexidade de implementação é tipicamente associada a possuir uma taxa de código e esquema de modulação diferentes para cada canal de transmissão.

De acordo com um aspecto da invenção, são 15 providas técnicas para (1) processar dados de todos os canais de transmissão selecionados com base em um esquema de codificação e modulação comum para prover símbolos de modulação, e (2) ponderar os símbolos de modulação de cada canal de transmissão selecionado com base nas CSI do canal.

20 A ponderação "inverte" eficazmente os canais de transmissão selecionados tal que, em geral, as SNRs sejam aproximadamente semelhantes no sistema receptor para todos os canais de transmissão selecionados. Em uma modalidade, que é designada como inversão seletiva de canal (SCI), 25 apenas canais de transmissão "bons" que possuem SNRs (ou ganhos de potência) no, ou acima de um, limite de SNR (ou ganho de potência) específico são selecionados para utilização para transmissão de dados e canais de transmissão "ruins" não são utilizados. Com a inversão 30 seletiva de canal, a potência de transmissão total disponível é distribuída pelos canais de transmissão bons, e eficácia e desempenho melhorados são atingidos. Em outra modalidade, todos os canais de transmissão disponíveis são 35 selecionados para utilização e a inversão de canal é executada para todos os canais de transmissão.

Em ainda outra modalidade, os canais de transmissão disponíveis são divididos em grupos e a inversão seletiva de canal é aplicada independentemente a cada grupo de canais. Como exemplo, os subcanais de freqüência de cada antena transmissora podem ser agrupados e a inversão seletiva de canal pode ser aplicada independentemente para cada uma das antenas transmissoras. Esta separação permite que a otimização seja atingida em uma base por grupo (por exemplo, por antena transmissora).

Estas técnicas de inversão de canal podem ser utilizadas vantajosamente quando CSI completas ou parciais estão disponíveis no transmissor. Estas técnicas melhoram a maior parte da complexidade associada às técnicas de codificação e modulação específicas de canal descritas acima, enquanto ainda atinge desempenho elevado. Ademais, a técnica de inversão seletiva de canal também pode prover desempenho aperfeiçoados através de técnica de codificação e modulação específica de canal devido aos benefícios combinados de (1) utilizar apenas os  $N_s$  melhores canais de transmissão dentre os canais de transmissão disponíveis e (2) coincidir a SNR recebida de cada canal de transmissão selecionado para a SNR solicitada para o esquema de codificação de modulação selecionado.

Para um sistema MIMO que utiliza OFDM e que possui CSI completas disponíveis, o sistema transmissor pode ter conhecimento do ganho de valor complexo do percurso de transmissão entre cada par de antena transmissora-receptora de cada subcanal de freqüência. Estas informações podem ser utilizadas para obter o canal MIMO ortogonal de modo que cada modo próprio - eigenmode (isto é, subcanal espacial) pode ser utilizado para um fluxo de dados independente.

Para um sistema MIMO que utiliza OFDM e que possui CSI parciais disponíveis, o transmissor pode possuir conhecimento limitado dos canais de transmissão. Os fluxos

de dados independentes podem ser transmitidos em canais de transmissão correspondentes através das antenas transmissoras disponíveis, e o sistema receptor pode utilizar uma técnica de processamento linear (espacial) ou 5 não linear (espaço temporal) específica (isto é, equalização) para separar os fluxos de dados. A equalização provê um fluxo de dados independente que corresponde a cada canal de transmissão (por exemplo, cada antena transmissora e/ou cada subcanal de freqüência), e cada um destes fluxos 10 de dados possui uma SNR associada.

Caso o conjunto de SNRs para os canais de transmissão sejam disponíveis no sistema transmissor estas 15 informações podem ser utilizadas para selecionar um esquema de codificação de modulação apropriado e para distribuir a potência de transmissão total disponível para cada grupo (pode haver apenas um grupo). Em uma modalidade, os canais de transmissão disponíveis em cada grupo são classificados em ordem de SNR recebido decrescente, e a potência de transmissão total disponível é alocada aos, e utilizada 20 pelos,  $N_s$  melhores canais de transmissão no grupo. Em uma modalidade, os canais de transmissão que possuem SNRs recebidas que descem abaixo de um limite de SNR específico não são selecionados para utilização. O limite de SNR pode ser selecionado para otimizar a capacidade de transmissão 25 ou algum outro critério. A potência de transmissão total disponível para cada grupo é distribuída por todos os canais de transmissão no grupo selecionado para utilização tal que os fluxos de dados transmitidos possuam SNRs recebidas aproximadamente semelhantes no sistema receptor. 30 Processamento semelhante pode ser efetuado caso os ganhos de canal estejam disponíveis no sistema transmissor. Em uma modalidade, um esquema de codificação comum (por exemplo, um código Turbo específico de uma taxa de código específica) e um esquema de modulação comum (por exemplo,

uma constelação PSK ou QAM específica) são utilizados para todos os canais de transmissão selecionados em cada grupo.

### Inversão de Canal de Transmissão

Caso um esquema de codificação e modulação simples (comum) possa ser utilizado em um sistema transmissor, um único codificador (por exemplo, convolucional ou Turbo) e taxa de códigos pode ser utilizada para codificar dados para todos os canais de transmissão selecionados para transmissão de dados, e os bits codificados resultantes podem ser mapeados em símbolos de modulação utilizando um único esquema de modulação (por exemplo, PSK ou QAM). Todos os símbolos de modulação resultantes são a seguir extraídos do mesmo "alfabeto" de possíveis símbolos de modulação e encodificados com o mesmo código e taxa de código. Desta forma, isto irá simplificar o processamento de dados em ambos o transmissor e receptor.

Porém, os canais de transmissão em um sistema de comunicação multi-canal experimentam tipicamente diferentes condições de link e atinge diferentes SNRs. Neste caso, a mesma quantidade de potência de transmissão é utilizada para cada canal de transmissão selecionado e os símbolos de modulação transmitidos serão recebidos em SNRs diferentes dependendo dos canais específicos nos quais os símbolos de modulação são transmitidos. O resultado pode ser uma grande variação na probabilidade de erros de símbolos sobre o conjunto de canais de transmissão selecionados, e uma perda associada na eficiência da largura de banda.

De acordo com um aspecto da invenção, um mecanismo de controle de potência é utilizado para ajustar o nível de potência de transmissão para cada canal de transmissão selecionado para transmissão de dados para atingir uma SNR específica no sistema de recepção. Ao alcançar SNRs recebidas semelhantes para todos os canais de transmissão selecionados, um único esquema de codificação e

modulação pode ser utilizado para todos os canais de transmissão selecionados, que pode reduzir grandemente a complexidade do processo de codificação/modulação no sistema transmissor e o processo de demodulação/decodificação complementar no sistema receptor. O controle de potência pode ser alcançado mediante "inversão" dos canais de transmissão selecionados e distribuição apropriada da potência de transmissão total disponível por todos os canais selecionados, como descrito em detalhes adicionais abaixo.

Caso a mesma quantidade de potência de transmissão for utilizada para todos os canais de transmissão disponíveis em um sistema MIMO que utiliza OFDM, a potência recebida para um canal específico pode ser expresso como:

$$P'_{rx}(j, k) = \frac{P_{tx}}{N_T N_F} |H(j, k)|^2 \quad \text{Eq (1)}$$

em que:

$P'_{rx}(j, k)$  é a potência recebida para o canal de transmissão  $(j, k)$  (isto é, o  $j$ -ésimo subcanal espacial do  $k$ -ésimo subcanal de freqüência),

$P_{tx}$  é a potência de transmissão total disponível no transmissor,

$N_T$  é o número de antenas transmissoras,

$N_F$  é o número de subcanais de freqüência, e

$H(j, k)$  é o ganho de canal "efetivo" de valor complexo a partir do transmissor para o receptor para o canal de transmissão  $(j, k)$ .

Por simplicidade, o ganho de canal  $H(j, k)$  inclui os efeitos do processamento no transmissor e receptor. Também por simplicidade, supõe-se que o número de subcanais espaciais é igual ao número de antenas transmissoras e  $N_T \cdot N_F$  representam o número total de canais de transmissão disponíveis. Caso a mesma quantidade de potência seja

transmitida para cada canal de transmissão disponível, a potência total recebida  $P_{rx\_total}$  para todos os canais de transmissão disponíveis pode ser expressa como:

$$P_{rx\_total} = \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_p} \frac{P_u}{N_r N_p} |H(j, k)|^2 . \quad \text{Eq (2)}$$

5 A equação (1) mostra que a potência recebida para cada canal de transmissão é dependente do ganho de potência daquele canal, isto é,  $|H(j, k)|^2$ . Para atingir potência recebida igual em todos os canais de transmissão disponíveis, os símbolos de modulação para cada canal podem 10 ser ponderados no transmissor por um peso de  $W(j, k)$ , que pode ser expresso como:

$$W(j, k) = \frac{c}{|H(j, k)|} , \quad \text{Eq (3)}$$

em que  $c$  é um fator escolhido tal que as potências 15 recebidas por todos os canais de transmissão sejam aproximadamente iguais no receptor. Como mostrado na equação (3), o peso de cada canal de transmissão é inversamente proporcional ao ganho do canal. A potência de transmissão ponderada para o canal de transmissão  $(j, k)$  pode ser expresso como:

$$P_u(j, k) = \frac{b P_u}{|H(j, k)|^2} , \quad \text{Eq (4)}$$

20 em que  $b$  é um fator de "normalização" utilizado para distribuir a potência de transmissão total entre os canais de transmissão disponíveis. Este fator de normalização  $b$  pode ser expresso como:

$$b = \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_p} |H(j, k)|^{-2}} , \quad \text{Eq (5)}$$

25 em que  $c^2 = b$ . Como mostrado na equação (5), o fator de normalização  $b$  é computado como a soma dos ganhos de potência recíprocos para todos os canais de transmissão disponíveis.

A ponderação dos símbolos de modulação para cada canal de transmissão por  $W(j, k)$  "inverte" eficazmente o canal de transmissão. Esta inversão de canal resulta na quantidade de potência de transmissão para cada canal de 5 transmissão sendo inversamente proporcional ao ganho de potência do canal, como mostrado na equação (4), que a seguir provê uma potência recebida específica no receptor. A potência de transmissão total disponível é a seguir 10 distribuída eficazmente (desigualmente) para todos os canais de transmissão disponíveis com base em seus ganhos de canal tal que todos os canais de transmissão tenham potência recebida aproximadamente igual, que pode ser expresso como:

$$P_n(j,k) = bP_\alpha . \quad \text{Eq (6)}$$

15 Caso a variação de ruído seja a mesma em todos os canais de transmissão, a potência recebida igual permite que os símbolos de modulação para todos os canais sejam gerados com base em um único esquema de codificação e modulação comum, que simplifica grandemente os processos de 20 codificação e decodificação.

Caso todos os canais de transmissão disponíveis 25 sejam utilizados para transmissão de dados independentemente de seus ganhos de canal, os canais de transmissão pobres são mais alocados da potência de transmissão total. Realmente, para atingir potência recebida semelhante para todos os canais de transmissão, quanto mais pobre um canal de transmissão fica, mais potência de transmissão precisa ser alocado a este canal. Quando um ou mais canais de transmissão tornam-se 30 excessivamente pobres, a quantidade de potência de transmissão necessária para estes canais irá privar (ou despojar) os canais bons de potência, que pode, a seguir, reduzir dramaticamente a capacidade de transmissão total do sistema.

### Inversão Seletiva de Canal com base em Ganhos de Canal

Em um aspecto, a inversão de canal é aplicada seletivamente, e apenas canais de transmissão cuja potência recebida esteja no, ou acima do, limite específico,  $\alpha$ , com 5 relação à potência total recebida são selecionados para transmissão de dados. Os canais de transmissão cuja potência recebida cai abaixo deste limite são apagados (isto é, não são utilizados). Para cada canal de transmissão selecionado, os símbolos de modulação são 10 ponderados no transmissor tal que os canais de transmissão selecionados sejam recebidos no nível de potência aproximadamente semelhante. O limite pode ser selecionado para maximizar a capacidade de transmissão ou baseado em algum outro critério. O esquema de inversão seletiva de 15 canal preserva a maior parte da simplicidade inerente na utilização de um esquema de codificação de modulação comum para todos os canais de transmissão enquanto também provê alto desempenho normalmente associado à codificação individual por canal de transmissão.

20 Inicialmente, o ganho de potência médio,  $L_{\text{médio}}$ , é computado para todos os canais de transmissão disponíveis e pode ser expresso como:

$$L_{\text{médio}} = \frac{\sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2}{N_T N_F} . \quad \text{Eq (7)}$$

25 Os símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado pode ser ponderado no transmissor por um peso de  $\tilde{W}(j,k)$ , que pode ser expresso como:

$$\tilde{W}(j,k) = \frac{\tilde{c}}{|H(j,k)|} . \quad \text{Eq (8)}$$

30 O peso de cada canal de transmissão selecionado é inversamente proporcional àquele ganho do canal e é determinado de modo que todos os canais de transmissão

selecionados sejam recebidos com potência aproximadamente igual. A potência de transmissão ponderada para cada canal de transmissão pode ser expresso como:

$$P_\alpha(j,k) = \begin{cases} \frac{\tilde{b}P_\alpha}{|H(j,k)|^2} & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{\text{médio}}, \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases} \quad \text{Eq (9)}$$

5 em que  $\alpha$  é o limite e  $\tilde{b}$  é um fator de normalização utilizado para distribuir a potência de transmissão total entre os canais de transmissão selecionados. Como mostrado na equação (9), um canal de transmissão é selecionado para utilização caso seu ganho de potência seja maior ou igual a 10 um limite de ganho de potência (isto é,  $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{\text{médio}}$ ). O fator de normalização  $\tilde{b}$  é computado com base apenas nos canais de transmissão selecionados e pode ser expresso como:

$$\tilde{b} = \frac{1}{\sum_{|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{\text{médio}}} |H(j,k)|^{-2}}. \quad \text{Eq (10)}$$

15 As equações de (7) a (10) distribuem eficazmente a potência de transmissão total para os canais de transmissão selecionados com base em seus ganhos de potência tal que todos os canais de transmissão selecionados tenham potência recebida aproximadamente 20 igual, que pode ser expressa como:

$$P_\alpha(j,k) = \begin{cases} \tilde{b}P_\alpha & , |H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{\text{médio}} \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases} \quad \text{Eq (11)}$$

#### Inversão Seletiva de Canal com base nas SNRs de Canal

Em muitos sistemas de comunicação, as quantidades conhecidas no sistema receptor são, preferencialmente, as 25 SNRs recebidas pelos canais de transmissão que os ganhos de canal (isto é, as perdas de percurso). Em tais sistemas, a técnica de inversão seletiva de canal pode ser prontamente

modificada para operar com base nas SNRs recebidas ao invés dos ganhos de canal.

5 Caso potência de transmissão igual seja utilizada para todos os canais de transmissão disponíveis e a variância de ruído,  $\sigma^2$ , seja constante para todos os canais, a SNR recebida,  $\gamma(j,k)$ , para o canal de transmissão  $(j,k)$  pode ser expresso como:

$$\gamma(j,k) = \frac{P_\alpha(j,k)}{\sigma^2} = \frac{P_\alpha}{\sigma^2 N_T N_F} |H(j,k)|^2 . \quad \text{Eq (12)}$$

10 A SNR média recebida,  $\gamma_{média}$ , para cada canal de transmissão disponível pode ser expresso como:

$$\gamma_{média} = \frac{P_\alpha}{\sigma^2 (N_T N_F)^2} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2 , \quad \text{Eq.(13)}$$

que também supõe potência de transmissão igual nos canais de transmissão disponíveis. A SNR recebida,  $\gamma_{total}$ , para todos os canais de transmissão disponíveis pode ser expresso como:

$$\gamma_{total} = \frac{P_\alpha}{\sigma^2} L_{média} = \frac{P_\alpha}{\sigma^2 N_T N_F} \sum_{j=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{N_F} |H(j,k)|^2 . \quad \text{Eq (14)}$$

A SNR total recebida,  $\gamma_{total}$ , é baseada na potência de transmissão total sendo distribuída igualmente por todos os canais de transmissão disponíveis.

20 Um fator de normalização,  $\beta$ , utilizado para distribuir a potência de transmissão total entre os canais de transmissão selecionados pode ser expresso como:

$$\beta = \frac{1}{\sum \gamma(j,k)} . \quad \text{Eq (15)}$$

... 012U=MG1 PBQ M DBMOLQB Q: RQL  
=MG1 PBQ OBPLIRQ

Como mostrado na equação (15), o fator de normalização  $\beta$  é computado com base nas, e como a soma da recíproca das, SNRs de todos os canais de transmissão selecionados.

Para atingir SNR recebida semelhante para todos os canais de transmissão selecionados, os símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado ( $j, k$ ) podem ser ponderados por um peso que é relacionado àquela SNR do canal, que pode ser expressa como:

$$\tilde{W}(j, k) = \frac{\tilde{c}}{\sqrt{\gamma(j, k)}} . \quad \text{Eq (16)}$$

em que  $\tilde{c}^2 = \beta$ . A potência de transmissão ponderada para cada canal de transmissão pode ser expresso como:

$$P_{\alpha}(j, k) = \begin{cases} \frac{\beta P_{\alpha}}{\gamma(j, k)} & , \gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{\text{médio}} \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases} . \quad \text{Eq (17)}$$

Como mostrado na equação (17), apenas canais de transmissão para os quais a SNR recebida é maior ou igual a um limite de SNR (isto é,  $\gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{\text{médio}}$ ) são selecionados para utilização.

Caso a potência de transmissão total seja distribuída por todos os canais de transmissão selecionados tal que a SNR recebida seja aproximadamente semelhante para todos os canais selecionados, a SNR resultante recebida para cada canal de transmissão pode ser expressa como:

$$\tilde{\gamma}(j, k) = \begin{cases} \frac{\beta \gamma_{\text{total}}}{\gamma_{\text{médio}}} & , \gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{\text{médio}} \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases} . \quad \text{Eq (18)}$$

Ao substituir  $\gamma_{\text{médio}}$  a partir da equação (13) e  $\gamma_{\text{total}}$  a partir da equação (14) na equação (18), a seguinte equação é obtida:

$$\tilde{\gamma}(j, k) = \begin{cases} \beta N_T N_F & , \gamma(j, k) \geq \alpha \gamma_{\text{médio}} \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases} .$$

**Inversão de Canal para Grupos Separados de Canais de Transmissão**

Na descrição acima, a inversão de canal é aplicada a todos os canais de transmissão disponíveis ou 5 selecionados a um subconjunto dos canais de transmissão disponíveis (que são selecionados com base em um limite específico). Isto permite que um esquema de codificação e modulação comum possa ser utilizado para todos os canais de transmissão a serem utilizados para transmissão de dados.

10 A inversão seletiva de canal também pode ser aplicada individualmente e independentemente a grupos de canais de transmissão. Neste caso, os canais de transmissão disponíveis no sistema de comunicação são inicialmente separados em diversos grupos. Qualquer número de grupos 15 pode ser formado, e cada grupo pode incluir qualquer número de canais (isto é, não necessariamente deve-se ter o mesmo número de canais em cada grupo).

Uma quantidade específica de potência de transmissão também é disponível para cada grupo com base 20 nas diversas constantes e considerações de sistema. Para uma técnica de inversão de canal completa, a potência de transmissão disponível para cada grupo é alocada a todos os canais de transmissão no grupo tal que a qualidade de sinal 25 recebido para estes canais seja aproximadamente igual (isto é, SNRs recebidas semelhantes). E para uma técnica de inversão seletiva de canal, todos ou um subconjunto dos canais de transmissão disponíveis em cada grupo são 30 selecionados para utilização, por exemplo, com base em um limite específico determinado para o grupo. A potência de transmissão disponível para cada grupo é a seguir alocada para os canais de transmissão selecionados no grupo tal que a qualidade de sinal recebida para os canais seja 35 aproximadamente igual.

Diversas flexibilidades adicionais são proporcionadas pelo processamento de dados separadamente para cada grupo de canais de transmissão. Como exemplo, a inversão completa ou seletiva de canal pode ser aplicada 5 independentemente a cada grupo de canais. Ademais, para aqueles grupos aos quais a inversão seletiva de canal é aplicada, um limite pode ser utilizado para todos os grupos, a cada grupo pode ser designado um limite separado, ou alguns grupos podem compartilhar o mesmo limite enquanto 10 a outros grupos podem ser designados limites separados. Um esquema de codificação e modulação diferente também pode ser utilizado para cada grupo, que pode ser selecionado com base na SNR recebida atingida pelos canais de transmissão no grupo.

15 Para um sistema MIMO que utiliza OFDM, a construção MIMO cria múltiplos ( $N_s$ ) canais de transmissão no domínio espacial e a construção OFDM cria múltiplos ( $N_F$ ) canais de transmissão no domínio da freqüência. O número total de canais de transmissão disponíveis para enviar 20 dados é então  $N = N_s.N_F$ . Os  $N$  canais de transmissão podem a seguir serem separados em diversos grupos de diversas formas.

25 Em uma modalidade, os canais de transmissão são separados em uma base por antena. Caso o número de subcanais espaciais seja igual ao número de antenas transmissoras (isto é,  $N_T = N_s$ ), a inversão completa ou seletiva de canal pode ser aplicada independentemente a cada uma das  $N_T$  antenas transmissoras. Em uma modalidade, a inversão seletiva de canal é utilizada para cada grupo, e 30 os  $N_T$  grupos que correspondem às  $N_T$  antenas transmissoras podem ser associadas a  $N_T$  limites respectivos, um limite para cada grupo ou antena transmissora. A inversão seletiva de canal a seguir determina o subconjunto de canais de transmissão (ou subcanais de freqüência) associados a cada 35 antena transmissora que possui SNRs recebidas adequadas,

que pode ser atingido pela comparação da SNR recebida de cada subcanal de freqüência ao limite para a antena transmissora. A potência de transmissão total disponível para cada antena transmissora é a seguir alocada aos 5 subcanais de freqüência selecionados para a antena transmissora tal que as SNRs recebidas para estes subcanais de freqüência sejam aproximadamente semelhantes.

Em outra modalidade, os canais de transmissão disponíveis são separados em uma base por subcanal de freqüência. Nesta modalidade, a inversão completa ou seletiva de canal pode ser aplicada independentemente a cada um dos  $N_F$  subcanais de freqüência. Caso a inversão seletiva de canal seja utilizada, os subcanais espaciais em cada grupo podem ser selecionados para utilização para 10 transmissão de dados com base no limite para o grupo que corresponde àquele subcanal de freqüência.

A separação dos canais de transmissão disponíveis em grupos permite que seja alcançada otimização em uma base por grupo (por exemplo, por antena transmissora ou por 20 subcanal de freqüência), que permite um esquema de codificação e modulação específico a ser utilizado para todos os canais de transmissão selecionados em cada grupo. Como exemplo, uma ou mais antenas transmissoras podem ser 25 designadas a cada terminal programado para transmissão de dados. Os canais de transmissão associados às antenas transmissoras designadas podem ser dispostos em um grupo, e a inversão seletiva de canal pode ser executada neste grupo de canais de transmissão de modo que um único esquema de codificação e modulação possa ser utilizado para a 30 transmissão de dados a este terminal.

Caso uma potência de transmissão igual seja utilizada para todos os canais de transmissão disponíveis no grupo  $j$  e a variância de ruído,  $\sigma^2$ , seja constante para

todos os canais, a SNR recebida,  $\gamma_j(k)$ , para o canal de transmissão  $k$  no grupo  $j$  pode ser expresso como:

$$\gamma_j(k) = \frac{P_{rx,j}(k)}{\sigma^2} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{Eq (19)}$$

em que:

5

$P_{rx,j}(k)$  é a potência recebida para o canal de transmissão  $k$  no grupo  $j$ ,

$P_{tx,j}$  é a potência de transmissão disponível para o grupo  $j$ ,

10  $H_j(k)$  é o ganho de canal eficaz a partir do transmissor para o receptor para o canal de transmissão  $k$  no grupo  $j$ , e

15  $N_j$  é o número de canais de transmissão no grupo  $j$ . O grupo  $j$  pode corresponder a uma antena transmissora específica  $j$ , neste caso  $N_j = N_r$ .

A SNR média recebida,  $\gamma_{médio,j}$ , para cada canal de transmissão disponível no grupo  $j$  pode ser expresso como:

$$\gamma_{médio,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j^2} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{Eq (20)}$$

20 A equação (20) presume potência de transmissão igual pelos  $N_j$  canais de transmissão disponíveis no grupo  $j$ . A SNR recebida,  $\gamma_{total,j}$ , para todos os canais de transmissão disponíveis no grupo  $j$  podem ser expressos como:

$$\gamma_{total,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2} L_{médio,j} = \frac{P_{tx,j}}{\sigma^2 N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 , \quad \text{Eq (21)}$$

25 em que:

$$L_{médio,j} = \frac{1}{N_j} \sum_{k=1}^{N_j} |H_j(k)|^2 . \quad \text{Eq (22)}$$

A SNR total recebida,  $\gamma_{total,j}$ , para o grupo  $j$  é baseado na potência de transmissão total,  $P_{tx,j}$ , para o grupo  $j$  sendo distribuído igualmente pelos canais de transmissão disponíveis no grupo.

5 Um fator de normalização,  $\beta_j$ , utilizado para distribuir a potência de transmissão total  $P_{tx,j}$  entre os canais de transmissão selecionados no grupo  $j$  pode ser expresso como:

$$\beta_j = \frac{1}{\sum_{\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{médio,j}} \gamma_j(k)^{-1}}. \quad \text{Eq (23)}$$

10 Como mostrado na equação (23), o fator de normalização  $\beta_j$ , é computado com base nas SNRs de todos os canais de transmissão selecionados no grupo  $j$ , com os canais sendo selecionados com base no limite,  $\alpha_j \gamma_{médio,j}$ , determinado para o grupo.

15 Para atingir SNR recebida semelhante para todos os canais de transmissão selecionados no grupo, os símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado pode ser ponderado por um peso que é relacionado àquela SNR do canal, que pode ser expressa como:

$$\tilde{W}_j(k) = \frac{\tilde{c}}{\sqrt{\gamma_j(k)}}. \quad \text{Eq (24)}$$

20 em que  $\tilde{c}_j^2 = \beta_j$ . A potência de transmissão ponderada para cada canal de transmissão pode então ser expressa como:

$$P_{tx,j}(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j P_{tx,j}}{\gamma_j(k)} & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{médio,j} \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases}. \quad \text{Eq (25)}$$

Como mostrado na equação (25), apenas canais de transmissão para os quais a SNR recebida é maior ou igual ao limite de SNR (isto é,  $\gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{médio,j}$ ) são selecionados para utilização.

Caso a potência total de transmissão seja distribuída pelos canais de transmissão selecionados no grupo tal que a SNR recebida seja aproximadamente semelhante a todos os canais selecionados, a SNR resultante 5 recebida para cada canal de transmissão pode ser expressa como:

$$\tilde{\gamma}_j(k) = \begin{cases} \frac{\beta_j \gamma_{total,j}}{\gamma_{médio,j}} = \beta_j N_j & , \gamma_j(k) \geq \alpha_j \gamma_{médio,j} \\ 0 & , \text{caso contrário} \end{cases} \quad \text{Eq (26)}$$

O processo descrito acima pode ser repetido para cada grupo de canais de transmissão. Cada grupo pode ser 10 associado a um limite diferente,  $\alpha_j \gamma_{médio,j}$ , obtido para prover o desempenho desejado àquele grupo. A capacidade de alocar potência de transmissão em uma base por grupo (por exemplo, por antena transmissora) pode prover flexibilidade aumentada e pode melhorar adicionalmente o desempenho.

15 A Figura 2A é um fluxograma de um processo 200 para determinar a quantidade de potência de transmissão a ser alocada para cada canal de transmissão selecionado com base na inversão seletiva de canal, de acordo com uma modalidade da invenção. O processo 200 presume que todos os 20 canais de transmissão disponíveis são considerados (isto é, um grupo de canais de transmissão para o sistema de comunicação). O processo 200 pode ser utilizado caso os ganhos de canal  $H(j,k)$ , as SNRs recebidas  $\gamma(j,k)$ , ou alguma outra característica esteja disponível para os canais de transmissão. Para maior clareza, o processo 200 é descrito abaixo para o caso em que os ganhos de canal são disponíveis, e o caso em que as SNRs recebidas estão disponíveis é mostrado entre colchetes.

25 Inicialmente, os ganhos de canal  $H(j,k)$  [ou as SNRs recebidas  $\gamma(j,k)$ ] de todos os canais de transmissão disponíveis são recuperados, na etapa 212. Um limite de

ganho de potência,  $\alpha L_{médio}$ , [ou um limite de SNR,  $\alpha \gamma_{médio}$ ] utilizado para selecionar canais de transmissão para transmissão de dados também é determinado, na etapa 214. O limite pode ser computado como descrito em maiores detalhes 5 abaixo.

Cada canal de transmissão disponível é a seguir avaliado para possível utilização. Um canal de transmissão disponível (ainda não avaliado) é identificado para avaliação, na etapa 216. Para o canal de transmissão 10 identificado, é realizada uma determinação de se o ganho de potência [ou a SNR recebida] para o canal é maior ou igual ao limite de ganho de potência (isto é,  $|H(j,k)|^2 \geq \alpha L_{médio}$ ) [ou o limite de SNR (isto é,  $\gamma(j,k) \geq \alpha \gamma_{médio}$ ], na etapa 218. Caso o canal de transmissão identificado satisfaça o 15 critério, então é selecionado para utilização, na etapa 220. Caso contrário, caso o canal de transmissão não satisfaça o critério, ele é descartado e não é utilizado para transmissão de dados.

É realizada uma determinação de se todos os 20 canais de transmissão disponíveis foram avaliados, na etapa 222. Se não, o processo retorna à etapa 216 e outro canal de transmissão disponível é identificado para avaliação. Caso contrário, o processo continua para a etapa 224.

Na etapa 224, um fator de normalização  $\tilde{b}$  [ou  $\beta$ ], 25 utilizado para distribuir a potência de transmissão total entre os canais de transmissão selecionados, é determinado com base nos ganhos de canal [ou nas SNRs recebidas] dos canais selecionados, na etapa 224. Isto pode ser atingido como mostrado na equação (10) [ou equação (15)]. Um peso 30  $\tilde{W}(j,k)$  é a seguir computado para cada canal de transmissão selecionado, na etapa 226, com base no fator de normalização e naquele ganho do canal [ou SNR]. O peso pode ser computado como mostrado na equação (8) [ou equação

(16)]. A potência de transmissão ponderada para cada canal de transmissão selecionado será como mostrado na equação (9) [ou equação (17)]. O processo a seguir termina.

Na descrição acima, a potência de transmissão total disponível para cada grupo é alocada (desigualmente) aos canais de transmissão selecionados no grupo com base em seus pesos respectivos tal que as SNRs recebidas para estes canais sejam aproximadamente semelhantes. (Pode existir apenas um grupo de canais de transmissão). Em alguma outra modalidade, a potência de transmissão total disponível pode ser alocada igualmente entre os canais de transmissão selecionados, caso em que os pesos para os canais de transmissão selecionados são iguais. Isto pode ser implementado, por exemplo, caso o esquema de codificação e modulação comum para um grupo seja selecionado com base na SNR média para os canais de transmissão selecionados no grupo. O nível desejado de desempenho pode ser atingido, por exemplo, mediante intercalação dos dados pelos canais de transmissão selecionados no grupo ou através de algum outro esquema de processamento.

#### Seleção de Limite

O limite,  $\alpha$ , utilizado para selecionar canais de transmissão para utilização para transmissão de dados pode ser ajustado com base em diversos critérios. Em uma modalidade, o limite é ajustado para otimizar a capacidade de transmissão.

Inicialmente, um vetor de valores de referência (isto é,  $Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$ ) e um vetor de taxas de códigos (isto é,  $R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$ ) são definidos. As taxas de códigos incluem os efeitos do esquema de codificação e modulação e são representativos do número de bits de informações por símbolo de modulação. Cada vetor utiliza  $N_z$  elementos que correspondem ao número de taxas de

códigos disponíveis, que podem ser definidos com base nos pontos de operação suportados pelo sistema. Alternativamente, os valores de referência  $N_z$  podem ser definidos com base em pontos operacionais suportados pelo sistema. Cada valor de referência corresponde a uma SNR recebida específica necessária para atingir um nível específico de desempenho. O valor de referência é tipicamente dependente da taxa de bits de transmissão (isto é, do número de bits de informações por símbolo de modulação), que é dependente adicionalmente da taxa de código e do esquema de modulação utilizado para a transmissão de dados. Como observado acima, um esquema de modulação comum é utilizado para todos os canais de transmissão selecionados. Neste caso, a taxa de bits de transmissão e consequentemente o valor de referência são diretamente relacionados à taxa de códigos.

Cada taxa de códigos  $r_n$ , em que  $1 \leq n \leq N_z$ , é associado a um valor de referência respectivo  $z_n$ , que é a SNR mínima recebida solicitada para operar àquela taxa de códigos para o nível solicitado de desempenho. O valor de referência solicitado  $z_n$  pode ser determinado com base em simulação por computador, obtenção matemática e/ou medição empírica, conforme conhecido na técnica. Os elementos nos dois vetores  $R$  e  $Z$  também podem ser ordenados tal que  $\{z_1 > z_2 > \dots > z_{N_z}\}$  e  $\{r_1 > r_2 > \dots > r_{N_z}\}$ , com  $z_1$  sendo o maior valor de referência e  $r_1$  sendo a mais alta taxa de códigos suportada.

Os ganhos de canal para todos os canais de transmissão disponíveis são utilizados para computar ganhos de potência, que são a seguir classificados e dispostos em uma lista  $H(\lambda)$  em ordem de ganhos de potência decrescentes, em que  $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ , tal que  $H(1) = \max \{|H(j,k)|^2\}$ , ..., e  $H(N_T N_F) = \min \{|H(j,k)|^2\}$ .

Uma seqüência  $\tilde{b}(\lambda)$  de possíveis fatores de normalização também é definida como a seguir:

$$\tilde{b}(\lambda) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\lambda} |H(j, k)|^{-2}}, \quad 1 \leq \lambda \leq N_T N_F. \quad \text{Eq (27)}$$

Cada elemento da seqüência  $\tilde{b}(\lambda)$  pode ser 5 utilizado como um fator de normalização caso os  $\lambda$  melhores canais de transmissão sejam selecionados para utilização.

Para cada taxa de códigos  $r_n$  (em que  $1 \leq n \leq N_z$ ), o maior valor de  $\lambda$ ,  $\lambda_{n, \text{máx}}$ , é determinado de modo que a SNR recebida para cada um dos  $\lambda$  melhores canais de transmissão 10 seja maior ou igual ao valor de referência  $z_n$  associada à taxa de códigos  $r_n$ . Esta condição pode ser expressa como:

$$\frac{\tilde{b}(\lambda) P_n}{\sigma^2} \geq z_n, \quad \text{Eq (28)}$$

em que  $\sigma^2$  é a potência de ruído recebida em um único canal de transmissão. O maior valor de  $\lambda$ ,  $\lambda_{n, \text{máx}}$ , pode ser 15 identificado mediante avaliação de cada valor possível de  $\lambda$  começando por 1 e terminando quando a equação (28) não é mais válida. Para cada valor de  $\lambda$ , a SNR atingível para os  $\lambda$  melhores canais de transmissão podem ser determinados como mostrado pelo argumento esquerdo da equação (28). Esta 20 SNR atingível é a seguir comparada com a SNR,  $z_n$ , solicitada para aquela taxa de códigos  $r_n$ .

Assim, para cada taxa de códigos  $r_n$ , cada valor de  $\lambda$  (para  $\lambda = 1, 2, \dots, \lambda_{n, \text{máx}}$ ) é avaliado para determinar se a SNR recebida para cada um dos  $\lambda$  melhores canais de 25 transmissão pode atingir o valor de referência associado  $z_n$ , se a potência de transmissão total for distribuída (desigualmente) por todos os  $\lambda$  canais. O maior valor de  $\lambda$ ,  $\lambda_{n, \text{máx}}$ , que satisfaz esta condição é o maior número de

canais de transmissão que podem ser selecionados para a taxa de códigos  $r_n$  enquanto alcançam o valor de referência solicitado  $z_n$ .

O limite,  $\alpha_n$ , associado à taxa de códigos  $r_n$  pode 5 ser expresso como:

$$\alpha_n = \frac{H(\lambda_{n,\max})}{L_{\text{médio}}} . \quad \text{Eq (29)}$$

O limite  $\alpha_n$  otimiza a capacidade de transmissão para taxa de códigos  $r_n$ , que requer o valor de referência  $z_n$ . Uma vez que uma taxa de códigos comum é utilizada para 10 todos os canais de transmissão selecionados, a capacidade de transmissão máxima alcançável,  $T_n$ , pode ser computada como a capacidade de transmissão para cada canal (que é  $r_n$ ) vezes o número de canais selecionados,  $\lambda_{n,\max}$ . A capacidade de transmissão máxima alcançável  $T_n$  para o valor de 15 referência  $z_n$  pode ser expresso como:

$$T_n = \lambda_{n,\max} r_n , \quad \text{Eq (30)}$$

em que a unidade de  $T_n$  está em bits de informações por símbolo de modulação.

A capacidade de transmissão ideal para o vetor de 20 valores de referência pode então ser dado por:

$$T_{\text{ideal}} = \max \{T_n\} . \quad \text{Eq (31)}$$

Com o aumento da taxa de códigos, mais bits de informações podem ser transmitidos por símbolo de modulação. Porém, a SNR solicitada também aumenta, o que 25 requer mais potência de transmissão para cada canal de transmissão selecionado para uma dada variância de ruído  $\sigma^2$ . Uma vez que a potência total de transmissão é limitada, menos canais de transmissão podem ser capazes de atingir a SNR mais elevada solicitada. Assim, a capacidade de 30 transmissão máxima alcançável para cada taxa de códigos no vetor  $R$  pode ser computada, e a taxa de códigos específica

que provê a maior capacidade de transmissão pode ser julgada como a taxa de códigos ideal para as condições de canal específicas sendo avaliadas. O limite ideal,  $\alpha_{ideal}$ , é então igual ao limite  $\alpha_n$  que corresponde à taxa de códigos 5 específicas  $r_n$  que resulta em  $T_{ideal}$ .

Na descrição acima, o limite ideal  $\alpha_n$  é determinado com base nos ganhos de canal para todos os canais de transmissão. Caso as SNRs recebidas estejam disponíveis ao invés dos ganhos de canal, as SNRs recebidas 10 podem ser classificadas e dispostas em uma lista  $\gamma(\lambda)$  de modo a reduzir as SNRs, em que  $1 \leq \lambda \leq N_T N_F$ , tal que o primeiro elemento na lista  $\gamma(1) = \max \{\gamma(j, k)\}$ , ..., e o último elemento na lista  $\gamma(N_T N_F) = \min \{\gamma(j, k)\}$ . Uma seqüência  $\beta(\lambda)$  pode a seguir ser determinada como:

$$\beta(\lambda) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\lambda} \gamma(i)^{-1}}. \quad \text{Eq (32)}$$

15

Para cada taxa de códigos  $r_n$  (em que  $1 \leq n \leq N_z$ ), o maior valor de  $\lambda$ ,  $\lambda_{n, \text{máx}}$ , é determinado de modo que a SNR recebida para cada um dos  $\lambda$  canais de transmissão selecionados sejam maior ou igual ao valor de referência  $z_n$  20 associado. Esta condição pode ser expressa como:

$$\beta(\lambda) N_T N_F \geq z_n. \quad \text{Eq (33)}$$

20

Uma vez que o maior valor de  $\lambda$ ,  $\lambda_{n, \text{máx}}$ , é determinado para a taxa de códigos  $r_n$ , o limite  $\alpha_n$  associado a esta taxa de códigos pode ser determinada como:

$$\alpha_n = \frac{\gamma(\lambda_{n, \text{máx}})}{\gamma_{\text{médio}}}. \quad \text{Eq (34)}$$

25

O limite ideal,  $\alpha_{ideal}$ , e a capacidade de transmissão ideal,  $T_{ideal}$ , também podem ser determinados como descrito acima.

Para a descrição acima, o limite é selecionado para otimizar a capacidade de transmissão para os canais de transmissão disponíveis. O limite também pode ser selecionado para otimizar outros critérios de desempenho ou 5 métricas, e isto está dentro do escopo da invenção.

A Figura 2B é um fluxograma de um processo 240 para determinar um limite  $\alpha$  utilizado para selecionar canais de transmissão para transmissão de dados, de acordo com uma modalidade da invenção. O processo 240 pode ser 10 utilizado caso os ganhos de canal, as SNRs recebidas, ou alguma outra característica estejam disponíveis para os canais de transmissão. Para maior clareza, o processo 240 é descrito abaixo para o caso no qual os ganhos de canal estão disponíveis, e o caso no qual as SNRs recebidas estão 15 disponíveis é mostrado entre colchetes.

Inicialmente, um vetor de valores de referência ( $Z = [z_1, z_2, \dots, z_{N_z}]$ ) é definido e um vetor de taxas de códigos ( $R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_z}]$ ) que suporta os valores de referência associados é determinado, na etapa 250. Os 20 ganhos de canal  $H(j,k)$  [ou as SNRs recebidas  $\gamma(j,k)$ ] para todos os canais de transmissão disponíveis são recuperados e classificados a partir do melhor para o pior, na etapa 252. A seqüência  $\tilde{b}(\lambda)$  [ou  $\beta(\lambda)$ ] ou possíveis fatores de 25 normalização é a seguir determinada com base nos ganhos de canal como mostrado na equação (27) [ou baseado nas SNRs recebidas como mostrado na equação (32)], na etapa 254.

Cada taxa de códigos disponível é a seguir avaliada através de um loop. Na primeira etapa do loop, uma taxa de códigos  $r_n$  (ainda não avaliada) é identificada para 30 avaliação, na etapa 256. Para a primeira passagem pelo loop, a taxa de códigos identificada  $r_n$ , o maior valor de  $\lambda$ ,  $\lambda_{n,\text{máx}}$ , é determinado de modo que a SNR recebida para cada um dos  $\lambda$  melhores canais de transmissão seja maior ou

igual ao valor de referência  $z_n$  associado à taxa de códigos  $r_n$  sendo avaliada, na etapa 258. Isto pode ser executado mediante computação de satisfação da condição mostrada na equação (28) [ou equação (33)]. O limite  $\alpha_n$  associado ao 5 valor de referência  $z_n$  é a seguir determinado com base no ganho de canal [ou na SNR recebida] de canal  $\lambda_{n,\max}$  como mostrado na equação (29) [ou equação (34)], na etapa 260. A capacidade de transmissão máxima alcançável,  $T_n$ , para o valor de referência  $z_n$  também pode ser determinado como 10 mostrado na equação (30), na etapa 262.

A seguir é realizada uma determinação de se todas as  $N_z$  taxas de códigos foram avaliadas, na etapa 264. Se não, o processo retorna à etapa 256 e outra taxa de códigos é identificada para avaliação. Caso contrário, a capacidade 15 de transmissão ideal,  $T_{ideal}$ , e o limite ideal,  $\alpha_{ideal}$ , podem ser determinados como mostrado na equação (31), na etapa 266. A seguir o processo termina.

Na descrição acima, um limite é determinado para todos os canais de transmissão disponíveis no sistema de 20 comunicação desde que a inversão seletiva de canal seja executada em todos os canais. Nas modalidades em que os canais de transmissão são separados em diversos grupos, um limite pode ser determinado e utilizado para cada grupo. O limite para cada grupo pode ser ajustado com base em 25 diversos critérios, tal como para otimizar a capacidade de transmissão para os canais de transmissão incluídos no grupo.

Para determinar o limite para cada grupo, as 30 obtenções descritas acima também podem ser utilizadas. Porém, a lista  $H_j(\lambda)$  [ou  $\gamma_j(\lambda)$ ] para cada grupo apenas inclui os ganhos de potência [ou SNRs recebidas] para os canais de transmissão incluídos no grupo. Também, a seqüência  $\tilde{b}_j(\lambda)$  [ou  $\beta_j(\lambda)$ ] incluiria os possíveis fatores de normalização definidos com base nos ganhos de canal [ou

SNRs recebidos] dos canais de transmissão no grupo. O limite  $\alpha_{j,n}$  associado à taxa de códigos  $r_n$  para o grupo  $j$  pode então ser expresso como:

$$\alpha_{j,n} = \frac{H_j(\lambda_{n,\max})}{L_{\text{médio},j}} \text{ ou } \frac{\gamma_j(\lambda_{n,\max})}{\gamma_{\text{médio},j}} . \quad \text{Eq (35)}$$

5 O limite ideal  $\alpha_{ideal,j}$  para o grupo  $j$  é igual ao limite  $\alpha_{j,n}$  que corresponde à taxa de códigos específica  $r_n$  que resulta na capacidade de transmissão ideal  $T_{ideal,j}$  para o grupo  $j$ .

10 Cada grupo de canais de transmissão pode ser associado a um limite respectivo. Alternativamente, diversos grupos podem compartilhar o mesmo limite. Isto pode ser desejável, por exemplo, caso o mesmo esquema de codificação e modulação seja utilizado para diversas 15 antenas transmissoras e a potência de transmissão disponível pode ser compartilhada entre estas antenas transmissoras.

20 Na descrição acima, o limite é obtido com base na distribuição (desigual) da potência de transmissão total disponível entre os canais de transmissão selecionados para atingir SNRs recebidas semelhantes para estes canais. Em algumas outras modalidades, o limite pode ser obtido com base em alguma outra condição e/ou métrica. Como exemplo, o limite pode ser obtido com base em alocações iguais da 25 potência de transmissão total disponível entre os canais de transmissão selecionados (isto é, pesos iguais para os canais de transmissão selecionados). Neste caso, o limite pode ser selecionado para maximizar a capacidade de transmissão atingida com base nesta alocação de potência de transmissão igual. Como outro exemplo, o limite pode 30 simplesmente ser uma SNR meta (fixa) específica.

### Sistema de Comunicação multi-canal

A Figura 3 é um diagrama de um sistema de comunicação MIMO 300 capaz de implementar diversos aspectos e modalidades da invenção. O sistema 300 inclui um primeiro 5 sistema 310 (por exemplo, a estação base 104 na Figura 1) em comunicação com um segundo sistema 350 (por exemplo, o terminal 106). O sistema 300 pode ser operado para empregar uma combinação de antena, freqüência e diversidade temporal para aumentar a eficácia espacial, melhorar o desempenho e 10 aumentar a flexibilidade.

No sistema 310, a fonte de dados 312 provê dados (isto é, bits de informações) a um processador de dados de transmissão (TX) 314, que (1) encodifica os dados de acordo com um esquema de encodificação específico, (2) intercala 15 (isto é, reordena) os dados encodificados com base em um esquema de intercalação específico, (3) mapeia os bits intercalados em símbolos de modulação para um ou mais canais de transmissão selecionados para utilização para transmissão de dados, e (4) ponderar os símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado. A encodificação aumenta a confiabilidade da transmissão de dados. O intercalamento provê diversidade temporal para os bits codificados, permite que os dados sejam transmitidos com base em uma SNR média para os canais de transmissão 20 selecionados, combate o desvanecimento e remove adicionalmente a correlação entre bits codificados utilizados para formar cada símbolo de modulação. O intercalamento pode prover adicionalmente diversidade de freqüência caso os bits codificados sejam transmitidos 25 através de múltiplos subcanais de freqüência. A ponderação controla eficazmente a potência de transmissão para cada canal de transmissão selecionado para atingir uma SNR desejada no sistema receptor. Em um aspecto, a codificação, o mapeamento de símbolos e a ponderação podem ser 30

executados com base em sinais de controle providos por um controlador 334.

Um processador de canal de TX 320 recebe e demultiplexa os símbolos de modulação ponderados 5 provenientes do processador de dados de TX 314 e provê um fluxo de símbolos de modulação ponderados para cada canal de transmissão selecionado, um símbolo de modulação ponderado por partição de tempo. O processador de canal de TX 320 pode precondicionar adicionalmente os símbolos de 10 modulação ponderados para os canais de transmissão selecionados caso CSI completas estejam disponíveis.

Caso OFDM não seja empregado, o processador de canal de TX 320 provê um fluxo de símbolos de modulação ponderados para cada antena utilizada para transmissão de 15 dados. E caso OFDM seja empregado, o processador de canal de TX 320 provê um fluxo de vetores de símbolo de modulação para cada antena utilizada para transmissão de dados. E caso processamento de CSI completas seja executado, o processador de canal de TX 320 provê um fluxo de símbolos 20 de modulação precondicionados ou vetores de símbolo de modulação precondicionados para cada antena utilizada para transmissão de dados. Cada fluxo é a seguir recebido e modulado por um modulador respectivo (MOD) 322 e transmitido através de uma antena associada 324.

25 No sistema receptor 350, diversas antenas receptoras 352 recebem os sinais transmitidos e provêm os 30 sinais recebidos a demoduladores (DEMOD) respectivos 354. Cada demodulador 354 executa processamento complementar àquele executado no modulador 322. Os símbolos de modulação a partir de todos os demoduladores 354 são provados a um processador de canal/dados de recepção (RX) 356 e processados para recuperar os fluxos de dados transmitidos. O processador de canal/dados de RX 356 executa 35 processamento complementar àquele executado pelo processador de dados de TX 314 e processador de canal de TX

320 e provê dados decodificados a um depósito de dados 360. O processamento pelo sistema receptor 350 é descrito em maiores detalhes abaixo.

#### Sistemas de Transmissão MIMO

5 A Figura 4A é um diagrama de blocos de um sistema transmissor MIMO 310a, que é capaz de processar dados de acordo com uma modalidade da invenção. O sistema transmissor 310a é uma modalidade da porção transmissora do sistema 310 na Figura 3. O sistema 310a inclui (1) um  
10 processador de dados de TX 314a que recebe e processa bits de informações para prover símbolos de modulação ponderados e (2) um processador de canal de TX 320a que demultiplexa os símbolos de modulação para os canais de transmissão selecionados.

15 Na modalidade mostrada na Figura 4A, o processador de dados de TX 314a inclui um encodificador 412, um intercalador de canal 414, um punctionador 416, um elemento de mapeamento de símbolos 418 e um elemento de ponderação de símbolos 420. O encodificador 412 recebe os  
20 bits de informações agregados a serem transmitidos e encodifica os bits recebidos de acordo com um esquema de encodificação específico para prover bits codificados. O intercalador de canal 414 intercala os bits codificados com base em um esquema de intercalação específico para prover  
25 diversidade. O punctionador 416 punctiona (isto é, apaga) zero ou mais dos bits codificados intercalados para prover o número desejado de bits codificados. O elemento de mapeamento de símbolos 418 mapeia os bits não punctionados em símbolos de modulação para os canais de transmissão  
30 selecionados. E o elemento de ponderação de símbolos 420 pondera os símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado para prover símbolos de modulação ponderados. O peso utilizado para cada canal de transmissão

selecionado pode ser determinado com base naquela SNR atingida do canal, como descrito acima.

Os dados piloto (por exemplo, os dados de padrão conhecido) também podem ser encodificados e multiplexados 5 com os bits de informações processados. Os dados piloto processados podem ser transmitidos (por exemplo, em uma forma multiplexada por divisão de tempo (TDM - Time Division Multiplexed)) em um subconjunto de, ou todos os canais de transmissão selecionados, ou em um subconjunto 10 de, ou todos os canais de transmissão disponíveis. Os dados piloto podem ser utilizados no receptor para executar estimação de canal, como descrito abaixo.

Como mostrado na Figura 4A, a encodificação, intercalação e punctionamento de dados poder ser atingido 15 com base em um ou mais sinais de controle de codificação, que identificam os esquemas de codificação, intercalação e punctionamento específicos a serem utilizados. O mapeamento de símbolos pode ser atingido com base em um sinal de controle de modulação que identifica o esquema de modulação 20 específico a ser utilizado. E a ponderação de símbolos pode ser atingida com base em pesos providos para os canais de transmissão selecionados.

Em um esquema de codificação e modulação, a codificação é atingida mediante utilização de um código de 25 base fixa e ajuste do punctionamento para atingir a taxa de códigos desejada, conforme suportado pela SNR dos canais de transmissão selecionados. O código base pode ser um código Turbo, um código convolucional, um código concatenado, ou algum outro código. O código base também pode ser executado 30 depois da intercalação de canal para atingir a taxa de códigos desejada para os canais de transmissão selecionados.

O elemento de mapeamento de símbolos 416 pode ser projetado para agrupar conjuntos de bits não punctionados 35 para formar símbolos não binários e para mapear cada

5 símbolo não binário em um ponto em uma constelação de sinal que correspondem ao esquema de modulação selecionado para utilização para os canais de transmissão selecionados. O esquema de modulação pode ser QPSK, M-PSK, M-QAM ou algum outro esquema. Cada ponto de sinal mapeado corresponde a um símbolo de modulação.

10 A encodificação, intercalação, punctionamento e mapeamento de símbolos no sistema transmissor 310a podem ser executados com base em diversos esquemas. Um esquema específico é descrito no pedido de Patente U.S N°. de série 09/776.075.

15 O número de bits de informações que podem ser transmitidos para cada símbolo de modulação para um nível específico de desempenho (por exemplo, taxa de erros de pacotes ou PER de um por cento) é dependente da SNR recebida. Assim, o esquema de codificação e modulação para os canais de transmissão selecionados pode ser determinado com base nas características dos canais (por exemplo, os ganhos de canal, as SNRs recebidas, ou alguma outra 20 informação). A intercalação de canal também pode ser ajustada com base no sinal de controle de codificação.

25 A Tabela 1 lista diversas combinações de taxa de codificação e esquema de modulação que pode ser utilizado para diversas faixas de SNR recebidas. A taxa de bits suportada para cada canal de transmissão pode ser atingida utilizando qualquer de diversas combinações possíveis de taxa de codificação e esquema de modulação. Como exemplo, um bit de informação por símbolo de modulação pode ser atingido utilizando (1) uma taxa de codificação de 1/2 e 30 modulação QPSK, (2) uma taxa de codificação de 1/3 e modulação 8-PSK, (3) uma taxa de codificação de 1/4 e 16-QAM, ou alguma outra combinação de taxa de codificação e esquema de modulação. Na Tabela 1, QPSK, 16-QAM e 64-QAM são utilizados para as faixas de SNR listadas. Outros 35 esquemas de modulação tal como 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM, e

assim por diante, também podem ser utilizados e estão dentro do escopo da invenção.

TABELA 1

FAIXA DE SNR RECEBIDA	NÚMERO DE BITS/SÍMBOLOS DE INFORMAÇÕES	SÍMBOLOS DE MODULAÇÃO	NÚMERO DE BITS/SÍMBOLOS CODIFICADOS	TAXA DE CODIFICAÇÃO
1,5 – 4,4	1	QPSK	2	1/2
4,4 – 6,4	1,5	QPSK	2	3/4
6,4 – 8,35	2	16-QAM	4	1/2
8,35 – 10,4	2,5	16-QAM	4	5/8
10,4 – 12,3	3	16-QAM	4	3/4
12,3 – 14,15	3,5	64-QAM	6	7/12
14,15 – 15,55	4	64-QAM	6	2/3
15,55 – 17,35	4,5	64-QAM	6	3/4
> 17,35	5	64-QAM	6	5/6

Os símbolos de modulação ponderados a partir do 5 processador de dados de TX 314a são providos ao processador de canal de TX 320a, que é uma modalidade do processador de canal de TX 320 na Figura 3. Dentro do processador de canal de TX 320a, um demultiplexador 424 recebe e demultiplexa os símbolos de modulação ponderados em diversos fluxos de 10 símbolos de modulação, um fluxo para cada canal de transmissão selecionado para transmitir os símbolos de modulação. Cada fluxo de símbolos de modulação é provido a um modulador 322 respectivo. Caso a OFDM seja empregada, os 15 símbolos de modulação ponderados em cada partição de tempo para todos os subcanais de freqüência selecionados de cada antena transmissora são combinados em um vetor de símbolos de modulação ponderados. Cada modulador 322 converte os 20 símbolos de modulação ponderados (para um sistema sem OFDM) ou os vetores de símbolos de modulação ponderados (para um sistema com OFDM) em um sinal analógico e adicionalmente amplifica, filtra, modula em quadratura e converte ascendente (upconverts) o sinal para gerar um sinal modulado adequado para transmissão através do link sem fio.

A Figura 4B é um diagrama de blocos de um sistema transmissor MIMO 310b, que é capaz de processar dados de acordo com outra modalidade da invenção. O sistema transmissor 310b é outra modalidade da porção transmissora 5 do sistema 310 na Figura 3 e inclui um processador de dados de TX 314b e um processador de canal de TX 320b.

Na modalidade mostrada na Figura 4B, o processador de dados de TX 314b inclui o encodificador 412, o intercalador de canal 414, o elemento de mapeamento de símbolos 418 e o elemento de ponderação de símbolos 420. O encodificador 412 recebe e encodifica os bits de informações agregadas de acordo com um esquema de encodificação específico para prover bits codificados. A codificação poder ser atingida com base em um código 15 específico e taxa de códigos selecionados pelo controlador 334, como identificado pelos sinais de controle de codificação. O intercalador de canal 414 intercala os bits codificados e o elemento de mapeamento de símbolos 418 mapeia os bits intercalados em símbolos de modulação para 20 os canais de transmissão selecionados. O elemento de ponderação de símbolos 420 pondera os símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado com base em um peso respectivo para prover símbolos de modulação ponderados.

25 Na modalidade mostrada na Figura 4B, o sistema transmissor 310b é capaz de precondicionar os símbolos de modulação ponderados com base nas CSI completas. Dentro do processado de canal de TX 320b, um processador MIMO de canal 422 demultiplexa os símbolos demodulação ponderados 30 em diversos (até  $N_c$ ) fluxos de símbolos de modulação ponderados, um fluxo para cada subcanal espacial (isto é, modo próprio) utilizado para transmitir os símbolos de modulação. Para processamento de CSI completas, o processador MIMO de canal 422 precondiciona os símbolos de modulação ponderados (até  $N_c$ ) em cada partição de tempo 35

para gerar  $N_T$  símbolos de modulação precondicionados, como a seguir:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \Lambda & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & & e_{2N_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T 1}, & e_{N_T 2}, & \Lambda & e_{N_T N_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix} \quad \text{Eq (36)}$$

em que:

5  $b_1, b_2, \dots, b_{N_c}$  são respectivamente os símbolos de modulação ponderados para os subcanais espaciais 1, 2, ...,  $N_c$ ;

10  $e_{ij}$  são elementos de uma matriz de autovetor (eigenvector) **E** relacionada às características de transmissão a partir das antenas transmissoras para as 15 antenas receptoras; e

$x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$  são símbolos de modulação precondicionados, que podem ser expressos como:

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{1N_c}, \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{2N_c}, \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T 1} + b_2 \cdot e_{N_T 2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_T N_c}. \end{aligned}$$

15 A matriz de autovetor **E** pode ser computada pelo transmissor ou ser provida ao transmissor pelo receptor. Os elementos da matriz **E** são também tomados em conta na determinação dos ganhos de canal eficazes  $H(j, k)$ .

20 Para processamento de CSI completas, cada símbolo de modulação precondicionado,  $x_i$ , para uma antena transmissora específica representa uma combinação linear dos símbolos de modulação ponderados para até  $N_c$  subcanais espaciais. Para cada partição de tempo, os (até)  $N_T$  símbolos de modulação precondicionados gerados pelo 25 processador MIMO de canal 422 são demultiplexados pelo demultiplexados 424 e providos a (até)  $N_T$  moduladores 322. Cada modulador 322 converte os símbolos de modulação

precondicionados (para um sistema sem OFDM) ou os vetores de símbolos de modulação precondicionados (para um sistema com OFDM) em um sinal modulado adequado para transmissão através do link sem fio.

5           A Figura 4C é um diagrama de blocos de um sistema de transmissão MIMO 310c, que utiliza OFDM e é capaz de processamento de dados de acordo com ainda outra modalidade da invenção. O sistema transmissor 310c é outra modalidade da porção transmissora do sistema 310 na Figura 3 e inclui  
10          um processador de dados de TX 314c e um processador de canal de TX 320c. O processador de dados de TX 314c pode ser operado para codificar e modular independentemente cada grupo de canais de transmissão com base em um esquema de codificação e modulação específico selecionado para o  
15          grupo. Cada grupo pode corresponder a uma antena transmissora e os canais de transmissão em cada grupo podem corresponder aos subcanais de freqüência para as antenas transmissoras.

Na modalidade mostrada na Figura 4C, o processador de dados de TX 314c inclui diversos processadores de dados de subcanal espacial 410a até 410t, um processador de dados 410 para cada grupo de canais de transmissão a serem codificados e modulados independentemente. Cada processador de dados 410 inclui o encodificador 412, o intercalador de canal 414, o elemento de mapeamento de símbolos 418 e o elemento de ponderação de símbolos 420. Estes elementos de processador de dados 410 operam para encodificar os bits de informações para um grupo sendo processado pelo processador de dados, 20 intercalar os bits codificados, mapear os bits intercalados para os símbolos aos símbolos de modulação gerados, e ponderar os símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado dentro do grupo. Como mostrado na Figura 4C, o controle da codificação e da modulação e os  
25          pesos podem ser providos especificamente para cada grupo.  
30  
35

Os símbolos de modulação ponderados de cada processador de dados 410 são providos a um combinador respectivo 434 dentro do processador de canal de TX 320c, que combina os símbolos de modulação ponderados para uma 5 antena transmissora específica. Caso cada grupo inclua os subcanais de freqüência selecionados para uma antena transmissora específica, o combinador 434 combina os símbolos de modulação ponderados para os subcanais de freqüência selecionados para formar um vetor de símbolos de 10 modulação para cada canal de transmissão, que é a seguir provido a um modulador respectivo 322. O processamento por cada modulador 322 para gerar um sinal modulado é descrito abaixo.

A Figura 4D é um diagrama de blocos de um sistema 15 de transmissão MIMO 310d, que também utiliza OFDM e é capaz de processar dados de acordo com ainda outra modalidade da invenção. Nesta modalidade, os canais de transmissão para cada subcanal de freqüência podem ser processados independentemente. Dentro de um processador de dados de TX 20 314c, os bits de informações a serem transmitidos são demultiplexados por um demultiplexador 428 em diversos (até  $N_L$ ) fluxos de dados de subcanal de freqüência, um fluxo para cada um dos subcanais de freqüência a ser utilizado 25 para transmissão de dados. Cada fluxo de dados de subcanal de freqüência é provido a um processador de dados de subcanal de freqüência respectivo 430.

Cada processador de dados 430 processa dados para 30 um subcanal de freqüência respectivo do sistema OFDM. Cada processador de dados 430 pode ser implementado de modo semelhante ao processador de dados de TX 314a na Figura 4A, o processador de dados de TX 314b mostrado na Figura 4B, ou algum outro projeto. Em uma modalidade, o processador de dados 430 demultiplexa o fluxo de dados de subcanal de freqüência em diversos subfluxos de dados, um subfluxo de 35 dados para cada subcanal espacial selecionado para

utilização para o subcanal de freqüência. Cada subfluxo de dados é a seguir encodificado, intercalado, mapeado em símbolos e ponderado para gerar símbolos de modulação ponderados para subfluxos de dados. A codificação e modulação para cada fluxo de dados de subcanal de freqüência, ou cada subfluxo de dados podem ser ajustados com base nos sinais de controle de codificação e modulação e a ponderação pode ser executada com base nos pesos. Cada processador de dados 430 provê, desta forma, até  $N_c$  fluxos de símbolos de modulação ponderados para até  $N_c$  subcanais espaciais selecionados para utilização para o subcanal de freqüência.

Para um sistema MIMO que utiliza OFDM, os símbolos de modulação podem ser transmitidos em múltiplos subcanais de freqüência e a partir de múltiplas antenas transmissoras. Dentro de um processador MIMO 320d, os até  $N_c$  fluxos de símbolos de modulação a partir de cada processador 430 são providos a um processador espacial de subcanal respectivo 432, que processa os símbolos de modulação recebidos com base no controle de canal e/ou as CSI disponíveis. Cada processador espacial 432 pode simplesmente implementar um demultiplexador (tal como aquele mostrado na Figura 4A) caso processamento de CSI completas não seja executado, ou pode implementar um processador MIMO de canal seguido por um demultiplexador (tal como aquele mostrado na Figura 4B) caso processamento de CSI completas seja executado. Para um sistema MIMO que utiliza OFDM, o processamento de CSI completas (isto é, precondicionamento) pode ser executado em cada subcanal de freqüência.

Cada processador espacial de subcanal 432 demultiplexa os até  $N_c$  símbolos de modulação para cada partição de tempo em até  $N_T$  símbolos de modulação para as antenas transmissoras selecionadas para utilização para aquele subcanal de freqüência. Para cada antena

transmissora, um combinador 434 recebe os símbolos de modulação para até  $N_L$  subcanais de freqüência selecionados para utilização para aquela antena transmissora, combina os símbolos para cada partição de tempo em um vetor de 5 símbolos de modulação  $V$  e provê o vetor de símbolos de modulação ao próximo estágio de processamento (isto é, um modulador respectivo 322).

Um processador MIMO 320d recebe e processa, desta forma, os símbolos de modulação para prover até  $N_T$  vetores 10 de símbolos de modulação,  $V_1$  até  $V_{N_t}$ , um vetor de símbolos de modulação para cada antena transmissora selecionada para utilização para transmissão de dados. Cada vetor de símbolos de modulação  $V$  cobre uma única partição de tempo e cada elemento do vetor de símbolos de modulação  $V$  está 15 associado a um subcanal de freqüência específico que possui uma única subportadora no qual o símbolo de modulação é transportado.

A Figura 4D também mostra uma modalidade do modulador 322 para OFDM. Os vetores de símbolos de modulação  $V_1$  a  $V_{N_t}$  a partir do processador MIMO 320c são 20 providos aos moduladores 322a a 322t, respectivamente. Na modalidade mostrada na Figura 4D, cada modulador 322 inclui uma transformada de Fourier rápida inversa (IFFT - Inverse Fast Fourier Transform) 440, um gerador de prefixos 25 cíclicos 442 e um conversor de subida (upconverter) 444.

A IFFT 440 converte cada vetor de símbolos de modulação recebidos em suas representações no domínio do tempo (que é designado como um símbolo OFDM) utilizando 30 IFFT. A IFFT 440 pode ser projetada para executar a IFFT em qualquer número de subcanais de freqüência (por exemplo, 8, 16, 32 e assim por diante). Em uma modalidade, para cada vetor de símbolos de modulação convertidos em um símbolo OFDM, o gerador de prefixos cíclicos 442 repete uma porção 35 da representação no domínio do tempo do símbolo OFDM para formar um “símbolo de transmissão” para uma antena

transmissora específica. O prefixo cílico assegura que o símbolo de transmissão retém suas propriedades ortogonais na presença de espalhamento de retardo de multipercorso, melhorando assim o desempenho contra efeitos de percurso danosos. A implementação da IFFT 440 e do gerador de prefixos cílicos 442 é conhecida na técnica e não é descrita neste relatório em detalhe.

As representações no domínio do tempo de cada gerador de prefixos cílicos 442 (isto é, os símbolos de transmissão para cada antena) são a seguir processados (isto é, convertidos em um sinal analógico, modulado, amplificado e filtrado) por um conversor de subida 444 para gerar um sinal modulado, que é a seguir transmitido a partir de uma antena respectiva 324.

A modulação OFDM é descrita em maiores detalhes em um artigo intitulado "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come", por John A. C. Bingham, Revista de Comunicações IEEE, Maio de 1990, que é aqui incorporado por referência.

As Figuras 4A a 4D mostram quatro projetos de um transmissor MIMO capaz de implementar diversos aspectos e modalidades da invenção. A invenção também pode ser praticada em um sistema OFDM que não utiliza MIMO. Neste caso, os canais de transmissão disponíveis correspondem aos subcanais de freqüência do sistema OFDM. Diversos outros projetos de transmissor também são capazes de implementar várias técnicas inventivas aqui descritas e tais projetos também estão dentro do escopo da invenção. Alguns destes projetos de transmissor são descritos em maiores detalhes nos seguintes pedidos de patente, que são, todos de propriedade da Requerente da presente invenção e são aqui incorporados por referência:

- Pedido de Patente U.S N°. de série 09/776.075, descrito acima;

- Pedido de Patente U.S N°. de série 09/532.492, intitulado "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION" depositado em 22 de Março de 2000;
- 5           • Pedido de Patente U.S N°. de série 09/826.481, intitulado "METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM" depositado em 23 de Março de 2001; e
- 10           • Pedido de Patente U.S N°. de série 09/854.235, intitulado: "METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING DATA IN A MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) COMMUNICATION SYSTEM UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION", depositado em 11 de Maio de 2001.
- 15

Estes pedidos de patente também descrevem processamento MIMO e processamento de CSI em maiores detalhes.

De modo geral, o sistema transmissor 310 codifica 20 e modula dados para todos os canais de transmissão selecionados (ou todos os canais de transmissão selecionados dentro de cada grupo) com base em um esquema de codificação e modulação comum específico. Os símbolos de modulação são adicionalmente ponderados por pesos 25 designados aos canais de transmissão selecionados tal que o nível desejado de desempenho seja atingido no receptor. As técnicas aqui descritas são aplicáveis a múltiplos canais 30 de transmissão em paralelo suportados por MIMO, OFDM ou outro esquema de comunicação (por exemplo, um esquema CDMA) capaz de suportar múltiplos canais de transmissão em paralelo.

A Figura 4C mostra uma modalidade em que dados para cada antena transmissora podem ser codificados e modulados separadamente com base em um esquema de

codificação e modulação selecionado para aquela antena transmissora. De modo análogo, a Figura 4D mostra uma modalidade em que os dados para cada subcanal de freqüência podem ser codificados e modulados separadamente com base em 5 um esquema de codificação e modulação selecionado para aquele subcanal de freqüência. Em geral, todos os canais de transmissão disponíveis (por exemplo, todos os subcanais espaciais de todos os subcanais de freqüência) podem ser separados em qualquer número de grupos de qualquer tipo, e 10 cada grupo pode incluir qualquer número de canais de transmissão. Como exemplo, cada grupo pode incluir subcanais espaciais, subcanais de freqüência ou subcanais em ambos os domínios.

#### Sistemas Receptores MIMO

15 A Figura 5 é um diagrama de blocos de um sistema receptor MIMO 350a capaz de receber dados de acordo com uma modalidade da invenção. O sistema receptor 350a é uma modalidade específica do sistema receptor 350 da Figura 3 e implementa a técnica de processamento de receptor de 20 cancelamento sucessivo para receber e recuperar os sinais transmitidos. Os sinais transmitidos a partir das (até)  $N_T$  antenas transmissoras são recebidos por cada uma das  $N_R$  antenas 352a a 352r e direcionadas a um demodulador (DEMOD) 25 respectivo 354 (que também é designado como um processador front-end).

Cada demodulador 354 condiciona (por exemplo, filtra e amplifica) um sinal recebido respectivo, converte 30 descendente (downconverts) o sinal condicionado para uma freqüência intermediária ou banda base e digitaliza o sinal convertido descendente para prover amostras. Cada demodulador 354 pode demodular adicionalmente as amostras com um piloto recebido para gerar um fluxo de símbolos de modulação recebidos, que é provido a um processador de canal/dados de RX 356a.

Caso OFDM seja empregado para a transmissão de dados, cada demodulador 354 executa adicionalmente processamento complementar ao executado pelo modulador 322 mostrado na Figura 4D. Neste caso, cada demodulador 354 inclui um processador FFT (não é mostrado) que gera representações transformadas das amostras e provê um fluxo de vetores de símbolos de modulação. Cada vetor inclui até  $N_L$  símbolos de modulação para até  $N_L$  subcanais de freqüência selecionados para utilização e um vetor é provido para cada partição de tempo. Para um esquema de processamento de transmissão no qual cada subcanal de freqüência é processado independentemente (por exemplo, como mostrado na Figura 4D), os fluxos de vetor de símbolos de modulação a partir dos processadores FFT para todos os NR demoduladores são providos a um demultiplexador (não mostrado na Figura 5), que "canaliza" o fluxo de vetor de símbolos de modulação a partir de cada processador FFT em até  $N_L$  fluxos de símbolos de modulação que correspondem ao número de subcanais de freqüência utilizados para transmissão de dados. O demultiplexador provê a seguir, cada um dos até  $N_L$  fluxos de símbolos de modulação a um processador MIMO/dados de RX 356a.

Para um sistema MIMO que não utiliza OFDM, um processador MIMO/dados de RX 356a pode ser utilizado para processar os  $N_R$  fluxos de símbolos de modulação a partir das  $N_R$  antenas receptoras. E para um sistema MIMO que utiliza OFDM, um processador MIMO/dados de RX 356a pode ser utilizado para processar o conjunto dos  $N_R$  fluxos de símbolos de modulação a partir das  $N_R$  antenas receptoras para cada um dos até  $N_L$  subcanais de freqüência utilizados para transmissão de dados. Alternativamente, um único processador de canal/dados de RX 356a pode ser utilizado para processar separadamente o conjunto de fluxos de símbolos de modulação associados a cada subcanal de freqüência.

Na modalidade mostrada na Figura 5, o processador de canal/dados de RX 356a (que é uma modalidade do processador de canal/dados de RX 356 na Figura 3) inclui diversos estágios de processamento de receptor sucessivos 5 (isto é, em cascata) 510, um estágio para cada um dos fluxos de dados transmitidos a serem recuperados pelo sistema receptor 350a. Em um esquema de processamento de transmissão, a inversão de canal seletiva é aplicada a todos os canais de transmissão disponíveis. Neste caso, os 10 canais de transmissão selecionados podem ser utilizados para transmitir um ou mais fluxos de dados, cada um dos quais pode ser codificado independentemente com o esquema de codificação comum. Em outro esquema de processamento de transmissão, a inversão de canal seletiva é aplicada 15 separadamente a cada antena transmissora. Neste caso, os canais de transmissão selecionados para cada antena transmissora podem ser utilizados para transmitir um ou mais fluxos de dados, cada um dos quais pode ser codificado independentemente com o esquema de codificação selecionado 20 para aquela antena transmissora. Em geral, caso um fluxo de dados for codificado e transmitido independentemente em cada subcanal espacial, a técnica de processamento de receptor de cancelamento sucessivo pode ser utilizada para recuperar os fluxos de dados transmitidos. Para maior 25 clareza, o processador de canal/dados de RX 356a é descrito para uma modalidade em que um fluxo de dados é codificado e transmitido independentemente em cada subcanal espacial de um dado subcanal de freqüência sendo processado pelo processador de dados 356a.

30 Cada estágio de processamento de receptor 510 (exceto pelo último estágio 510n) inclui um processador MIMO/dados de canal 520, acoplado a um cancelador de interferência 530, e o último estágio 510n inclui apenas o processador MIMO/dados de canal 520n. Para o primeiro 35 estágio de processamento de receptor 510a, o processador

MIMO/dados de canal 520a recebe e processa os  $N_R$  fluxos de símbolos de modulação a partir dos demoduladores 354a a 354r para prover um fluxo de dados decodificado para o primeiro canal de transmissão (ou o primeiro sinal transmitido). E para cada um dentre o segundo ao último estágio 510b a 510n, o processador MIMO/dados de canal 520 para aquele estágio, recebe e processa os  $N_R$  fluxos de símbolos modificados a partir do cancelador de interferência 520 no estágio precedente para obter um fluxo de dados decodificado para o canal de transmissão sendo processado por aquele estágio. Cada processador MIMO/dados de canal 520 provê adicionalmente CSI (por exemplo, a SNR recebida) para o canal de transmissão associado.

Para o primeiro estágio de processamento de receptor 510a, o cancelador de interferência 530a recebe os  $N_R$  fluxos de símbolos de modulação para todos os  $N_R$  demoduladores 354. E para cada um dentre o segundo ao penúltimo estágio, o cancelador de interferência 530 recebe os  $N_R$  fluxos de símbolos modificados a partir do cancelador de interferência 530 no estágio precedente. Cada cancelador de interferência 530 também recebe o fluxo de dados decodificado a partir do processador MIMO/dados de canal 520 dentro do mesmo estágio, e executa o processamento (por exemplo, codificação, intercalação, modulação, resposta de canal e assim por diante) para obter  $N_R$  fluxos de símbolos remodulados que são estimativas dos componentes de interferência dos fluxos de símbolos de modulação recebidos devido a este fluxo de dados decodificado. Os fluxos de símbolos remodulados são a seguir subtraídos dos fluxos de símbolos de modulação recebidos para obter  $N_R$  fluxos de símbolos modificados que inclui todos, exceto os componentes de interferência subtraídos (isto é, cancelados). Os  $N_R$  fluxos de símbolos modificados são a seguir providos ao próximo estágio.

Na Figura 5, um controlador 540 é mostrado acoplado ao processador de canal/dados de RX 356a e pode ser utilizado para ordenar várias etapas no processamento de receptor de cancelamento sucessivo executado pelo 5 processador 356a.

A Figura 5 mostra uma estrutura de receptor que pode ser utilizada de uma maneira direta quando cada fluxo de dados é transmitido através de uma antena transmissora respectiva (isto é, um fluxo de dados correspondendo a cada 10 sinal transmitido). Neste caso, cada estágio de processamento de receptor 510 pode ser operado para recuperar um dentre os sinais transmitidos destinados ao sistema receptor 350a e prover o fluxo de dados decodificado que corresponde ao sinal transmitido 15 recuperado.

Para algum outro esquema de processamento de transmissão, um fluxo de dados pode ser transmitido através de múltiplas antenas transmissoras, subcanais de freqüência e/ou intervalos de tempo para prover diversidade espacial, 20 de freqüência e temporal, respectivamente. Para estes esquemas, o processamento de receptor inicialmente obtém um fluxo de símbolos de modulação recebido para o sinal transmitido em cada antena transmissora de cada subcanal de freqüência. Os símbolos de modulação para múltiplas antenas 25 transmissoras, subcanais de freqüência e/ou intervalos de tempo podem ser combinados de uma forma complementar como a demultiplexação executada no sistema transmissor. O fluxo dos símbolos de modulação combinados é a seguir processado para prover os fluxos de dados decodificados 30 correspondentes.

A Figura 6A é um diagrama de blocos de uma modalidade do processador MIMO/dados de canal 520x, que é uma modalidade do processador MIMO/dados de canal 520 na Figura 5. Nesta modalidade, o processador MIMO/dados de 35 canal 520x inclui um processador espacial / espaço temporal

610, um processador CSI 612, um seletor 614, um elemento demodulador 618, um deintercalador 618 e um decodificador 620.

O processador espacial / espaço temporal 610 executa processamento espacial linear nos  $N_R$  sinais recebidos para um canal MIMO não dispersivo (isto é, com desvanecimento achatado) ou processamento espaço temporal nos  $N_R$  sinais recebidos para um canal MIMO dispersivo (isto é, com desvanecimento seletivo em freqüência). O processamento espacial pode ser atingido utilizando técnicas de processamento espacial linear tal como uma técnica de inversão de matriz de correlação de canal (CCMI - Channel Correlation Matrix Inversion), uma técnica de erro médio quadrático mínimo (MMSE - Minimum Mean Square Error) e outras. Tais técnicas podem ser utilizadas para anular os sinais indesejados ou maximizar a SNR recebida para cada um dos sinais constituintes na presença de ruído e interferência a partir de outros sinais. O processamento espaço temporal pode ser atingido utilizando técnicas de processamento espaço temporais tais como um equalizador linear MMSE (MMSE-LE - MMSE Linear Equalizer), um equalizador de realimentação de decisão (DFE - Decision Feedback Equalizer), um estimador de seqüência de máxima verossimilhança (MLSE - Maximum Likelihood Sequence Estimator) e outras. As técnicas CCMI, MMSE, MMSE-LE e DFE são descritas em maiores detalhes no pedido de patente acima mencionado de N°. de série 09/854.235. As técnicas DFE e MLSE também são descritas em maiores detalhes por S. L. Ariyavistakul et al. no artigo intitulado "Optimum Space-Time Processors with Dispersive interference: Unified Analysis and Required Filter Span", IEEE Trans. on Communication, Vol. 7, No. 7, Julho de 1999 e aqui incorporado por referência.

O processador de CSI 612 determina as CSI para cada um dos canais de transmissão utilizados para

transmissão de dados. Como exemplo, o processador de CSI 612 pode estimar uma matriz de covariância de ruído com base nos sinais piloto recebidos e a seguir computar a SNR do  $k$ -ésimo canal de transmissão utilizado para o fluxo de 5 dados a ser decodificado. A SNR pode ser estimada de modo semelhante aos sistemas de única e múltiplas portadoras auxiliadas por piloto convencional conforme conhecido na técnica. A SNR para todos os canais de transmissão utilizados para transmissão de dados pode compreender as 10 CSI que são reportadas de volta ao sistema transmissor. O processador de CSI 612 pode prover adicionalmente ao seletor 614 um sinal de controle que identifica o fluxo de dados específico a ser recuperado por este estágio de processamento receptor.

15 O seletor 614 recebe diversos fluxos de símbolos a partir do processador espacial / espaço temporal 610 e extraí o fluxo de símbolos que corresponde ao fluxo de dados a ser decodificado, como indicado pelo sinal de controle a partir do processador de CSI 612. O fluxo 20 extraído de símbolos de modulação é a seguir provido a um elemento de demodulação 614.

Para a modalidade mostrada na Figura 6A na qual o fluxo de dados para cada canal de transmissão é codificado e modulado independentemente com base no esquema de 25 codificação e modulação comum, os símbolos de modulação recuperados para os canais de transmissão selecionados são demodulados de acordo com um esquema de demodulação (por exemplo, M-PSK, M-QAM) que é complementar ao esquema de modulação comum utilizado para o canal de transmissão. Os 30 dados demodulados provenientes do elemento de demodulação 616 é a seguir deintercalado pelo deintercalador 618 de uma forma complementar àquela executada pelo intercalador de canal 614 e os dados deintercalados são adicionalmente decodificados por um decodificador 620 de uma forma 35 complementar àquela executada pelo encodificador 612. Por

exemplo, um decodificador Turbo ou um decodificador Viterbi podem ser utilizados para o decodificador 620 caso codificação Turbo ou convolucional, respectivamente, é executada no sistema transmissor. O fluxo de dados 5 decodificado proveniente do decodificador 620 representa uma estimativa do fluxo de dados transmitido sendo recuperado.

A Figura 6B é um diagrama de blocos de um cancelador de interferência 530x, que é uma modalidade do 10 cancelador de interferência 530 da Figura 5. Dentro do cancelador de interferência 530x, o fluxo de dados decodificado a partir do processador MIMO/dados de canal 520 dentro do mesmo estágio é reencodificado, intercalado e remodulado por um processador de dados de canal 628 para 15 prover símbolos remodulados, que são estimativas dos símbolos de modulação no sistema transmissor antes do processamento MIMO e distorção de canal. O processador de dados de canal 628 executa o mesmo processamento (por exemplo, codificação, intercalação e modulação) conforme 20 executado no sistema transmissor para o fluxo de dados. Os símbolos remodulados são a seguir provados a um simulador de canal 630, que processa os símbolos com a resposta de canal estimada para prover uma estimativa,  $\hat{i}^k$ , da interferência devido ao fluxo de dados decodificado. A 25 estimativa de resposta de canal pode ser obtida com base no piloto e/ou dados transmitidos pelo sistema transmissor e de acordo com as técnicas descritas no pedido de Patente U.S acima mencionado de No. de série 09/854.235.

Os  $N_R$  elementos no vetor de interferência 30  $\hat{i}^k$  correspondem aos componentes do sinal recebido em cada uma das  $N_R$  antenas receptoras devido ao fluxo de símbolos transmitido na  $k$ -ésima antena. Cada elemento do vetor representa um componente estimado devido ao fluxo de dados

decodificados no fluxo de símbolos de modulação recebidos correspondentes. Estes componentes são interferências para os sinais transmitidos restantes (ainda não detectados) nos  $N_R$  fluxos de símbolos de modulação recebidos (isto é, o 5 vetor  $\underline{r}^k$ ), e são subtraídos (isto é, cancelados) do vetor de sinais recebido  $\underline{r}^k$  por um somador 632 para prover um vetor modificado  $\underline{r}^{k+1}$  que possui os componentes do fluxo de dados decodificado removido. O vetor modificado  $\underline{r}^{k+1}$  é provido como o vetor de entrada ao próximo estágio de 10 processamento de receptor, como mostrado na Figura 5.

Diversos aspectos do processamento de receptor de cancelamento sucessivo são descritos em detalhes adicionais no pedido de Patente U.S de N°. de série 09/854.235.

A Figura 7 é um diagrama de blocos de um sistema 15 receptor MIMO 350b capaz de receber dados de acordo com outra modalidade da invenção. Os sinais transmitidos provenientes de (até)  $N_T$  antenas transmissoras são recebidos por cada uma das  $N_R$  antenas 352a a 352r e direcionadas a um demodulador respectivo 354. Cada 20 demodulador 354 condiciona, processa e digitaliza um sinal recebido respectivo para prover amostras, que são providas a um processador MIMO/dados de RX 356b.

Dentro do processador MIMO/dados de RX 356b, as 25 amostras para cada antena receptora são providas a um processador FFT respectivo 710, que gera representações transformadas das amostras recebidas e provê um fluxo respectivo dos vetores de símbolos de modulação. Os fluxos do vetor de símbolos de modulação provenientes dos processadores FFT 710a a 710r são a seguir providos ao 30 processador 720. O processador 720 canaliza o fluxo dos vetores de símbolos de modulação a partir de cada processador FFT 710 em até  $N_L$  fluxos de símbolos de subcanal. O processador 720 pode executar adicionalmente

processamento espacial ou processamento espaço temporal nos fluxos de símbolos de subcanal para prover símbolos de modulação pós-processados.

Para cada fluxo de dados transmitidos pelos 5 múltiplos subcanais de freqüência e/ou múltiplos subcanais espaciais, o processador 720 combina adicionalmente os símbolos de modulação para todos os subcanais de freqüência e espaciais utilizados para transmissão dos fluxos de dados em um fluxo de símbolos de modulação pós-processados, que é 10 a seguir provido a um processador de fluxo de dados 730. Cada processador de fluxo de dados 730 executa demodulação, deintercalação e decodificação complementar ao executado no fluxo de dados na unidade transmissora e provê um fluxo de dados decodificado respectivo.

15 Os sistemas receptores que empregam a técnica de processamento de receptor de cancelamento sucessivo e aqueles que não empregam a técnica de processamento de receptor de cancelamento sucessivo podem ser utilizados para receber, processar e recuperar os fluxos de dados transmitidos. Alguns sistemas receptores capazes de processar sinais recebidos através de múltiplos canais de transmissão são descritos nos pedidos de Patente U.S acima mencionados de Nos. de série 09/776.075 e 09/826.481, e no pedido de Patente U.S Nº. de Série 09/532.492, intitulado 20 "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION", depositado em 30 de Março de 2000, designado ao Proprietário da presente invenção e aqui incorporado por referência.

25

#### Obter CSI para o Sistema de Transmissão

30 Por simplicidade, diversos aspectos e modalidades da invenção foram descritos em que as CSI compreendem SNR. Em geral, as CSI podem compreender qualquer tipo de informação que seja indicativa das características do link de comunicação. Diversos tipos de informações podem ser

providos como CSI, alguns exemplos dos quais são descritos abaixo.

Em uma modalidade, as CSI compreendem SNR, que é obtida como a taxa de potência de sinal através da potência de ruído mais interferência. A SNR é tipicamente estimada e provida para cada canal de transmissão utilizada para transmissão de canal (por exemplo, cada fluxo de dados de transmissão), apesar de uma SNR agregada possa ser provida para diversos canais de transmissão. A estimativa de SNR pode ser quantizada para um valor que possui um número específico de bits. Em uma modalidade, a estimativa de SNR é mapeada em um índice de SNR, por exemplo, utilizando uma tabela de consulta.

Em outra modalidade, as CSI compreendem informações de controle de potência para cada subcanal espacial de cada subcanal de freqüência. As informações de controle de potência podem incluir um único bit para cada canal de transmissão para indicar uma solicitação para mais potência ou menos potência, ou elas podem incluir múltiplos bits para indicar a magnitude da mudança do nível de potência solicitado. Nesta modalidade, o sistema de transmissão pode fazer utilização das informações de controle de potência realimentadas a partir dos sistemas receptores para determinar quais canais de transmissão selecionar, e qual potência utilizar para cada canal de transmissão.

Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem potência de sinal e potência de interferência mais ruído. Estes dois componentes podem ser obtidos separadamente e providos a cada canal de transmissão utilizado para transmissão de dados.

Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem potência de sinal, potência de interferência e potência de ruído. Estes três componentes podem ser obtidos e providos

para cada canal de transmissão utilizado para transmissão de dados.

Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem relações sinal/ruído mais uma lista de potências de 5 interferência para cada termo de interferência observável. Estas informações podem ser obtidas e providas para cada canal de transmissão utilizado para transmissão de dados.

Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem componentes de sinal em uma forma de matriz (por exemplo, 10  $N_{TX}N_R$  entradas complexas para todos os pares de antena transmissora-receptora) e os componentes de ruído mais interferência na forma de matriz (por exemplo,  $N_{TX}N_R$  entradas complexas). O sistema transmissor pode a seguir 15 combinar adequadamente as componentes de sinal e as componentes de ruído mais interferência para os pares de antena transmissora-receptora apropriados para obter a qualidade para cada canal de transmissão utilizado para transmissão de dados (por exemplo, a SNR pós-processada para cada fluxo de dados transmitido, conforme recebido nos 20 sistemas receptores).

Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem um indicador de taxa de dados para cada fluxo de dados de transmissão. A qualidade de um canal de transmissão a ser utilizada para transmissão de dados pode ser determinada 25 inicialmente (por exemplo, com base na SNR estimada para o canal de transmissão) e uma taxa de dados que corresponde à qualidade de canal determinada pode a seguir ser identificada (por exemplo, com base em uma tabela de consulta). A taxa de dados identificada é indicativa da 30 taxa de dados máxima que pode ser transmitida no canal de transmissão para o nível solicitado de desempenho. A taxa de dados é a seguir mapeada para, e representada por, um indicador de taxa de dados (DRI - Data Rate Indicator), que pode ser codificado eficazmente. Como exemplo, caso (até) 35 sete taxas de dados possíveis forem suportadas pelo sistema

transmissor para cada antena transmissora, um valor de 3 bits pode ser utilizado para representar o DRI onde, por exemplo, um zero pode indicar uma taxa de dados de zero (isto é, não utilizar a antena transmissora) e 1 a 7 pode ser utilizado para indicar sete taxas de dados diferentes. Em uma implementação típica, as métricas de qualidade (por exemplo, estimativas de SNR) são mapeadas diretamente no DRI com base, por exemplo, em uma tabela de consulta.

Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem um indicador do esquema de processamento específico a ser utilizado no sistema transmissor para cada fluxo de dados de transmissão. Nesta modalidade, o indicador pode identificar o esquema de codificação específico e o esquema de modulação específico a ser utilizado para o fluxo de dados de transmissão tal que o nível desejado de desempenho seja atingido.

Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem um indicador diferencial para uma medida específica de qualidade para um canal de transmissão. Inicialmente, a SNR ou o DRI ou alguma outra medida de qualidade para o canal de transmissão é determinado e reportado como um valor de medida de referência. Por conseguinte, a monitoração da qualidade do canal de transmissão continua e a diferença entre a última medida reportada e a medida atual é determinada. A diferença pode a seguir ser quantizada em um ou mais bits, e a diferença quantizada é mapeada para o, e representada pelo, indicador diferencial, que é a seguir reportado. O indicador diferencial pode indicar para aumentar ou reduzir a última medida reportada por um tamanho de etapa específico (ou para manter a última medida reportada). Como exemplo, o indicador diferencial pode indicar que (1) a SNR observada para um canal de transmissão específica aumentou ou diminuiu por um tamanho de etapa específico, ou (2) a taxa de dados deve ser ajustada por uma quantidade específica, ou alguma outra

mudança. A medida de referência pode ser transmitida periodicamente para assegurar que erros nos indicadores diferenciais e/ou recepção errônea destes indicadores não acumulem.

5 Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem o ganho de canal para cada canal de transmissão disponível, como estimado no sistema receptor com base nos sinais transmitidos pelo sistema transmissor.

10 Outras formas de CSI também podem ser utilizadas e estão dentro do escopo da invenção. Em geral, as CSI incluem informações suficientes em qualquer forma que possa ser utilizada para (1) selecionar um conjunto de canais de transmissão que resultariam em uma capacidade de transmissão ideal ou quase ideal, (2) determinar um fator 15 de ponderação para cada canal de transmissão selecionado que resulta em SNRs recebidas iguais ou quase iguais e (3) inferir uma taxa de códigos ideal ou quase ideal para os canais de transmissão selecionados.

20 As CSI também podem ser obtidas com base nos sinais transmitidos a partir do sistema transmissor e recebidos nos sistemas de recepção. Em uma modalidade, as CSI são obtidas com base em uma referência piloto incluído nos sinais transmitidos. Alternativa ou adicionalmente, as 25 CSI podem ser derivadas com base em dados incluídos na transmissão de sinais. Apesar de dados poderem ser transmitidos apenas nos canais de transmissão selecionados, os dados piloto também podem ser transmitidos em canais de transmissão não selecionados para permitir aos sistemas receptores estimar as características de canal.

30 Em ainda outra modalidade, as CSI compreendem um ou mais sinais transmitidos a partir dos sistemas receptores para o sistema transmissor. Em alguns sistemas, um grau de correlação pode existir entre o uplink e o downlink (por exemplo, sistemas por divisão de tempo 35 duplexados (TDD - Time Division Duplexed) em que o uplink e

o downlink compartilham a mesma banda de freqüencia de uma maneira multiplexada por divisão de tempo). Nestes sistemas, a qualidade do uplink pode ser estimada (para um grau solicitado de acurácia) com base na qualidade do 5 downlink, e vice-versa, o que pode ser estimado com base nos sinais (por exemplo, sinais piloto) transmitidos a partir dos sistemas de receptor. Os sinais piloto representarão então, um meio pelo qual o sistema transmissor pode estimar as CSI como observado nos sistemas 10 receptores. Para este tipo de CSI, nenhum relatório de características de canal é necessário.

A qualidade de sinal pode ser estimada no sistema transmissor com base em diversas técnicas. Algumas destas técnicas são descritas nas seguintes patentes, que são de 15 propriedade da Requerente da presente invenção e aqui incorporadas por referência:

- Patente U.S N°. 5.799.005, intitulada "SYSTEM AND METHOD FOR DETERMINING RECEIVED PILOT POWER AND PATH LOSS IN A CDMA COMMUNICATION SYSTEM", concedida em 25 de agosto de 1998,
- Patente U.S N°. 5.903.554, intitulada "METHOD AND APPARATUS FOR MEASURING LINK QUALITY IN A SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM", concedida em 11 de Maio de 1999,
- Patentes U.S N°. 5.056.109 e 5.265.119, ambas intituladas "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM", concedidas respectivamente em 8 de Outubro de 1991 e 23 de Novembro de 1993, e
- Patente U.S N°. 6.097.972, intitulada "METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING POWER CONTROL SIGNALS IN CDMA MOBILE TELEPHONE SYSTEM", concedida em 1 de Agosto de 2000.

Os métodos para estimar um único canal de transmissão com base em um sinal piloto ou uma transmissão de dados também pode ser encontrada em diversos artigos disponíveis na técnica. Um tal método de estimativa de canal 5 é descrito por F. Ling em um artigo intitulado "Optimal Reception, Performance Bound and Cutoff-Rate Analysis of References-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications", IEEE Transaction On Communication, Outubro de 1999.

10 Diversos tipos de informações para CSI e diversos mecanismos de relatório de CSI também são descritos no pedido de Patente de No. de série 08/963.386, intitulado "METHOD AND APPARATUS FOR HIGH RATE PACKET DATA TRANSMISSION", depositado em 3 de Novembro de 1997, de 15 propriedade da Requerente da presente invenção e na "TIE/EIA/IS-856 CDMA2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification", ambos aqui incorporados por referência.

As CSI podem ser reportadas de volta ao 20 transmissor utilizando diversos esquemas de transmissão de CSI. Como exemplo, as CSI podem ser enviadas por completo, de modo diferencial ou em uma combinação de tais. Em uma modalidade, as CSI são reportadas periodicamente e atualizações diferenciais são enviadas com base nas CSI 25 transmitidas anteriormente. Em outra modalidade, as CSI são enviadas apenas quando existe mudança (por exemplo, caso a mudança exceda um limite específico), que pode baixar a taxa eficaz do canal de realimentação. Como exemplo, as SNRs podem ser enviadas de volta (por exemplo, 30 diferencialmente) apenas quando elas mudam. Para um sistema OFDM (com ou sem MIMO), a correlação no domínio da freqüência pode ser explorada para permitir redução na quantidade de CSI a ser realimentada. Como exemplo para um sistema OFDM, caso a SNR que corresponde a um subcanal 35 espacial específico para M subcanais de freqüência seja a

mesma, a SNR e o primeiro e último subcanais de freqüência para os quais esta condição é verdadeira pode ser reportada. Outras técnicas de compressão e recuperação de erros de canal de realimentação para reduzir a quantidade 5 de dados a ser realimentada para as CSI também podem ser utilizadas e está dentro do escopo da invenção.

Fazendo referencia novamente à Figura 3, as CSI (por exemplo, a SNR recebida) determinada pelo processador de canal/dados de RX 356 é provido a um processador de 10 dados de TX 362, que processa as CSI e provê dados processados a um ou mais moduladores 354. Os moduladores 354 condicionam adicionalmente os dados do processador e transmitem as CSI de volta ao sistema transmissor 310 através de um canal reverso.

15 No sistema 310, o sinal de realimentação transmitido é recebido pelas antenas 324, demodulado pelos demoduladores 322 e providos a um processador de dados de RX 332. O processador de dados de RX 332 executa processamento complementar ao executado pelo processador de 20 dados de TX 362 e recupera as CSI reportadas, que são a seguir providas ao controlador 334.

O controlador 334 utiliza as CSI reportadas para executar diversas funções incluindo (1) selecionar o conjunto de NS melhores canais de transmissão disponíveis 25 para transmissão de dados, (2) determinar o esquema de codificação e modulação a ser utilizado para transmissão de dados nos canais de transmissão selecionados e (3) determinar os pesos a serem utilizados para os canais de transmissão selecionados. O controlador 334 pode selecionar 30 os canais de transmissão para atingir capacidade de transmissão elevada ou baseada em algum outro critério ou métrica de desempenho e pode determinar adicionalmente o limite utilizado para selecionar os canais de transmissão, como descrito acima.

As características (por exemplo, ganhos de canal ou SNRs recebidas) dos canais de transmissão disponíveis para transmissão de dados podem ser determinadas com base em diversas técnicas como descrito abaixo e provido ao sistema transmissor. O sistema transmissor pode então utilizar as informações para selecionar o conjunto dos  $N_s$  melhores canais de transmissão, codificar e modular os dados adequadamente e ponderar adicionalmente os símbolos de modulação.

As técnicas aqui descritas podem ser utilizadas para transmissão de dados no downlink a partir de uma estação base para um ou mais terminais e também pode ser utilizado para transmissão de dados no uplink a partir de cada um dos terminais para uma estação base. Para o downlink, o sistema transmissor 310 das Figuras 3 e 4A a 4D podem representar parte de uma estação base e o sistema receptor 350 das Figuras 3, 5 e 6 pode representar parte de um terminal. E para o uplink, o sistema transmissor 310 das Figuras 3 e 4A a 4D pode representar parte de um terminal e sistema receptor 350 das Figuras 3, 5 e 6 podem representar parte de uma estação base.

Os elementos dos sistemas transmissores e receptor podem ser implementados com um ou mais processadores de sinais digitais (DSP), circuitos integrados de aplicação específica (ASIC), processadores, microprocessadores, controladores, microcontroladores, arranjo de portas programável em campo (FPGA), dispositivos lógicos programáveis, outras unidades eletrônicas ou qualquer combinação de tais. Algumas das funções e processamento descritos neste relatório, também podem ser implementados com software executado em um processador. Certos aspectos da invenção também podem ser implementados com uma combinação de software e hardware. Como exemplo, as computações para determinar o limite  $\alpha$  e para selecionar

canais de transmissão podem ser executados com base em códigos de programa executados em um processador (controlador 334 na Figura 3).

Os subtitulos foram incluídos neste relatório por 5 referência e para auxiliar na localização de determinadas seções. Tais subtitulos não pretendem limitar o escopo dos conceitos aqui descritos e tais conceitos podem ter aplicabilidade em outras seções ao longo de todo o relatório descritivo.

10 A descrição anterior das modalidades descritas é fornecida para permitir que qualquer versado na técnica crie ou faça utilização da presente invenção. As várias modificações a essas modalidades serão prontamente aparentes aos versados na técnica, e os princípios gerais 15 definidos aqui 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 mostradas neste relatório mas deve estar de acordo com o escopo mais amplo consistente com os princípios e 20 características novos descritos aqui.

**REIVINDICAÇÕES**

1. Método para processar dados para transmissão através de múltiplos canais de transmissão em um sistema de comunicação multi-canal, **CARACTERIZADO** por compreender as 5 etapas de:

determinar características de uma pluralidade de canais de transmissão disponíveis para transmissão de dados;

10 dividir a pluralidade de canais de transmissão em um ou mais grupos de canais de transmissão; e para cada grupo de canais de transmissão:

15 selecionar um ou mais canais de transmissão disponíveis no grupo com base nas características determinadas e em um limite, e

20 codificar e modular dados para todos os canais de transmissão selecionados no grupo com base em um esquema de codificação e modulação específico para prover símbolos de modulação.

25 2. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** por compreender adicionalmente:

30 para cada grupo de canais de transmissão ponderar símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado no grupo com base em um peso respectivo indicativo de um nível de potência de transmissão para o canal de transmissão selecionado e obtidos com base, em parte, nas características determinadas do canal de transmissão selecionado.

35 3. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o sistema de comunicação

multi-canal é um sistema de modulação por divisão de freqüência ortogonal (OFDM), e em que a pluralidade de canais de transmissão disponíveis correspondem a uma pluralidade de subcanais de freqüência.

5. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o sistema de comunicação multi-canal é um sistema de comunicação de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), e em que a pluralidade de canais de transmissão disponíveis corresponde a uma pluralidade de subcanais espaciais de um canal MIMO.

10. Método, de acordo com a reivindicação 4, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o sistema de comunicação MIMO utiliza OFDM, e em que a pluralidade de canais de transmissão disponíveis corresponde a uma pluralidade de subcanais espaciais de uma pluralidade de subcanais de freqüência.

15. Método, de acordo com a reivindicação 5, **CARACTERIZADO** pelo fato de que cada grupo corresponde a uma antena transmissora respectiva, e em que a pluralidade de canais de transmissão em cada grupo corresponde a uma pluralidade de subcanais de freqüência para a antena transmissora correspondente.

20. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que cada grupo é associado a um limite respectivo utilizado para selecionar os canais de transmissão disponíveis no grupo para utilização.

25. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que os dados para cada grupo são codificados e modulados com um esquema de codificação e modulação respectivo selecionado para o grupo.

30. Método, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato de que os pesos para os canais de transmissão selecionados em cada grupo são obtidos para

distribuir a potência de transmissão total disponível para o grupo entre todos os canais de transmissão selecionados no grupo para atingir qualidade de sinal recebida semelhante.

5 10. Método, de acordo com a reivindicação 9, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a qualidade de sinal recebida é estimada por uma relação sinal/ruído mais interferência (SNR).

10 11. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que as características determinadas para os canais de transmissão disponíveis são ganhos de canal.

15 12. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** pelo fato de que, para cada grupo, os canais de transmissão que possuem ganhos de potência maiores ou iguais a um limite de ganho de potência específico, são selecionados, e em que os ganhos de potência são determinados com base nos ganhos de canal.

20 13. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que as características determinadas para os canais de transmissão disponíveis são relações sinal/ruído mais interferência (SNR) recebidas.

25 14. Método, de acordo com a reivindicação 13, **CARACTERIZADO** pelo fato de que, para cada grupo, os canais de transmissão que possuem SNRs maiores ou iguais a um limite SNR específico são selecionados.

30 15. Método, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o peso para cada canal de transmissão selecionado é obtido adicionalmente com base na potência de transmissão total disponível para o grupo ao qual o canal de transmissão pertence.

16. Método, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o peso para cada canal de

transmissão selecionado é obtido adicionalmente com base em um fator de normalização, que é determinado com base nas características dos canais de transmissão selecionados.

17. Método, de acordo com a reivindicação 1,  
5 **CARACTERIZADO** pelo fato de que o limite para cada grupo é selecionado para prover capacidade de transmissão elevada para os canais de transmissão selecionados no grupo.

18. Método, de acordo com a reivindicação 1,  
10 **CARACTERIZADO** pelo fato de que o limite para cada grupo é selecionado para prover uma capacidade de transmissão mais elevada possível para os canais de transmissão disponíveis no grupo.

19. Método, de acordo com a reivindicação 1,  
15 **CARACTERIZADO** pelo fato de que o limite para cada grupo é obtido com base em uma SNR meta específica recebida para todos os canais de transmissão selecionados no grupo.

20. Método, de acordo com a reivindicação 2,  
**CARACTERIZADO** por compreender adicionalmente:

transmitir os símbolos de modulação ponderados  
20 nos canais de transmissão selecionados.

21. Método para processamento de dados para transmissão através de múltiplos canais de transmissão em um sistema de comunicação multi-canal, **CARACTERIZADO** por compreender as etapas de:

25 determinar características de uma pluralidade de canais de transmissão disponíveis para transmissão de dados;

30 selecionar um ou mais canais de transmissão disponíveis com base nas características determinadas e em uma métrica;

codificar dados para todos os canais de transmissão selecionados com base em um esquema de codificação específico para prover dados codificados; e

modular os dados codificados para todos os canais de transmissão selecionados com base em um esquema de modulação específico para prover símbolos de modulação.

22. Método, de acordo com a reivindicação 21,  
5 **CARACTERIZADO** por compreender adicionalmente:

ponderar símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado com base em um peso respectivo indicativo de um nível de potência de transmissão para o canal de transmissão selecionado.

10 23. Método, de acordo com a reivindicação 22,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que os pesos para os canais de transmissão selecionados são iguais.

15 24. Método, de acordo com a reivindicação 22,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que os pesos para os canais de transmissão não são iguais.

20 25. Método, de acordo com a reivindicação 22,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que os pesos para os canais de transmissão selecionados são obtidos com base, em parte, nas características determinadas do canal de transmissão selecionado.

25 26. Método, de acordo com a reivindicação 25,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que os pesos para as transmissões selecionadas são obtidos adicionalmente para distribuir a potência de transmissão total disponível entre todos os canais de transmissão selecionados para atingir qualidade recebida semelhante para símbolos de modulação transmitidos através dos canais de transmissão selecionados.

30 27. Método, de acordo com a reivindicação 21,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que as métricas relacionam-se à capacidade de transmissão e em que um ou mais canais de transmissão são selecionados com base na capacidade de

transmissão alcançável pelos canais de transmissão selecionados.

28. Método para transmitir dados através de múltiplos canais de transmissão em um sistema de 5 comunicação multi-canal, CARACTERIZADO por compreender as etapas de:

determinar características de cada um dentre uma pluralidade de canais de transmissão disponíveis para utilização para transmissão de dados;

10 dividir a pluralidade de canais de transmissão disponíveis em um ou mais grupos;

codificar e modular dados para selecionar alguns dentre os canais de transmissão disponíveis em cada grupo para prover símbolos de modulação;

15 ponderar símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado, em cada grupo, com base em um peso respectivo indicativo de um nível de potência de transmissão para o canal de transmissão selecionado e obtido com base, em parte, nas características determinadas 20 do canal de transmissão selecionado; e

transmitir os símbolos de modulação ponderados nos canais de transmissão selecionados.

29. Método, de acordo com a reivindicação 28, CARACTERIZADO pelo fato de que o sistema de comunicação 25 multi-canal é um sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) que utiliza modulação por divisão de freqüência ortogonal (OFDM).

30. Método, de acordo com a reivindicação 29, CARACTERIZADO pelo fato de que cada grupo corresponde a uma respectiva antena transmissora, e em que a pluralidade de canais de transmissão em cada grupo corresponde a uma pluralidade de subcanais de freqüência para a antena transmissora correspondente.

31. Método, de acordo com a reivindicação 28,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que os dados para os canais de transmissão selecionados em cada grupo são codificados com base em um esquema de codificação comum.
- 5 32. Método, de acordo com a reivindicação 31,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que o esquema de codificação comum é selecionado entre uma pluralidade de possíveis esquemas de codificação.
- 10 33. Método, de acordo com a reivindicação 28,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que os símbolos de modulação para os canais de transmissão selecionados em cada grupo são obtidos com base em um esquema de modulação comum.
- 15 34. Método, de acordo com a reivindicação 33,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que o esquema de modulação comum é selecionado entre uma pluralidade de possíveis esquemas de modulação.
- 20 35. Método, de acordo com a reivindicação 28,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que os dados para os canais de transmissão selecionados em cada grupo são codificados e modulados com base em um esquema de codificação e modulação comum selecionado para o grupo.
36. Método, de acordo com a reivindicação 28,  
**CARACTERIZADO** por compreender adicionalmente:  
selecionar um ou mais dos canais de transmissão disponíveis em cada grupo para utilização para transmissão de dados com base nas características determinadas dos canais de transmissão e em um limite.
- 25 37. Método, de acordo com a reivindicação 36,  
**CARACTERIZADO** pelo fato de que cada grupo é associado a um limite respectivo.
- 30 38. Método para determinar um limite utilizado para selecionar canais de transmissão para utilização para

transmissão de dados, em um sistema de comunicação multi-canal, **CARACTERIZADO** por compreender as etapas de:

5 definir um conjunto de taxas de código, em que cada taxa de código é selecionável para codificação de dados antes da transmissão;

10 definir um conjunto de valores de referência, em que cada valor de referência corresponde a uma taxa de código respectiva e é indicativa de uma relação sinal/ruído mais interferência (SNR) meta solicitada para um nível específico de desempenho na taxa de código correspondente;

15 determinar um número específico de canais de transmissão suportados por cada taxa de código e capaz de atingir o valor de referência que corresponde à taxa de código;

20 15 determinar uma métrica de desempenho para cada taxa de código com base, em parte, no número de canais de transmissão suportados; e

25 20 obter o limite com base nas métricas de desempenho para as taxas de código no conjunto, e em que os canais de transmissão são selecionados para utilização para transmissão de dados com base no limite.

30 39. Método, de acordo com a reivindicação 38, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o número de canais de transmissão suportados por cada taxa de código é determinado pela distribuição da potência de transmissão total disponível entre os canais de transmissão suportados tal que o valor de referência correspondente à taxa de código seja atingido para cada canal de transmissão suportado.

35 40. Método, de acordo com a reivindicação 38, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a métrica de desempenho para cada taxa de código é uma capacidade de transmissão total alcançável pelos canais de transmissão suportados.

41. Unidade transmissora, em um sistema de comunicação multi-canal (100), **CARACTERIZADA** por compreender:

um controlador (334) configurado para receber 5 informações de estado de canal (CSI) indicativas de características de uma pluralidade de canais de transmissão disponíveis para transmissão de dados, dividir os canais de transmissão disponíveis em uma pluralidade de grupos, e selecionar um ou mais canais de transmissão disponíveis em 10 cada grupo para utilização para transmissão de dados com base nas características de canal e em um limite; e

um processador de dados de transmissão (314) acoplado ao controlador (334) e configurado para receber, 15 codificar, e modular dados para cada grupo com base em um esquema de codificação e modulação específico para prover símbolos de modulação, e para ponderar símbolos de modulação para cada canal de transmissão selecionado com base em um peso respectivo, em que cada peso é indicativo de um nível de potência de transmissão para o canal de 20 transmissão selecionado correspondente e é obtido com base, em parte, nas características do canal de transmissão selecionado.

42. Unidade transmissora, de acordo com a reivindicação 41, **CARACTERIZADA** pelo fato de que o 25 controlador (334) é configurado adicionalmente para selecionar um esquema de codificação e modulação específico para cada grupo com base nas características dos canais de transmissão disponíveis e para prover um ou mais sinais de controle indicativos dos esquemas de codificação e 30 modulação selecionados para os grupos.

43. Unidade transmissora, de acordo com a reivindicação 41, **CARACTERIZADA** pelo fato de que o controlador (334) é configurado adicionalmente para

determinar um limite específico para cada grupo com base nas características dos canais de transmissão disponíveis.

44. Unidade transmissora, de acordo com a reivindicação 41, **CARACTERIZADA** por compreender 5 adicionalmente:

um processador de canal de transmissão (320) acoplado ao processador de dados de transmissão (314) e configurado para receber e demultiplexar os símbolos de modulação ponderados para os canais de transmissão 10 selecionados em uma pluralidade de fluxos, um fluxo para cada antena utilizada para transmitir os símbolos de modulação.

45. Unidade transmissora, de acordo com a reivindicação 41, **CARACTERIZADA** pelo fato de que as CSI 15 compreendem estimativas de relação sinal/ruído mais interferência para os canais de transmissão disponíveis.

46. Unidade transmissora, de acordo com a reivindicação 41, **CARACTERIZADA** pelo fato de que as CSI compreendem estimativas de ganho de canal para os canais de 20 transmissão disponíveis.

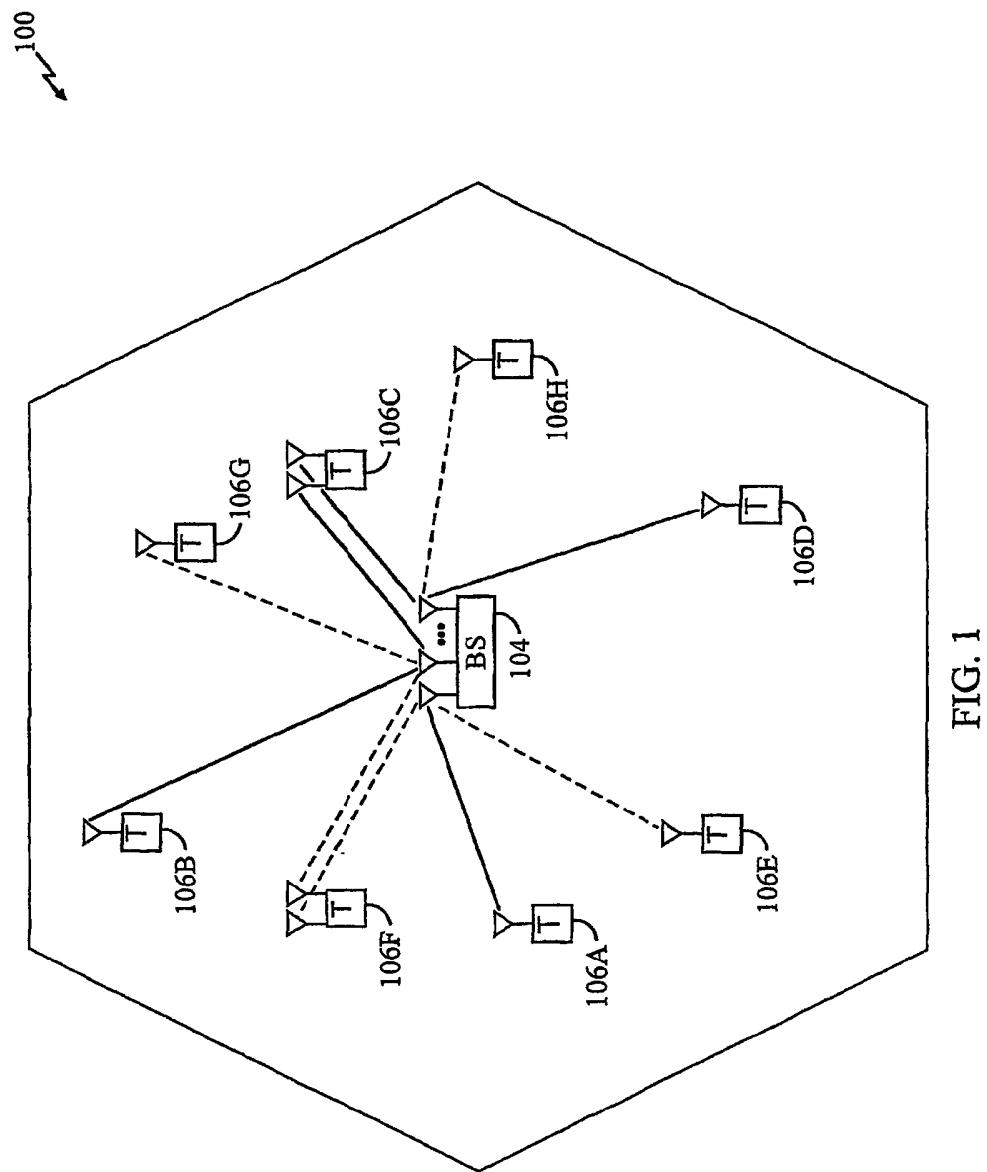


FIG. 1

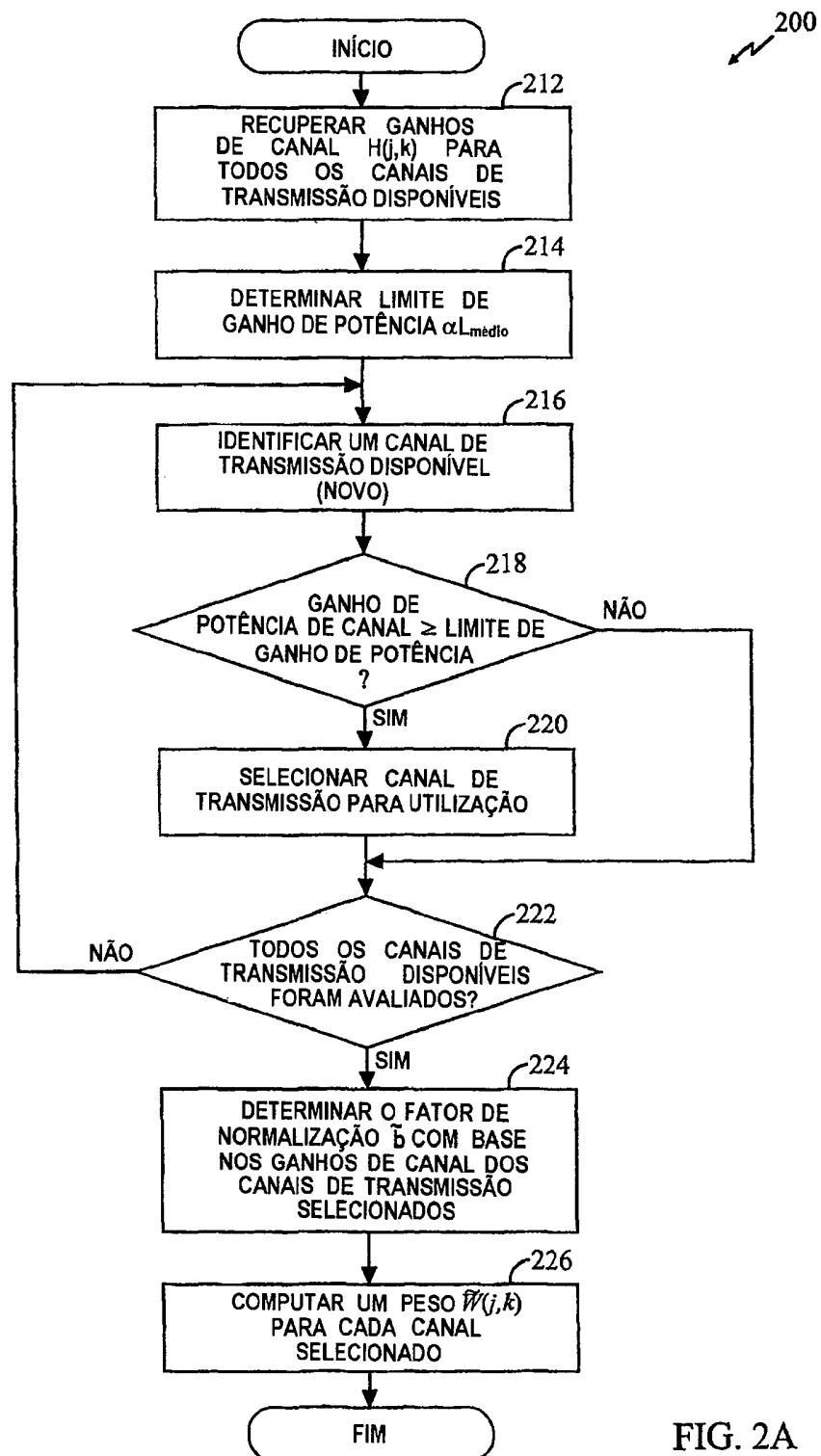


FIG. 2A

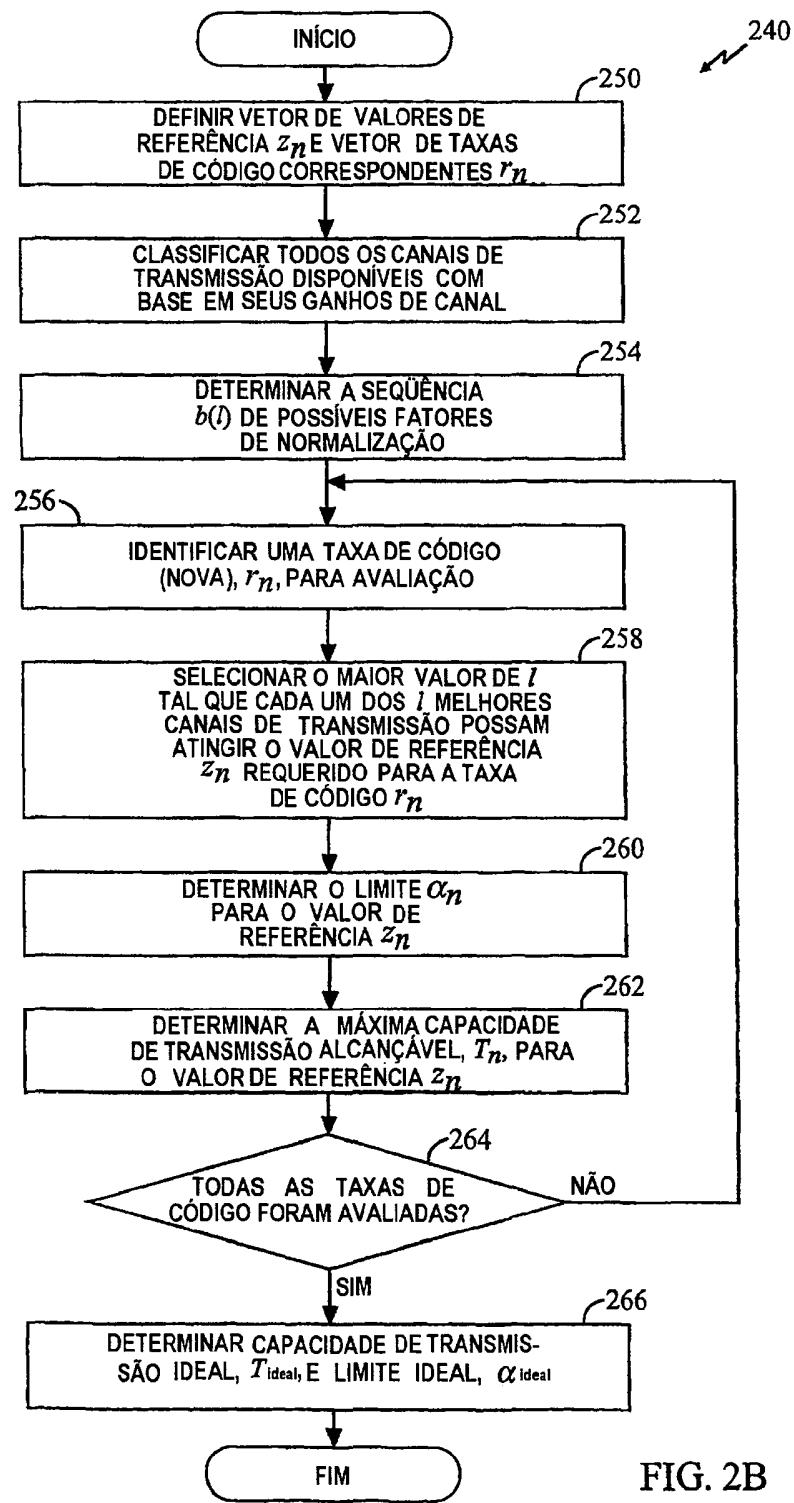


FIG. 2B

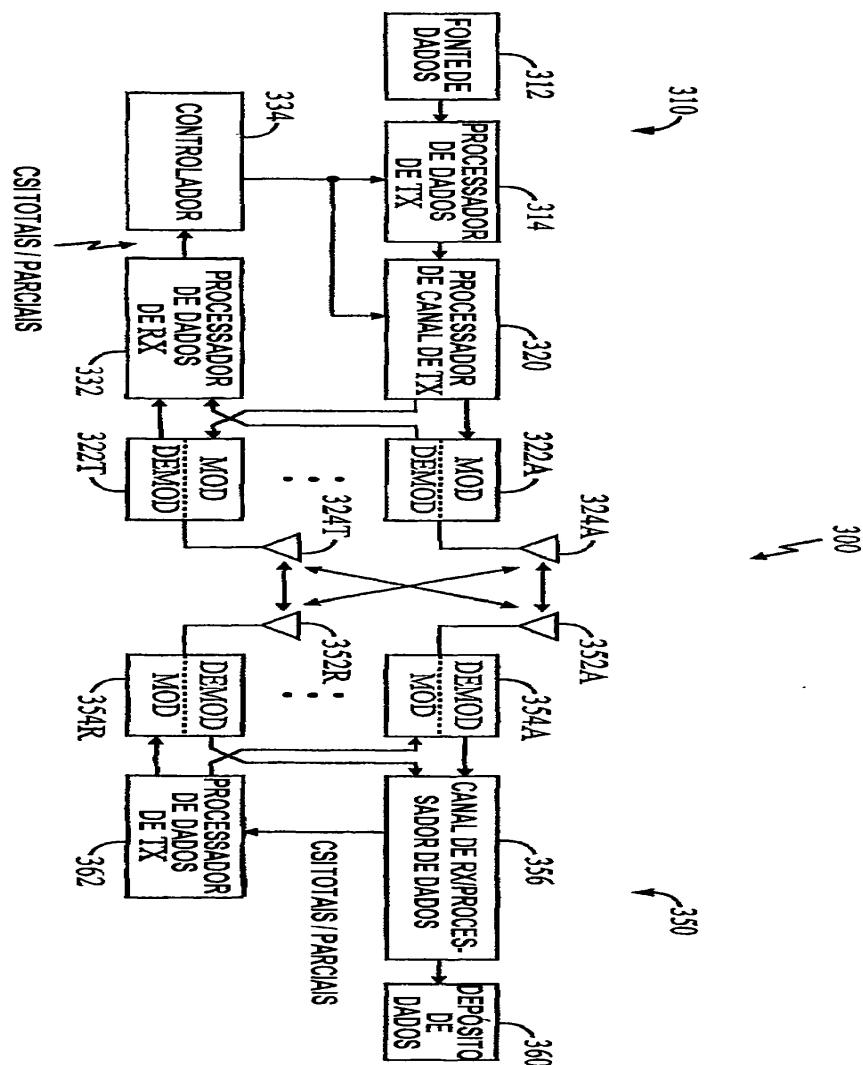


FIG. 3

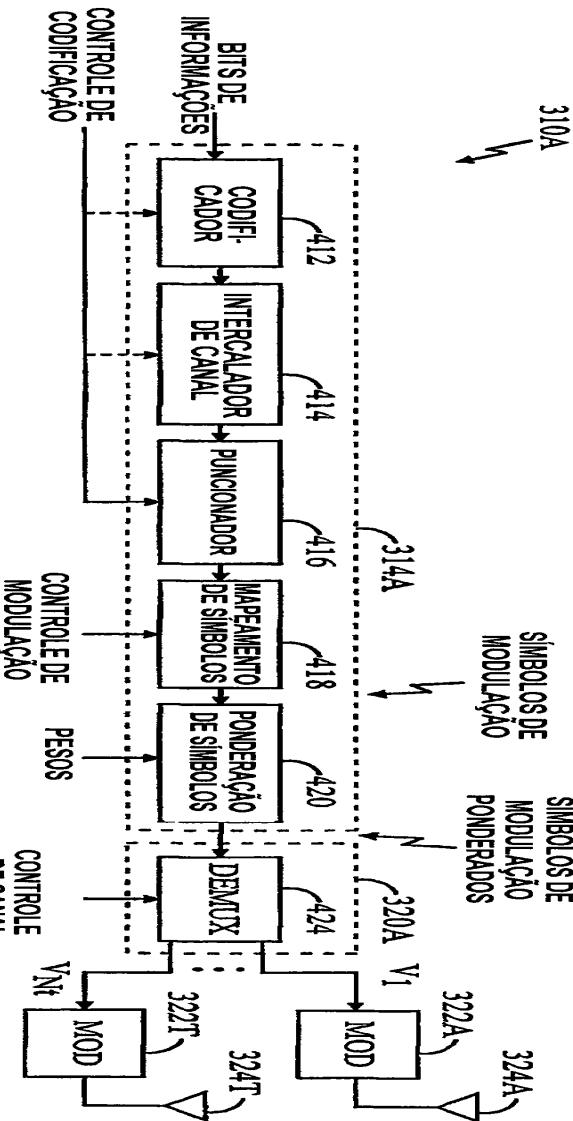


FIG. 4A

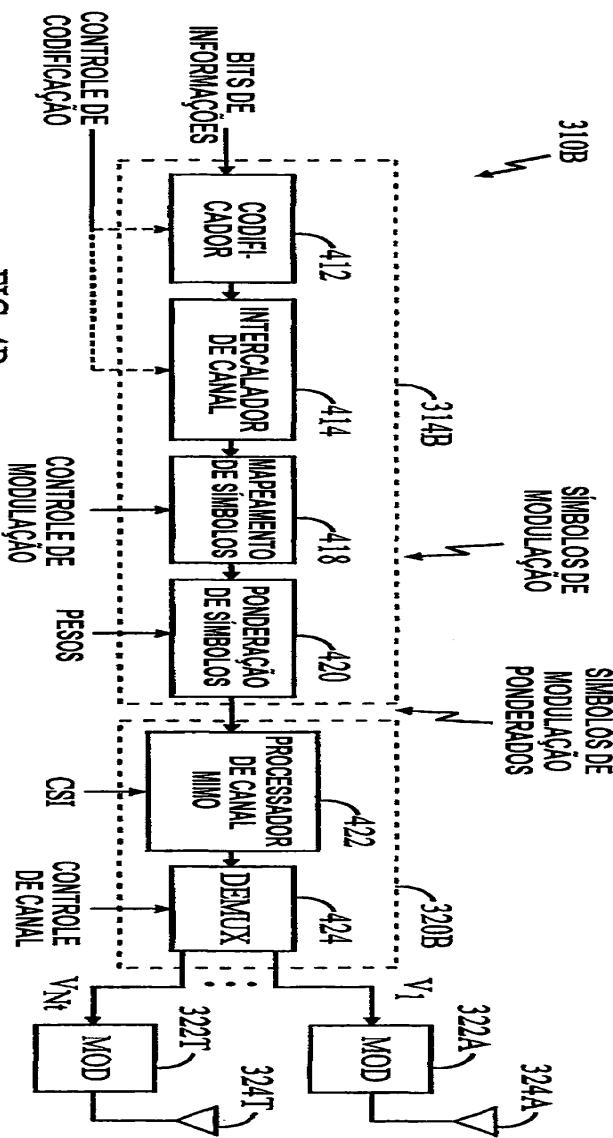


FIG. 4B

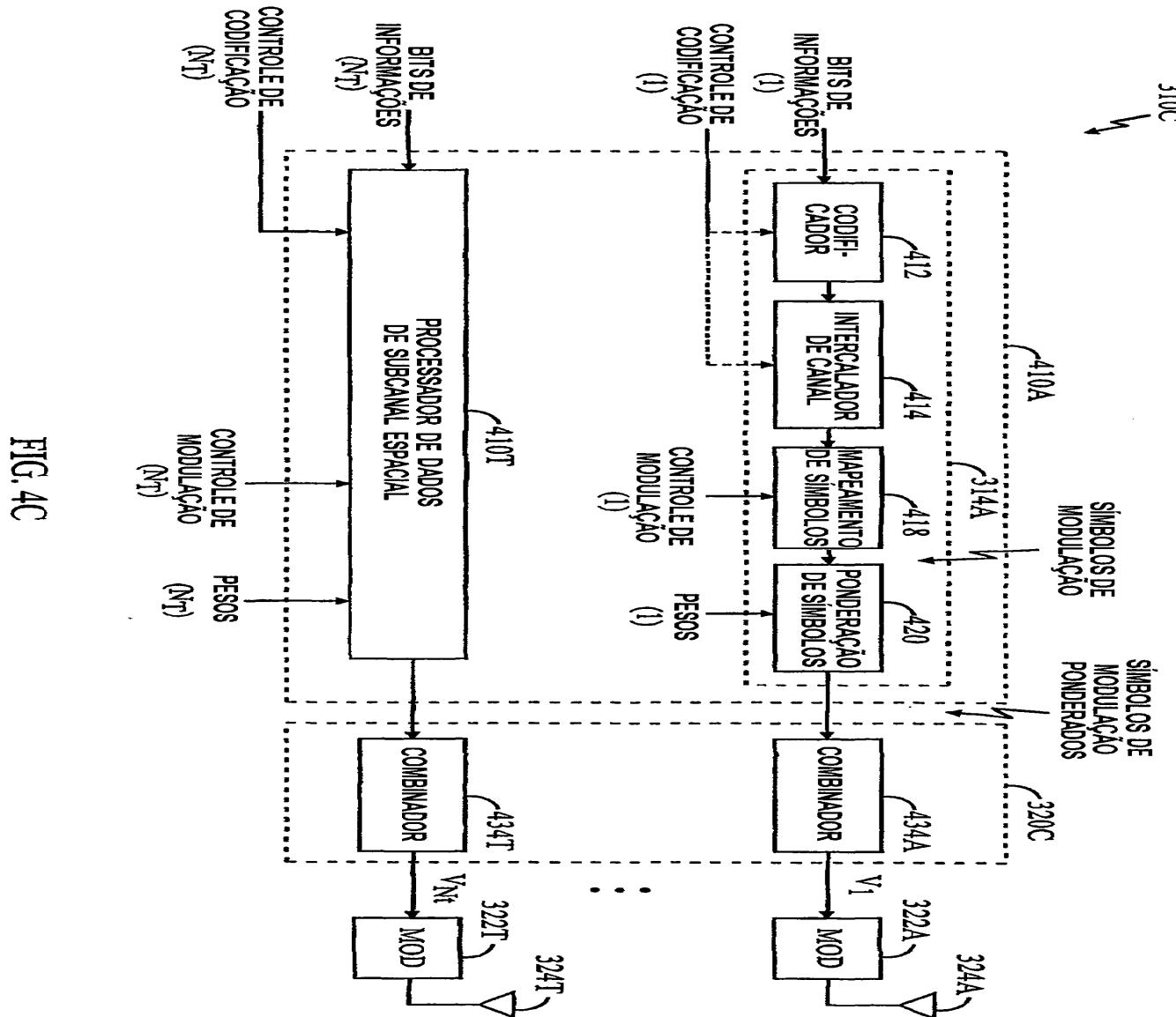


FIG. 4C

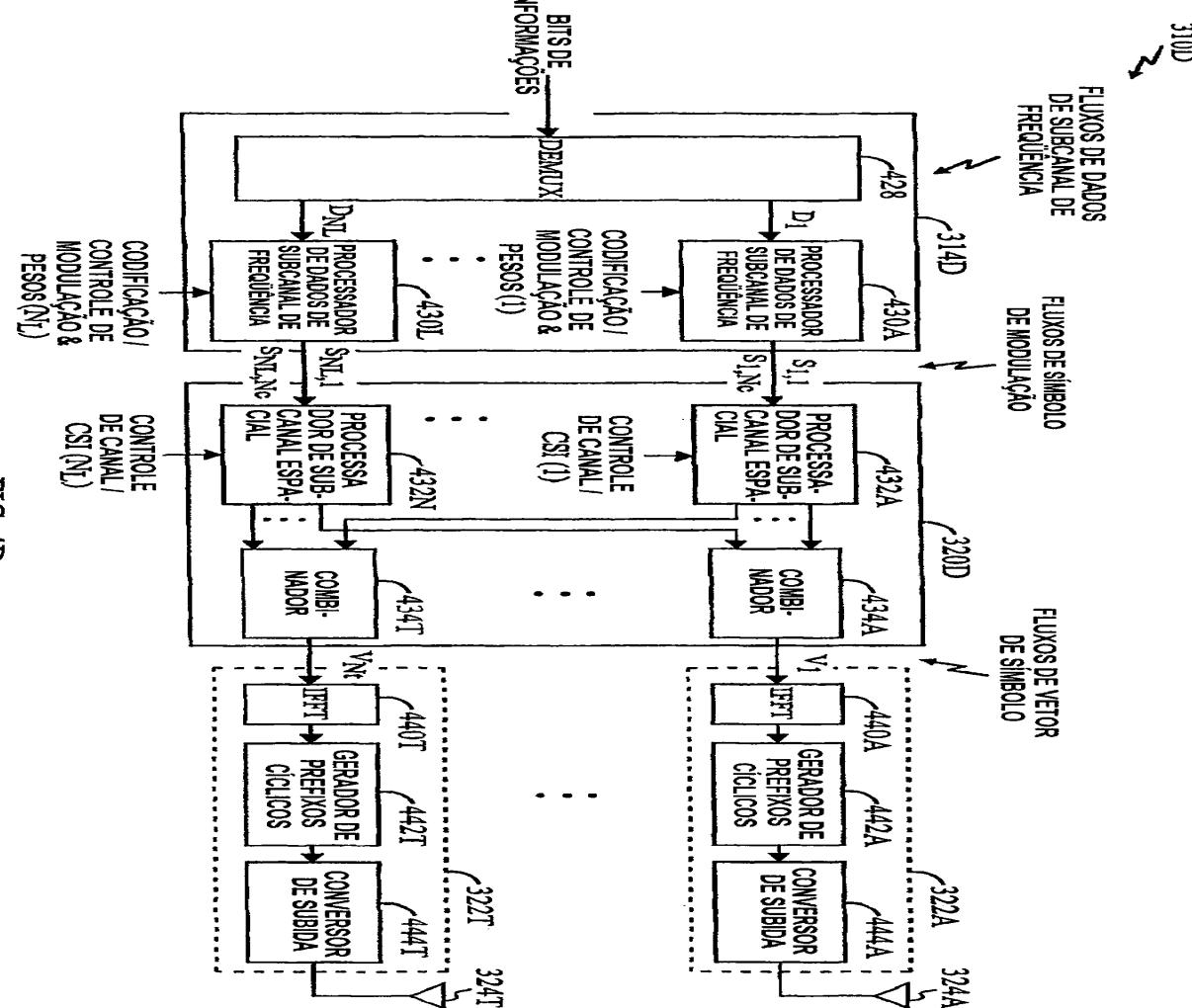


FIG. 4D

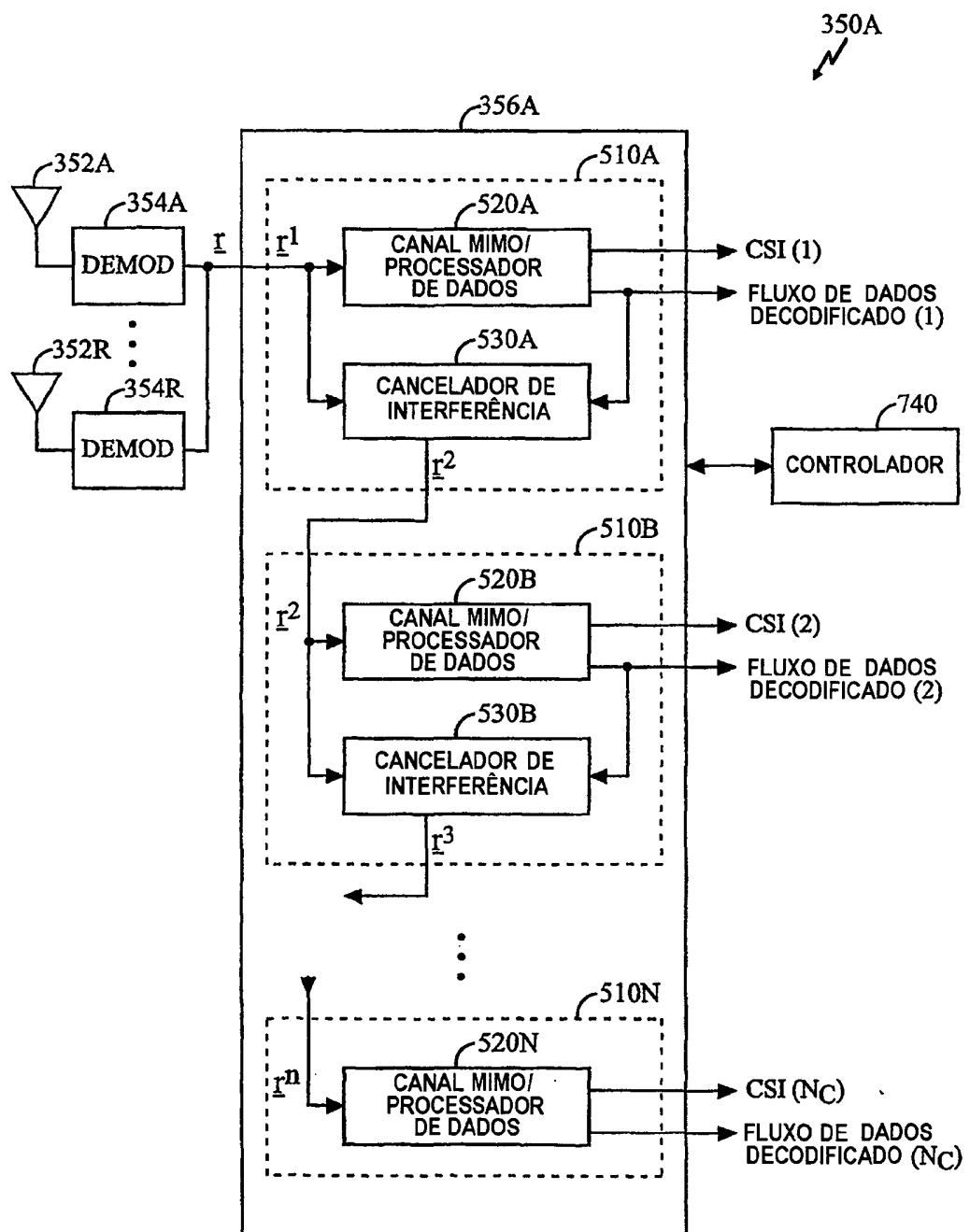


FIG. 5

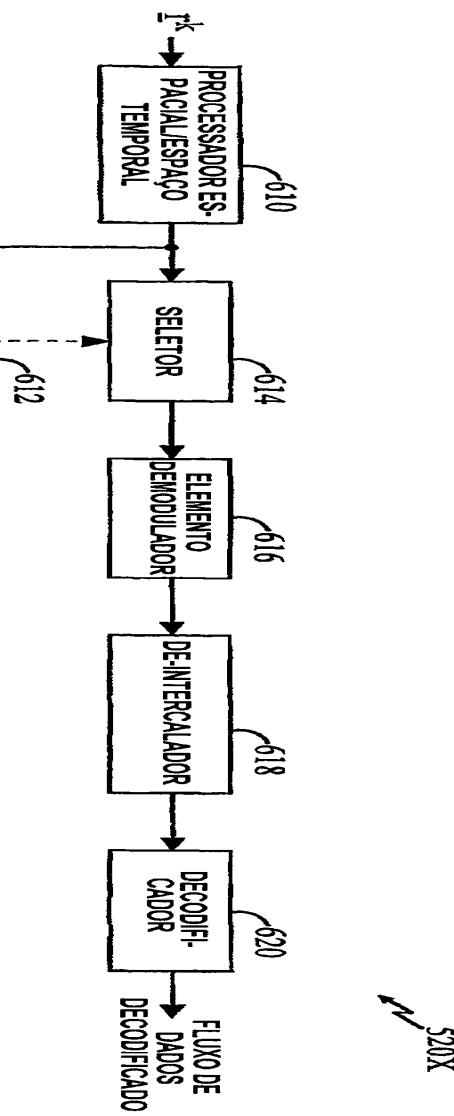


FIG. 6A

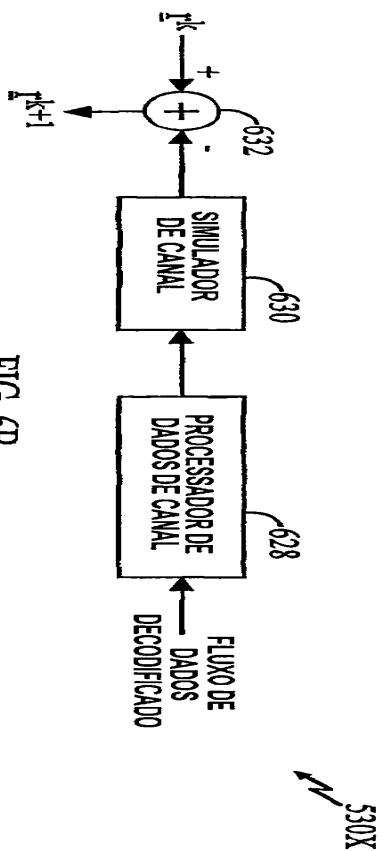


FIG. 6B

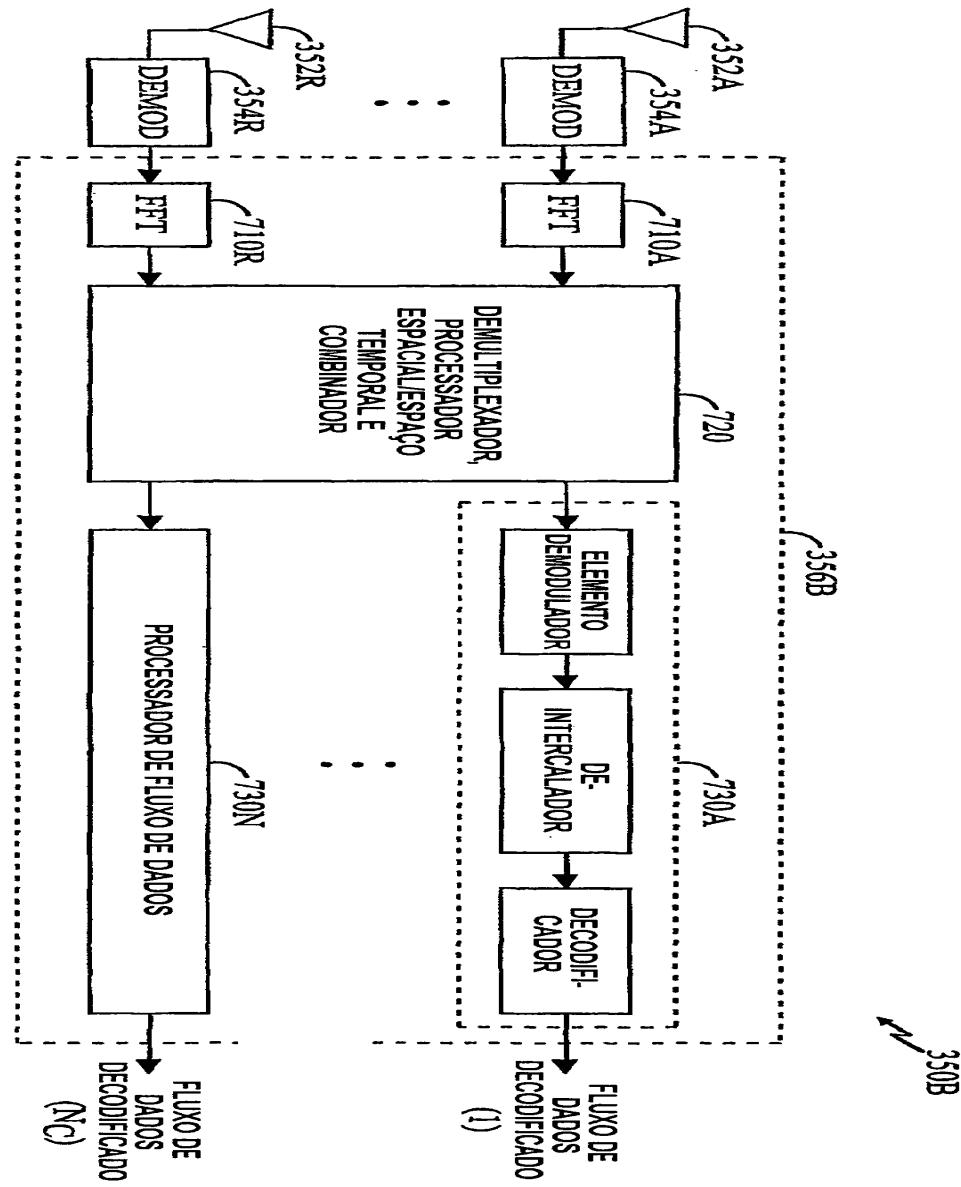


FIG. 7

## RESUMO

### **"MÉTODO E EQUIPAMENTO PARA PROCESSAMENTO DE DADOS PARA TRANSMISSÃO EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MULTI-CANAL UTILIZANDO INVERSÃO SELETIVA DE CANAL"**

5                   Na presente invenção são descritas técnicas para processar dados para transmissão através de multi-canais de transmissão. Os canais de transmissão disponíveis são separados em um ou mais grupos, e os canais em cada grupo são selecionados para utilização em transmissão de dados.

10                  Os dados para cada grupo são codificados e modulados com base em um esquema de codificação e modulação específico para prover símbolos de modulação, e os símbolos de modulação para cada canal selecionado são ponderados com base em pesos designados. A ponderação "inverte" os canais

15                  selecionados de modo que eles alcancem SNRs recebidas semelhantes. Com a inversão seletiva de canal, apenas canais "bons" em cada grupo que possui SNRs no ou acima de um limite específico são selecionados, os canais "ruins" não são utilizados e a potência de transmissão total

20                  disponível para o grupo é distribuída pelos canais bons no grupo. Desempenho aperfeiçoado é atingido mediante utilização apenas de canais bons em cada grupo e coincidência de cada SNR recebida do canal selecionado com a SNR solicitada.