



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

**(11) PI 0214312-7 B1**

**(22) Data do Depósito:** 20/11/2002

**(45) Data de Concessão:** 12/07/2016



---

**(54) Título:** SELEÇÃO DE TAXA PARA UM SISTEMA OFDM

**(51) Int.Cl.:** H04L 27/26; H04L 1/00

**(30) Prioridade Unionista:** 21/11/2001 US 09/991,039, 28/02/2002 US 10/086,838

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

**(72) Inventor(es):** TAMER KADOUS, AHMAD JALALI, IVAN JESUS FERNANDEZ-CORBATON

## "SELEÇÃO DE TAXA PARA UM SISTEMA OFDM"

### FUNDAMENTO

#### **Campo**

A presente invenção está de um modo geral  
5 relacionada à comunicação de dados e mais especificamente a técnicas para selecionar a taxa para um sistema de comunicação sem fio (por exemplo, OFDM).

#### **Fundamentos**

Os sistemas de comunicação sem fio estão  
10 amplamente desenvolvidos para prover vários tipos de comunicação, tais como voz, dados e assim por diante. Tais sistemas podem implementar a modulação por multiplexação ortogonal por divisão de frequência (OFDM), que pode ser capaz de prover alto desempenho para alguns ambientes de  
15 canal. Em um sistema OFDM, a largura de banda do sistema é efetivamente particionada em um certo número de (NF) subcanais de frequência (os quais podem ser designados como sub-bandas ou faixas de frequência). Cada subcanal de frequência está associado a uma respectiva subportadora (ou  
20 tom de frequência) sobre a qual podem ser modulados dados. Tipicamente, os dados a serem transmitidos (isto é, os bits de informações) são codificados com um esquema de codificação específico para gerar bits codificados e os bits codificados podem ser adicionalmente agrupados em  
25 símbolos de múltiplos bits que são a seguir mapeados para símbolos de modulação com base em um esquema de modulação específico (por exemplo, MPSK ou MQAM). Em cada intervalo de tempo, que pode ser dependente da largura de banda de cada subcanal de frequência, pode ser transmitido um  
30 símbolo de modulação através de cada um dos NF subcanais de frequência.

Os subcanais de frequência de um sistema OFDM podem experimentar diferentes condições de canal (por exemplo, diferentes efeitos de desvanecimento e de

multipercurso) e podem obter diferentes relações sinal/ruído mais interferência (SNRs). Cada símbolo de modulação transmitido é afetado pela resposta em frequência do canal de comunicação no subcanal de frequência específico através do qual o símbolo foi transmitido. Dependendo do perfil de multipercurso do canal de comunicação, a resposta em frequência pode variar amplamente por toda a largura de banda do sistema. Dessa forma, os símbolos de modulação que formam coletivamente um pacote de dados específico podem ser individualmente recebidos com uma ampla gama de SNRs através dos NF subcanais de frequência e a SNR irá portanto variar correspondentemente por todo o pacote.

Para um canal de multipercurso possuindo uma resposta em frequência que não é plana ou constante, o número de bits de informações por símbolo de modulação (isto é, a taxa de dados ou taxa de informações) que pode ser transmitido com confiança através de cada subcanal de frequência pode ser diferente de subcanal para subcanal. Além disso, as condições de canal tipicamente variam ao longo do tempo. Como resultado, as taxas de dados suportadas para os subcanais de frequência também variam ao longo do tempo.

Uma vez que as condições de canal experimentadas por um dado receptor tipicamente não são conhecidas a priori, não é prático transmitir dados com a mesma potência de transmissão e/ou taxa de dados para todos os receptores. A fixação de tais parâmetros de transmissão iria provavelmente resultar em um desperdício de potência de transmissão, no uso de taxas de dados abaixo das ideais para alguns receptores e uma comunicação não confiável para outros receptores, tudo o que leva a uma indesejável redução da capacidade do sistema. As diferentes capacidades de transmissão dos canais de comunicação para diferentes receptores, além da natureza variável com o tempo e de

multipercurso de tais canais torna desafiador para codificar e modular com eficiência os dados para transmissão em um sistema OFDM.

5 Existe portanto uma demanda na área por técnicas para selecionar a taxa apropriada para transmissão de dados em um sistema de comunicação sem fio (por exemplo, OFDM) possuindo as características de canal acima descritas.

#### **BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS**

10 As características, objetivos e vantagens da presente invenção ficarão mais claros através da descrição detalhada apresentada a seguir, quando tomada em conjunto com os desenhos, nos quais referências numéricas similares identificam itens correspondentes e nos quais:

15 A Figura 1A é um diagrama de um modelo simplificado de um sistema de comunicação OFDM;

A Figura 1B é um diagrama que ilustra graficamente a seleção de taxa para um canal de multipercurso usando um canal equivalente;

20 A Figura 2 é um fluxograma de uma modalidade de um processo para selecionar a taxa de dados para uso no sistema OFDM com base em uma métrica  $\Psi$ ;

25 A Figura 3 é um diagrama de blocos de uma modalidade de um sistema transmissor e um sistema receptor, que são capazes de implementar vários aspectos e modalidades da invenção;

A Figura 4 é um diagrama de blocos de uma modalidade de uma unidade transmissora;

A Figura 5 é um diagrama de blocos de uma modalidade de uma unidade receptora;

30 A Figura 6 é um fluxograma de um algoritmo de adaptação de taxa de capacidade restringida (CCRA);

As Figuras 7A a 7D são fluxogramas de um algoritmo CCRA modificado (M-CCRA); e

A Figura 8 é uma comparação gráfica do desempenho do algoritmo CCRA com uma seleção de taxa ideal.

#### DESCRIÇÃO DETALHADA

As técnicas aqui descritas para determinação e  
5 seleção da taxa para uma transmissão de dados podem ser usadas para vários sistemas de comunicação sem fio compreendendo um ou mais canais de transmissão independentes, por exemplo, sistemas de múltiplas entradas/  
múltiplas saídas (MIMO). Para maior clareza, serão  
10 descritos vários aspectos e modalidades da invenção especificamente para um sistema de modulação por divisão de frequência ortogonal, em que os canais de transmissão independentes são os subcanais ou faixas de frequência formados pela divisão da largura de banda total do sistema.

15 A Figura 1A é um diagrama de um modelo simplificado do sistema OFDM. Em um transmissor 110, dados de tráfego são providos, em uma taxa de dados específica, a partir de uma fonte de dados 112, para um codificador modulador 114, o qual codifica os dados de acordo com um  
20 mais esquemas de codificação e modula adicionalmente os dados codificados de acordo com um ou mais esquemas de modulação. A modulação pode ser obtida pelo agrupamento de conjuntos de bits codificados para formar símbolos de múltiplos bits e mapear cada símbolo de múltiplos bits para  
25 um ponto em uma constelação de sinais correspondente ao esquema de modulação específico (por exemplo, QPSK, M-PSK, ou M-QAM) selecionado para cada subcanal de frequência usado para transmissão do símbolo. Cada ponto de sinal mapeado corresponde a um símbolo de modulação.

30 Em uma modalidade, a taxa de dados é determinada por um controle de taxa de dados, os esquemas de codificação são determinados por um controle de codificação e os esquemas de modulação são determinados por um controle de modulação, todos eles sendo providos por um controlador

130 com base em informações de realimentação (feedback) recebidas a partir de um receptor 150.

Um piloto pode também ser transmitido para o receptor para auxiliá-lo a efetuar uma série de funções  
5 tais como estimativa de canal, aquisição, sincronização de frequência e de temporização, demodulação de dados coerente e assim por diante. Em tal caso, os dados do piloto são providos ao codificador/modulador 114, o qual a seguir multiplexa e processa os dados piloto com os dados de  
10 tráfego.

Para OFDM, os dados modulados (isto é, os símbolos de modulação) são a seguir transformados para o domínio do tempo por um transformador de Fourier inverso rápido (IFFT) 116 para prover símbolos OFDM, com cada  
15 símbolo OFDM correspondendo a uma representação temporal de um vetor de  $N_F$  símbolos de modulação a serem transmitidos através de  $N_F$  subcanais de frequência em um período de símbolo de transmissão. Em contraste com um sistema "codificado no tempo" de portadora única, o sistema OFDM  
20 efetivamente transmite os símbolos de modulação "no domínio da frequência" pelo envio no domínio do tempo o IFFT dos símbolos de modulação que representam os dados de tráfego. Os símbolos OFDM são adicionalmente processados (não é mostrado na Figura 1A para maior simplicidade) para gerar  
25 um sinal modulado, o qual é a seguir transmitido através de um canal de comunicação sem fio para o receptor. Como mostrado na Figura 1A, o canal de comunicação possui uma resposta em frequência de  $H(f)$  e degrada adicionalmente o sinal modulado com ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN) de  
30  $n(t)$ .

No receptor 150, o sinal modulado transmitido é recebido, condicionado e digitalizado para prover amostras de dados. Um transformador de Fourier rápido (FFT) 160 a seguir recebe e transforma as amostras de dados para o

domínio da frequência e os símbolos OFDM recuperados são providos a um demodulador/decodificador 162 e um estimador de canal 164. o demodulador/decodificador 162 processa (por exemplo, demodula e decodifica) os símbolos OFDM recuperados para prover dados decodificados e pode também prover um status de cada pacote recebido. O estimador de canal 164 processa os símbolos OFDM recuperados para prover estimativas de uma ou mais características do canal de comunicação, tal como a resposta em frequência do canal, a variância de ruído do canal, a relação sinal/ruído mais interferência (SNR) dos símbolos recebidos e assim por diante.

Um seletor de taxa 166 recebe as estimativas provenientes do estimador de canal 164 e determina uma "taxa" adequada que pode ser usada para todos ou para um subconjunto dos subcanais de frequência disponíveis para uso para a transmissão de dados. A taxa é indicativa de um conjunto de valores específicos para um conjunto de parâmetros. Como exemplo, a taxa pode indicar (ou pode estar associada a) uma taxa de dados específica a ser usada para a transmissão de dados, um esquema de codificação e/ou taxa de codificação específicos, um esquema de modulação específico e assim por diante.

Um controlador 170 recebe a taxa proveniente do seletor de taxa 166 e o status do pacote proveniente do demodulador/decodificador 162 e provê as informações de realimentação apropriadas a serem enviadas de volta ao transmissor 110. Tais informações de realimentação podem incluir a taxa, as estimativas de canal providas pelo estimador de canal 164, uma confirmação (ACK - acknowledgement) ou confirmação negativa (NACK) para cada pacote recebido, algumas outras informações, ou quaisquer combinações de tais. As informações de realimentação são usadas para aumentar a eficiência do sistema pelo ajuste do processamento de dados no transmissor de tal forma que a

transmissão de dados seja efetuada com os melhores ajustes conhecidos de potência e taxa que possam ser suportados pelo canal de comunicação. As informações de realimentação são a seguir enviadas de volta ao transmissor 110 e usadas para ajustar o processamento (por exemplo, a taxa de dados, codificação e modulação) da transmissão de dados para o receptor 150.

Na modalidade apresentada na Figura 1A, a seleção de taxa é efetuada pelo receptor 150 e a taxa selecionada é provida ao transmissor 110. Em outras modalidades, a seleção de taxa pode ser efetuada pelo transmissor com base em informações de realimentação providas pelo receptor, ou pode ser efetuada em conjunto pelo transmissor e o receptor.

Sob condições adequadas, os símbolos OFDM recuperados na saída do FFT 160 podem ser expressos por:

$$\hat{Y}(k) = Y(k)H(k) + N(k) \quad , \quad \text{Eq (1)}$$

em que  $k$  é um índice para os subcanais de frequência do sistema OFDM, isto é,  $k = 0, 1, \dots, N_F - 1$ , em que  $N_F$  é o número de subcanais de frequência;

$Y(k)$  são os símbolos de modulação transmitidos através do  $k$ -ésimo subcanal de frequência, os quais são derivados com base em um esquema de modulação específico usado para o  $k$ -ésimo subcanal de frequência;

$H(k)$  é a resposta em frequência do canal de comunicação, representada em forma "quantizada" para cada subcanal de frequência;

$N(k)$  representa o FFT de uma seqüência de  $N_F$  amostras do ruído no domínio do tempo, isto é,  $\text{FFT}\{n(kT)\}$  para  $k = 0, 1, \dots, N_F - 1$ ; e  $T$  é o período de amostragem.

Em um sistema de portadora única, os símbolos transmitidos podem ser todos recebidos no receptor aproximadamente com a mesma SNR. A relação entre a SNR de

um pacote de "SNR constante" e a probabilidade de erro para o pacote é bem conhecida pelos técnicos na área. Como uma aproximação, a taxa de dados máxima suportada pelo sistema de portadora única com uma SNR específica obtida pode ser  
5 estimada como a taxa de dados máxima suportada por um canal AWGN com a mesma SNR. A característica principal do canal AWGN é a de que sua resposta em frequência é plana ou constante por toda a largura de banda do sistema.

No entanto, em um sistema OFDM, os símbolos de  
10 modulação que constituem um pacote são transmitidos através de múltiplos subcanais de frequência. Dependendo da resposta em frequência dos subcanais de frequência usados para transmissão do pacote, a SNR pode variar através de todo o pacote. Tal problema de pacotes com "SNR variável" é  
15 exacerbado à medida que cresce a largura de banda do sistema e para um ambiente de multipercurso.

Um grande desafio para um sistema OFDM é, portanto, determinar a taxa de dados máxima que pode ser usada para a transmissão de dados, obtendo-se, porém, um  
20 nível específico de desempenho, o qual pode ser quantificado por uma taxa de erros de pacotes (PER), uma taxa de erros de quadros (FER), uma taxa de erros de bits (BER) específicas, ou por algum outro critério. Como exemplo, o nível de desempenho desejado pode ser obtido  
25 pela manutenção da PER dentro de um estreito intervalo em torno de um valor nominal específico (por exemplo,  $P_e = 1\%$ ).

Em um típico sistema de comunicação, um conjunto de taxas de dados específicas e individuais pode ser definido e apenas tais taxas de dados podem ficar  
30 disponíveis para uso. Cada taxa de dados,  $D(r)$ , pode estar associada com um esquema de modulação ou constelação específico,  $M(r)$ , e uma taxa de codificação específica,  $C(r)$ . Cada taxa de dados irá requerer também uma  $SNR(r)$  específica, a qual é a SNR mínima em que a PER resultante  
35 para a transmissão de dados em tal taxa de dados é menor ou

igual à PER desejada,  $P_e$ . Tal  $SNR(r)$  presume que o canal de comunicação é AWGN (isto é, com uma resposta em frequência plana por toda a largura de banda do sistema, ou  $H(k)=H$  para todos os  $k$ ). Tipicamente, o canal de comunicação  
 5 entre o transmissor e o receptor não é AWGN, mas sim dispersivo ou seletivo em frequência (isto é, diferentes quantidades de atenuação em diferentes sub-bandas da largura de banda do sistema). Para tal canal de multipercurso, a taxa de dados específica a ser usada para  
 10 transmissão de dados pode ser selecionada para compensar a natureza de multipercurso ou seletiva por frequência do canal.

Cada taxa de dados,  $D(r)$ , pode, portanto, estar associada a um conjunto de parâmetros que a caracterizam.  
 15 Tais parâmetros podem incluir o esquema de modulação  $M(r)$ , a taxa de codificação  $C(r)$  e a  $SNR(r)$  requerida, da seguinte forma:

$$D(r) \leftrightarrow [M(r), C(r), SNR(r)] \quad \text{Eq (2)}$$

em que  $r$  é um índice para as taxas de dados, isto  
 20 é,  $r = 0, 1, \dots, N_R-1$ , em que  $N_R$  é o número total de taxas de dados disponíveis para uso. A equação (2) declara que a taxa de dados  $D(r)$  pode ser transmitida usando-se o esquema de modulação  $M(r)$  e a taxa de codificação  $C(r)$  e também requer a  $SNR(r)$  em um canal AWGN para atingir a PER nominal  
 25 desejada,  $P_e$ . As  $N_R$  taxas de dados podem ser ordenadas de tal forma que  $D(0) < D(1) < D(2) \dots < D(N_R-1)$ .

De acordo com um aspecto da invenção, a taxa de dados máxima que pode ser transmitida de forma confiável através de um dado canal de multipercurso em um sistema  
 30 OFDM é determinada com base em uma métrica para um canal AWGN equivalente. A transmissão confiável é obtida caso a PER desejada de  $P_e$  seja mantida para a transmissão de dados. Os detalhes de tal aspecto serão descritos a seguir.

A Figura 1B é um diagrama que ilustra graficamente a seleção de taxa para um canal de multipercurso usando um canal equivalente. Para um dado canal de multipercurso definido por uma resposta de canal de  $H(k)$  e uma variância de ruído de  $N_0$ , o sistema OFDM pode ser capaz de atingir uma taxa de dados equivalente de  $D_{\text{equiv}}$  usando o esquema de modulação  $M(k)$ , em que  $M(k)$  pode ser diferente para diferentes subcanais de frequência. Tal  $D_{\text{equiv}}$  pode ser estimada tal como descrito a seguir, com base em uma função de capacidade de canal específica,  $f[H(k), N_0, M(k)]$ . Uma vez que a largura de banda de cada subcanal de frequência individual é normalizada para 1, ela não aparece como um argumento da função  $f[\cdot]$ . A métrica, que é uma estimativa da SNR,  $\text{SNR}_{\text{equiv}}$ , requerida por um canal AWGN equivalente para transmissão na taxa de dados equivalente de  $D_{\text{equiv}}$ , usando o esquema de modulação  $M(k)$  na PER desejada de  $P_e$ , pode ser derivada para  $D_{\text{equiv}}$  usando-se  $M(k)$  e também baseada em uma função  $g(D_{\text{equiv}}, M(k))$  que também será descrita a seguir.

Para uma taxa de dados  $D(k)$ , para o esquema de modulação  $M(k)$  e para a taxa de codificação  $C(k)$ , o canal AWGN necessitaria uma SNR de  $\text{SNR}_{\text{th}}$  ou melhor para atingir a PER desejada de  $P_e$ . Tal  $\text{SNR}_{\text{th}}$  limite pode ser determinada por simulação em computador ou alguns outros meios. A taxa de dados  $D(k)$  pode a seguir ser considerada como suportada pelo sistema OFDM para o canal de multipercurso caso a métrica (ou  $\text{SNR}_{\text{equiv}}$ ) seja igual ou maior que  $\text{SNR}_{\text{th}}$ . À medida que a taxa de dados  $D(k)$  aumenta, a  $\text{SNR}_{\text{th}}$  limite aumenta para as condições do dado canal definidas por  $H(k)$  e  $N_0$ . A taxa de dados máxima que pode ser suportada pelo sistema OFDM fica, portanto, limitada pelas condições do canal. Vários esquemas são aqui providos para determinar a taxa de dados máxima que pode ser suportada pelo sistema OFDM para

o dado canal de multipercurso. Alguns de tais esquemas serão descritos mais adiante.

Em um primeiro esquema de seleção de taxa de dados, a métrica  $\Psi$  recebe um conjunto de parâmetros para uma transmissão de dados através de um dado canal de multipercurso em um sistema OFDM e, com base nos parâmetros recebidos, provê uma estimativa da SNR para um canal AWGN equivalente ao canal de multipercurso. Tais parâmetros de entrada para a métrica  $\Psi$  podem incluir um ou mais parâmetros relacionados ao processamento da transmissão de dados (por exemplo, o esquema de modulação  $M(k)$ ) e um ou mais parâmetros relacionados ao canal de comunicação (por exemplo, a resposta do canal  $H(k)$  e a variância do ruído  $N_0$ ). Como foi acima mencionado, o esquema de modulação  $M(k)$  pode estar associado a uma taxa de dados específica  $D(k)$ . A métrica  $\Psi$  é a estimativa da SNR do canal AWGN equivalente (isto é,  $\Psi \approx \text{SNR}_{\text{equiv}}$ ). A taxa de dados máxima suportada pelo canal de multipercurso pode então ser determinada como a taxa de dados mais alta associada a uma SNR equivalente que é maior ou igual à SNR limite,  $\text{SNR}_{\text{th}}$ , requerida no canal AWGN para atingir a PER desejada de  $P_e$  usando os esquemas de codificação e modulação associados à taxa de dados.

Várias funções podem ser usadas para a métrica  $\Psi$ , algumas das quais são providas a seguir. Em uma modalidade, a métrica  $\Psi$  é definida como:

$$\Psi = g \left\{ \left( \sum_{k=0}^{N_F-1} f[H(k), N_0, M] \right), M \right\} \quad \text{Eq (3)}$$

Na equação (3), a função  $f[H(k), N_0, M]$  determina a taxa de dados máxima que o esquema de modulação  $M$  pode portar no  $k$ -ésimo subcanal de frequência com a resposta em frequência  $H(k)$  e a variância de ruído  $N_0$ . A função

$f[H(k), N_0, M]$  pode ser definida com base em várias funções de capacidade de canal, tal como descrito a seguir.

Os parâmetros  $H(k)$  e  $N_0$  podem ser mapeados para uma  $SNR(k)$ . Caso a potência de transmissão total,  $P_{total}$ , para o sistema seja fixa e a alocação da potência de transmissão para os  $N_F$  subcanais de frequência seja uniforme e fixa, então a  $SNR$  para cada subcanal de frequência pode ser expressa por:

$$SNR(k) = \frac{P_{total}}{N_F} \frac{|H(k)|^2}{N_0} \quad \text{Eq (4)}$$

10 Como mostrado na equação (4),  $SNR(k)$  é uma função da resposta de canal  $H(k)$  e da variância de ruído  $N_0$ , que são dois dos parâmetros da função  $f[H(k), N_0, M]$ .

O somatório na equação (3) é efetuado para  $f[\cdot]$  sobre todos os  $N_F$  subcanais de frequência para prover a taxa de dados equivalente  $D_{equiv}$  que pode ser transmitida no canal AWGN. A função  $g=(D_{equiv}, M)$  determina, então, a  $SNR$  necessária no canal AWGN para transmitir de forma confiável na taxa de dados equivalente  $D_{equiv}$  usando-se o esquema de modulação  $M$ .

20 A equação (3) presume que o mesmo esquema de modulação  $M$  é usado para todos os  $N_F$  subcanais de frequência no sistema OFDM. Tal restrição resulta em um processamento simplificado no transmissor e no receptor no sistema OFDM, porém pode sacrificar o desempenho.

25 Caso diferentes esquemas de modulação possam ser usados para diferentes subcanais de frequência, então a métrica  $\Psi$  pode ser definida como:

$$\Psi = \sum_{k=0}^{N_F-1} g(f[H(k), N_0, M(k)], M(k)) \quad \text{Eq (5)}$$

30 Tal como mostrado na equação (5), o esquema de modulação,  $M(k)$ , é uma função do índice  $k$  dos subcanais de frequência. O uso de diferentes esquemas de modulação e/ou

taxas de codificação para diferentes subcanais de frequência é também designado como "carregamento de bits" ("bit loading").

A função  $f[x]$  determina a taxa de dados que pode ser transmitida de forma confiável através do canal AWGN para um conjunto de parâmetros coletivamente representados como  $x$ , em que  $x$  pode ser uma função da frequência (isto é,  $x(k)$ ). Na equação (5), a função  $f[H(k), N_0, M(k)]$ , em que  $x(k) = \{H(k), N_0, M(k)\}$ , determina a taxa de dados que o esquema demodulação  $M(k)$  pode portar através do  $k$ -ésimo subcanal de frequência com a resposta de canal  $H(k)$  e a variância de ruído  $N_0$ . A função  $g(f[x(k)], M(k))$  a seguir determina a SNR necessária no canal AWGN equivalente para portar a taxa de dados determinada por  $f[x(k)]$ . O somatório na equação (5) é a seguir efetuado para  $g(f[x(k)], M(k))$  por todos os  $N_F$  subcanais de frequência para prover a estimativa da SNR para o canal AWGN equivalente,  $SNR_{equiv}$ .

A função  $f[x]$  pode ser definida com base em várias funções de capacidade de canal ou algumas outras funções ou técnicas. A capacidade absoluta de um sistema é tipicamente dada pela taxa de dados máxima teórica que pode ser confiavelmente transmitida para a resposta de canal  $H(k)$  e a variância de ruído  $N_0$ . A capacidade "restringida" de um sistema depende do esquema de modulação ou constelação específico,  $M(k)$ , usado para a transmissão de dados e é mais baixa que a capacidade absoluta.

Em uma modalidade, a função  $f[H(k), N_0, M(k)]$  é definida com base na função de capacidade de canal restringida e pode ser expressada por:

$$f(k) = M_k - \frac{1}{2^{M_k}} \sum_{i=1}^{2^{M_k}} E \left[ \log_2 \sum_{j=1}^{2^{M_k}} \exp(-SNR(k)(|a_i - a_j|^2 + 2\text{Re}\{x^*(a_i - a_j)\})) \right]$$

Eq(6)

em que  $M_k$  está relacionado ao esquema de modulação  $M(k)$ , isto é, o esquema de modulação  $M(k)$  corresponde a uma constelação  $2^{M_k}$ -ária (por exemplo, QAM  $2^{M_k}$ -ária), em que cada um dos  $2^{M_k}$  pontos na constelação  
 5 pode ser identificado por  $M_k$  bits;

$a_i$  e  $a_j$  são os pontos na constelação  $2^{M_k}$ -ária;  
 $x$  é uma variável Gaussiana complexa com média zero e uma variância de  $1/\text{SNR}(k)$ ; e

$E[\cdot]$  é a operação de expectativa, que é tomada  
 10 com referência à variável  $x$  na equação (6).

A função de capacidade de canal restringida mostrada na equação (6) não possui uma solução de forma fechada. Dessa forma, tal função pode ser numericamente derivada para vários esquemas de modulação e valores de SNR e os resultados podem ser armazenados em uma ou mais  
 15 tabelas. A seguir, a função  $f[x]$  pode ser avaliada por acesso à tabela apropriada com um esquema de modulação e SNR específicos.

Em outra modalidade, a função  $f[x]$  é definida com  
 20 base na função de capacidade de canal de Shannon (ou teórica) e pode ser expressa por:

$$f(k) = \log_2[1 + \text{SNR}(k)] \quad , \quad \text{Eq (7)}$$

em que  $W$  é a largura de banda do sistema. Como mostrado na equação (7), a capacidade de canal de Shannon não é  
 25 restringida por qualquer esquema de modulação (isto é,  $M(k)$  não é um parâmetro na equação (7)).

A escolha específica de função a usar para  $f[x]$  pode depender de vários fatores, tais como o projeto do sistema OFDM. Para um sistema típico que emprega um ou mais  
 30 esquemas de modulação específicos, foi constatado que a métrica  $\Psi$  definida tal como mostrado na equação (3), quando usada em conjunto com a capacidade de canal

restringida para a função  $f[x]$  tal como mostrado na equação (6), constitui um estimador acurado da taxa de dados máxima suportada para o sistema OFDM para o canal AWGN, bem como para o canal de multipercurso.

- 5           A função  $g(f[x], M(k))$  determina a SNR necessária no canal AWGN para suportar a taxa de dados equivalente, que é determinada pela função  $f[x]$ , usando o esquema de modulação  $M(k)$ . Em uma modalidade, a função  $g(f[x], M(k))$  é definida por:

$$10 \quad g(f[x], M(k)) = f[x]^{-1}. \quad \text{Eq (8)}$$

Uma vez que a função  $f[x]$  é dependente do esquema de modulação  $M(k)$ , a função  $g(f[x], M(k))$  é também dependente do esquema de modulação. Em uma implementação, a função  $f[x]^{-1}$  pode ser derivada para cada esquema de modulação que possa ser selecionado para uso e pode ser armazenada em uma respectiva tabela. A função  $g(f[x], M(k))$  pode ser a seguir avaliada para um dado valor de  $f[x]$  por acesso à tabela específica para o esquema de modulação  $M(k)$ . A função  $g(f[x], M(k))$  pode também ser definida usando outras funções, 15 ou derivada por outros meios, e isto está no escopo da invenção.

A Figura 2 é um fluxograma de uma modalidade de um processo 200 para selecionar a taxa de dados para uso no sistema OFDM com base na métrica  $\Psi$ . Inicialmente, as taxas de dados disponíveis (isto é, aquelas suportadas pelo sistema OFDM) são ordenadas de tal forma que  $D(0) < D(1) < \dots < D(N_R-1)$ . A taxa de dados mais alta disponível é a seguir selecionada (por exemplo, pelo ajuste de uma variável de taxa para o índice da taxa de dados mais alta, 25 ou taxa =  $N_R-1$ ), na etapa 212. Vários parâmetros associados com a taxa de dados selecionada  $D(\text{taxa})$ , tais como o esquema de modulação  $M(\text{taxa})$ , são a seguir determinados, na

etapa 214. Dependendo do projeto do sistema OFDM, cada taxa de dados pode estar associada a um ou múltiplos esquemas de modulação. Cada esquema de modulação da taxa de dados selecionada pode ser a seguir avaliado com base na etapa  
 5 seguinte. Para maior simplicidade, o que se segue presume que apenas um esquema de modulação está associado a cada taxa de dados.

A métrica  $\Psi$  é a seguir avaliada para o esquema de modulação específico  $M(\text{taxa})$  associado à taxa de dados  
 10 selecionada  $D(\text{taxa})$ , na etapa 216. Isto pode ser conseguido avaliando-se a função para a métrica  $\Psi$ , tal como mostrado na equação (3), que é:

$$\Psi = g \left\{ \left( \sum_{k=0}^{N_p-1} f[H(k), N_0, M(\text{taxa})] \right), M(\text{taxa}) \right\}. \quad \text{Eq (9)}$$

A métrica  $\Psi$  representa uma estimativa da SNR  
 15 necessária no canal AWGN equivalente para transmitir de forma confiável a taxa de dados equivalente usando-se o esquema de modulação  $M(\text{taxa})$ .

A SNR limite,  $\text{SNR}_{\text{th}}(\text{taxa})$ , necessária para transmissão da taxa de dados selecionada  $D(\text{taxa})$  com a PER  
 20 desejada de  $P_e$  no canal AWGN é a seguir determinada, na etapa 218. A SNR limite  $\text{SNR}_{\text{th}}(\text{taxa})$  é uma função do esquema de modulação  $M(\text{taxa})$  e da taxa de codificação  $C(\text{taxa})$  associados à taxa de dados selecionada. A SNR limite pode ser determinada para cada uma das taxas de dados possíveis  
 25 através de simulação em computador, ou por outros meios, podendo ser armazenada para uso posterior.

A seguir, é efetuada uma determinação sobre se a métrica  $\Psi$  é ou não maior ou igual à  $\text{SNR}_{\text{th}}(\text{taxa})$  limite associada à taxa de dados selecionada, na etapa 220. Caso a  
 30 métrica  $\Psi$  seja maior ou igual à  $\text{SNR}_{\text{th}}(\text{taxa})$ , o que indica que a SNR obtida pelo sistema OFDM para a taxa de dados  $D(\text{taxa})$  no canal de multipercurso é suficiente para obter a

PER desejada de  $P_e$ , então tal taxa de dados é selecionada para uso na etapa 224. Caso contrário, a próxima taxa de dados mais baixa disponível é selecionada para avaliação (por exemplo, ao decrementar a variável de taxa em um, ou  
 5 taxa = taxa - 1), na etapa 222. A próxima taxa de dados mais baixa é a seguir avaliada retornando-se à etapa 214. As etapas 214 a 222 podem ser repetidas tantas vezes quanto forem necessárias até que a taxa de dados máxima suportada seja identificada e provida na etapa 222.

10 A métrica  $\Psi$  é uma função monotônica da taxa de dados e aumenta com o aumento da taxa de dados. A SNR limite é também uma função monotônica que aumenta com o aumento da taxa de dados. A modalidade apresentada na Figura 2 avalia as taxas de dados disponíveis, uma de cada  
 15 vez, da taxa de dados máxima disponível até a taxa de dados mínima disponível. A taxa de dados mais alta associada a uma SNR limite,  $SNR_{th}(taxa)$ , que seja menor ou igual à métrica  $\Psi$  é selecionada para uso.

Em outra modalidade, a métrica  $\Psi$  pode ser  
 20 avaliada para um esquema de modulação específico  $M(r)$  para derivar uma estimativa da SNR para o canal AWGN equivalente,  $SNR_{equiv}(r)$ . A taxa de dados máxima,  $D_{max}(r)$ , suportada pelo canal AWGN para a PER desejada em tal SNR equivalente usando o esquema de modulação  $M(r)$  é a seguir  
 25 determinada (por exemplo, através de uma tabela de consulta). A taxa de dados real a ser usada no sistema OFDM para o canal de multipercurso pode ser a seguir selecionada como sendo menor ou igual à taxa de dados máxima,  $D_{max}(r)$ , suportada pelo canal AWGN.

30 Em um segundo esquema de seleção de taxa, a métrica  $\Psi$  é definida como uma SNR pós-detectada obtida para o canal de multipercurso por um único sistema portador após equalização. A SNR pós-detectada é representativa da relação da potência de sinal total/ruído mais interferência

após equalização no receptor. Os valores teóricos de SNR pós-detectada obtidos no sistema de portadora única com equalização podem ser indicativos do desempenho de um sistema OFDM e, portanto, podem ser usados para determinar a taxa de dados máxima suportada no sistema OFDM. Vários tipos de equalizador podem ser usados para processar o sinal recebido no sistema de portadora única para compensar distorções no sinal recebido introduzidas pelo canal de multipercurso. Tais equalizadores podem incluir, por exemplo, um equalizador linear de erro médio quadrático mínimo (MMSE-LE), um equalizador com realimentação de decisão (DFE) e outros.

A SNR pós-detectada para um MMSE-LE (de comprimento infinito) pode ser expressa por:

$$\text{SNR}_{\text{mmse-le}} = \frac{1 - J_{\min}}{J_{\min}}, \quad \text{Eq (10a)}$$

em que  $J_{\min}$  é dado por:

$$J_{\min} = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{N_0}{X(e^{j\omega T}) + N_0} d\omega, \quad \text{Eq (10b)}$$

em que  $X(e^{j\omega T})$  é o espectro dobrado da função de transferência de canal  $H(f)$ .

A SNR pós-detectada para um DFE (de comprimento infinito) pode ser expressa por:

$$\text{SNR}_{\text{dfe}} = \exp \left[ \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \ln \left( \frac{X(e^{j\omega T}) + N_0}{N_0} \right) d\omega \right] - 1. \quad \text{Eq (11)}$$

As SNRs pós-detectadas para o MMSE-LE e DFE mostradas nas equações (9) e (10), respectivamente, representam valores teóricos. As SNRs pós-detectadas para o MMSE-LE e DFE são também descritas em maiores detalhes por J. G. Proakis, em um livro intitulado "Digital Communications", 3ª edição, 1995, McGraw Hill, seções 10-2-

2 e 10-3-2, respectivamente, o qual é aqui incorporado pela presente referência.

As SNRs pós-detectadas para o MMSE-LE e DFE podem também ser estimadas no receptor com base no sinal recebido, tal como descrito nos Pedidos de Patente U.S. Nºs de Série 09/826,481 e 09/956,449, ambos intitulados "METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM", depositados respectivamente em 23 de março de 2001 e 18 de setembro de 2001, e no Pedido de Patente U.S. Nº de Série 09/854,235, intitulado "METHOD AND APPARATUS FOR PROCESSING DATA IN A MÚLTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) COMMUNICATION SYSTEM UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION, depositado em 11 de maio de 2001, todos em nome da Requerente do presente pedido e aqui incorporados pela presente referência.

As SNRs pós-detectadas, tais como aquelas descritas pelas expressões analíticas mostradas nas equações (10) e (11), podem ser determinadas para o canal de multipercurso e usadas como uma estimativa da métrica  $\Psi$  (isto é,  $\Psi \approx \text{SNR}_{\text{mmse-le}}$  ou  $\Psi \approx \text{SNR}_{\text{dfe}}$ ). A SNR pós-detectada (por exemplo,  $\text{SNR}_{\text{mmse-le}}$  ou  $\text{SNR}_{\text{dfe}}$ ) para o canal AWGN equivalente pode ser comparada à SNR limite,  $\text{SNR}_{\text{th}}$ , derivada para um conjunto específico de parâmetros,  $D(r)$ ,  $M(r)$ ,  $C(r)$  e  $P_e$ , para determinar a taxa de dados que pode ser usada no sistema OFDM para o canal de multipercurso.

A métrica  $\Psi$  pode também ser definida com base em algumas outras funções e a taxa de dados equivalente pode também ser estimada com base em algumas outras técnicas e isto está dentro do escopo da invenção.

A taxa de dados selecionada para uso no sistema OFDM com base na métrica  $\Psi$  representa uma previsão da taxa de dados que pode ser suportada pelo canal de multipercurso para a PER desejada de  $P_e$ . Como em qualquer esquema de previsão de taxa, inevitavelmente ocorrerão erros de

previsão. Para assegurar que a PER desejada possa ser atingida, os erros de previsão podem ser estimados e um fator de recuo (back-off) pode ser usado para determinação da taxa de dados que pode ser suportada pelo canal de multipercurso. Tal recuo reduz a capacidade de transmissão (throughput) do sistema OFDM. Dessa forma, é desejável manter tal recuo tão pequeno quanto possível, porém ainda atingindo a PER desejada.

De acordo com outro aspecto da invenção, é provido um esquema de transmissão incremental (IT) que pode ser vantajosamente usado em conjunto com a seleção de taxa para reduzir a quantidade de recuo e para melhorar a capacidade de transmissão do sistema. O esquema IT transmite um dado pacote usando uma ou mais transmissões individuais, uma transmissão de cada vez e até um limite específico. A primeira transmissão do pacote inclui uma quantidade suficiente de dados para que o pacote possa ser recuperado livre de erros no receptor com base nas condições de canal esperadas. No entanto, caso a primeira transmissão seja excessivamente degradada pelo canal de comunicação de tal forma que a recuperação livre de erros do pacote não seja conseguida, então é efetuada uma transmissão incremental de uma quantidade adicional de dados para o pacote. O receptor a seguir tenta recuperar o pacote com base nos dados adicionais na transmissão incremental e todos os dados previamente recebidos para o pacote. A transmissão incremental pelo transmissor e a decodificação pelo receptor podem ser tentadas por uma ou mais vezes, até que o pacote seja recuperado livre de erros, ou o número máximo de transmissões incrementais seja alcançado.

Uma modalidade do esquema IT pode ser implementada como se segue. Primeiramente os dados para um pacote são codificados usando-se uma taxa de codificação mais baixa (para um código de correção de erros antecipada)

do que a taxa de codificação que pode ser usada para o pacote sem qualquer transmissão incremental. A seguir, alguns dos bits codificados para o pacote são puncionados e somente um subconjunto de todos os bits codificados é transmitido para a primeira transmissão do pacote. Caso o pacote seja corretamente recebido, então o receptor pode enviar uma confirmação (ACK) de volta indicando que o pacote foi recebido livre de erros. Alternativamente, o receptor pode enviar de volta uma confirmação negativa (NACK) caso ele receba o pacote com erro.

Em qualquer dos casos, se a confirmação não for recebida pelo transmissor para o pacote, ou se for recebida uma confirmação negativa, então o transmissor envia um pacote incremental para o receptor. Tal pacote incremental pode incluir alguns dos bits codificados puncionados originais que não foram enviados na primeira transmissão. O receptor a seguir tenta decodificar o pacote ao usar os bits codificados enviados tanto na primeira transmissão como na segunda transmissão. Os bits codificados adicionais da segunda transmissão provêm mais energia e melhoram a capacidade de correção de erros. Uma ou mais transmissões incrementais podem ser efetuadas, tipicamente uma de cada vez, até que a confirmação seja recebida ou a confirmação negativa não seja recebida.

Caso a transmissão incremental seja empregada pelo sistema, então pode ser usado um menor recuo para compensar erros de previsão de taxa e podem ser feitas seleções de taxas mais agressivas. Isto pode resultar em melhor capacidade de transmissão do sistema.

A transmissão incremental em combinação com a seleção de taxa acima descrita também provê um mecanismo eficiente para determinar a taxa de dados máxima suportada por canais de comunicação fixos ou de variação lenta. Considere-se uma aplicação de acesso fixo em que o perfil de multipercurso do canal muda lentamente. Em tal caso,

pode ser selecionada uma taxa de dados inicial com base nas técnicas acima descritas e usada para a transmissão de dados. Caso a taxa de dados inicial seja mais elevada do que o canal pode suportar, então o esquema IT pode  
5 transmitir bits codificados adicionais até que o pacote possa ser corretamente decodificado no receptor. A taxa de dados máxima que o canal pode suportar pode então ser determinada com base no número total de bits codificados enviados na primeira transmissão e quaisquer transmissões  
10 incrementais subsequentes. Caso o canal mude lentamente, então a taxa de dados determinada pode ser usada até que o canal mude, quando então pode ser determinada uma nova taxa de dados.

A transmissão incremental provê desta forma  
15 numerosas vantagens. Primeiramente, o uso da transmissão incremental permite uma agressiva seleção de taxa de dados para aumentar a capacidade de transmissão do sistema. Em segundo lugar, a transmissão incremental provê um meio para remediar erros de previsão que surgem inevitavelmente para  
20 qualquer esquema de previsão de taxa (com a frequência e magnitude de erros de previsão sendo dependentes da quantidade de recuo empregada). Em terceiro lugar, a transmissão incremental provê um mecanismo para determinar de forma mais acurada a taxa de dados máxima suportada para  
25 canais fixos ou de variação lenta.

A Figura 3 é um diagrama de blocos de uma modalidade de um sistema transmissor 110a e um sistema receptor 150a, que são capazes de implementar vários aspectos e modalidades da invenção.

30 No sistema transmissor 110a, dados de tráfego são providos em uma taxa de dados específica a partir de uma fonte de dados 308 para um processador de dados de transmissão (TX) 310, o qual formata, intercala e codifica os dados de tráfego com base em um esquema de codificação  
35 particular para prover dados codificados. A taxa de dados e

a codificação podem ser determinadas por um controle de taxa de dados e um controle de codificação respectivamente, providos por um controlador 330.

Os dados codificados são a seguir providos para um modulador 320, o qual pode também receber dados piloto (por exemplo, dados com um padrão conhecido e processados de uma maneira conhecida, caso existam). Os dados piloto podem ser multiplexados com os dados de tráfego codificados, por exemplo, usando-se multiplexação por divisão de tempo (TDM) ou multiplexação por divisão de código (CDM), em todos ou em um subconjunto dos subcanais de frequência usados para transmissão dos dados de tráfego. Em uma modalidade específica, para OFDM, o processamento pelo modulador 320 inclui (1) modular os dados recebidos com um ou mais esquemas de modulação, (2) transformar os dados modulados para formar símbolos OFDM e (3) anexar um prefixo cíclico a cada símbolo OFDM para formar um correspondente símbolo de transmissão. A modulação é efetuada com base em um controle de modulação provido pelo controlador 330. Os dados modulados (isto é, os símbolos de transmissão) são a seguir providos a um transmissor (TMTR) 322.

O transmissor 322 converte os dados modulados para um ou mais sinais analógicos e condiciona adicionalmente (por exemplo, amplifica, filtra e modula em quadratura) os sinais analógicos para gerar um sinal modulado adequado para transmissão através do canal de comunicação. O sinal modulado é a seguir transmitido por uma antena 324 para o sistema receptor.

No sistema receptor 150a, o sinal modulado transmitido é recebido por uma antena 352 e provido a um receptor (RCVR) 354. O receptor 354 condiciona (por exemplo, filtra, amplifica e converte descendentemente) o sinal recebido e digitaliza o sinal condicionado para prover amostras de dados. Um demodulador (DEMODO) 360 a

seguir processa as amostras de dados para prover dados demodulados. Para OFDM, o processamento pelo demodulador 360 pode incluir (1) remover o prefixo cíclico previamente anexado a cada símbolo OFDM, (2) transformar cada símbolo OFDM recuperado e (3) demodular os símbolos de modulação recuperados de acordo com um ou mais esquemas de demodulação complementares aos um ou mais esquemas de modulação usados no sistema transmissor.

Um processador de dados de recepção (RX) 362 a seguir decodifica os dados demodulados para recuperar os dados de tráfego transmitidos. O processamento pelo demodulador 360 e pelo processador de dados RX 362 é complementar àquele efetuado pelo modulador 320 e processador de dados TX 310, respectivamente, no sistema transmissor 110a.

Como mostrado na Figura 3, o demodulador 360 pode derivar estimativas da resposta de canal,  $\hat{H}(k)$ , e prover tais estimativas para um controlador 370. O processador de dados RX 362 pode também derivar e prover o status de cada pacote recebido e pode também prover uma ou mais outras métricas de desempenho indicativas dos resultados decodificados. Com base nos vários tipos de informações recebidas a partir do demodulador 360 e do processador de dados RX 362, o controlador 370 pode determinar ou selecionar uma taxa específica para a transmissão de dados com base nas técnicas acima descritas. Informações de realimentação na forma de uma taxa selecionada, das estimativas de resposta de canal, das ACK / NACK para o pacote de recepção e assim por diante, podem ser providas pelo controlador 370, processadas por um processador de dados TX 378, moduladas por um modulador 380 e condicionadas e transmitidas por um transmissor 354 de volta ao sistema transmissor 110a.

No sistema transmissor 110a, o sinal modulado proveniente do sistema receptor 150a é recebido pela antena 324, condicionado por um receptor 322 e demodulado por um demodulador 340 para recuperar as informações de realimentação transmitidas pelo sistema receptor. As informações de realimentação são a seguir providas para o controlador 330 e usadas para controlar o processamento da transmissão de dados para o sistema receptor. Como exemplo, a taxa de dados da transmissão de dados pode ser determinada com base na taxa selecionada provida pelo sistema receptor, ou pode ser determinada com base nas estimativas de resposta de canal provenientes do sistema receptor. Os esquemas específicos de codificação e modulação associados com a taxa selecionada são determinados e refletidos no controle de codificação e modulação provido ao processador de dados TX 310 e ao modulador 320. As ACK / NACK recebidas podem ser usadas para inicializar uma transmissão incremental (não é mostrado na Figura 3 para maior simplicidade).

Os controladores 330 e 370 dirigem a operação nos sistemas transmissor e receptor, respectivamente. As memórias 332 e 372 provêm armazenamento para códigos de programas e dados usados pelos controladores 330 e 370, respectivamente.

A Figura 4 é um diagrama de blocos de uma unidade transmissora 400, que constitui uma modalidade da porção transmissora do sistema transmissor 110a. A unidade transmissora 400 inclui (1) um processador de dados TX 310a que recebe e processa dados de tráfego para prover dados codificados e (2) um modulador 320a que modula os dados codificados para prover dados modulados. O processador de dados TX 310a e o modulador 320a constituem uma modalidade do processador de dados TX 310 e do modulador 320, respectivamente, na Figura 3.

Na modalidade específica apresentada na Figura 4, o processador de dados TX 310a inclui um codificador 412, um intercalador de canal 414 e um puncionador 416. O codificador 412 recebe e codifica os dados de tráfego de acordo com um ou mais esquemas de codificação para prover bits codificados. A codificação aumenta a confiabilidade da transmissão de dados. Cada esquema de codificação pode incluir qualquer combinação de codificação de CRC, codificação convolucional, codificação turbo, codificação em blocos e outras codificações, ou nenhuma codificação. Os dados de tráfego podem ser particionados em pacotes (ou quadros) e cada pacote pode ser individualmente processado e transmitido. Em uma modalidade, para cada pacote os dados no pacote são usados para gerar um conjunto de bits de CRC, os quais são anexados aos dados e os dados e bits de CRC são a seguir codificados com um código convolucional ou um código turbo para gerar os dados codificados para o pacote.

O intercalador de canal 414 a seguir intercala os bits codificados com base em um esquema específico de intercalação para prover diversidade. A intercalação provê diversidade temporal para os bits codificados, permite que os dados sejam transmitidos com base em uma SNR média para os subcanais de frequência usados para a transmissão de dados, combate o desvanecimento e também remove a correlação entre os bits codificados usados para formar cada símbolo de modulação. A intercalação pode também prover diversidade de frequência caso os bits codificados sejam transmitidos por múltiplos subcanais de frequência.

O puncionador 416 a seguir punciona (isto é, apaga) zero ou mais dos bits codificados intercalados e provê o número requerido de bits codificados não puncionados para o modulador 320a. O puncionador 416 pode também prover os bits codificados puncionados para um armazenador 418, o qual armazena tais bits codificados, caso eles sejam necessários para uma transmissão

incremental em um momento posterior, tal como foi acima descrito.

Na modalidade específica apresentada na Figura 4, o modulador 320a inclui um elemento mapeador de símbolos 5 422, um IFFT 424 e um gerador de prefixo cíclico 426. O elemento de mapeamento de símbolos 422 mapeia os dados piloto multiplexados e os dados de tráfego codificados para símbolos de modulação para um ou mais subcanais de frequência usados para transmissão de dados. Um ou mais 10 esquemas de modulação podem ser usados para os subcanais de frequência, tal como indicado pelo controle de modulação. Para cada esquema de modulação selecionado para uso, a modulação pode ser conseguida pelo agrupamento de conjuntos de bits recebidos para formar símbolos de múltiplos bits e 15 mapear cada símbolo de múltiplos bits para um ponto em uma constelação de sinais correspondente ao esquema de modulação selecionado (por exemplo, QPSK, MPSK, MQAM, ou algum outro esquema). Cada ponto de sinal mapeado corresponde a um símbolo de modulação. O elemento de 20 mapeamento de símbolos 422 a seguir provê um vetor de (até  $N_F$ ) símbolos de modulação para cada período de símbolos de transmissão, com o número de símbolos de modulação em cada vetor correspondendo ao número de (até  $N_F$ ) subcanais de frequência selecionados para uso para tal período de 25 símbolos de transmissão.

O IFFT 424 converte cada vetor de símbolo de modulação para sua representação no domínio do tempo (o que é designado como um símbolo OFDM) usando a transformada rápida de Fourier inversa. O IFFT 424 pode ser projetado 30 para realizar a transformada inversa sobre qualquer número de subcanais de frequência (por exemplo, 8, 16, 32, ...,  $N_F$ , ...). Em uma modalidade, para cada símbolo OFDM, o gerador de prefixo cíclico 426 repete uma parte do símbolo OFDM para formar um correspondente símbolo de transmissão. 35 O prefixo cíclico assegura que o símbolo de transmissão

retém suas propriedades ortogonais na presença de espalhamento de retardo de multipercurso, desse modo melhorando o desempenho contra efeitos prejudiciais de percurso. Os símbolos de transmissão provenientes do gerador de prefixo cíclico 426 são a seguir providos ao transmissor 322 (ver Figura 3) e processados para gerar um sinal modulado, o qual é a seguir transmitido a partir da antena 324.

Outros projetos para a unidade transmissora podem também ser implementados e se inserem no escopo da invenção. A implementação do codificador 412, do intercalador de canal 414, do puncionador 416, do elemento de mapeamento de símbolos 422, do IFFT 424 e do gerador de prefixo cíclico 426 é conhecida pelos técnicos na área e não será aqui descrita em detalhes.

A codificação e modulação para OFDM e outros sistemas estão descritas em maiores detalhes nos acima mencionados Pedidos de Patente U.S. N<sup>os</sup> de Série 09/826,481, 09/956,449 e 09/854,235, no Pedido de Patente U.S. N<sup>o</sup> de Série 09/776,075, intitulado "CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM", depositado em 1 de fevereiro de 2001, e no Pedido de Patente U.S. N<sup>o</sup> de Série 09/993,076, intitulado "MULTIPLE-ACCESS MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO) COMMUNICATION SYSTEM", depositado em 6 de novembro de 2001, todos em nome da Requerente da presente invenção e aqui incorporados pela presente referência.

Um exemplo de um sistema OFDM está descrito no Pedido de Patente U.S. N<sup>o</sup> de Série 09/532,492, intitulado "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATION SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION", depositado em 30 de março de 2000, em nome da Requerente da presente invenção e aqui incorporado pela presente referência. O OFDM está também descrito em um trabalho intitulado "Multicarrier Modulation for Data Transmission: AN Idea Whose Time Has

Come", por John A. C. Bingham, IEEE Communications Magazine, maio de 1990, o qual é aqui incorporado pela presente referência.

A Figura 5 é um diagrama de blocos de uma  
5 modalidade de uma unidade receptora 500, que constitui uma  
modalidade da porção receptora do sistema receptor 150a na  
Figura 3. O sinal transmitido a partir do sistema  
transmissor é recebido pela antena 352 (Figura 3) e provido  
ao receptor 354 (o qual pode também ser designado como um  
10 processador "front-end"). O receptor 354 condiciona (por  
exemplo, filtra e amplifica) o sinal recebido, converte  
descendentemente o sinal condicionado para uma frequência  
intermediária ou banda base e digitaliza o sinal convertido  
descendentemente para prover amostras de dados, as quais  
15 são a seguir providas a um demodulador 360a.

No interior do demodulador 360a (Figura 5), as  
amostras de dados são providas a um elemento de remoção de  
prefixo cíclico 510, que remove o prefixo cíclico incluído  
em cada símbolo de transmissão para prover um símbolo OFDM  
20 recuperado correspondente. Um FFT 512 a seguir transforma  
cada símbolo OFDM recuperado usando a transformada rápida  
de Fourier e provê um vetor de (até  $N_F$ ) símbolos de  
modulação recuperados para os (até  $N_F$ ) subcanais de  
frequência usados para transmissão de dados para cada  
25 período de símbolos de transmissão. Os símbolos de  
modulação recuperados a partir do FFT 512 são providos a um  
elemento de demodulação 514 e demodulados de acordo com um  
ou mais esquemas de demodulação que são complementares aos  
um ou mais esquemas de modulação usados no sistema  
30 transmissor. Os dados demodulados provenientes do elemento  
de demodulação 514 são a seguir providos a um processador  
de dados RX 362a.

No interior do processador de dados RX 362a, os  
dados demodulados são deintercalados por um deintercalador  
35 522 em uma maneira complementar àquela efetuada no sistema

transmissor e os dados deintercalados são adicionalmente decodificados por um decodificador 524 de uma maneira complementar àquela efetuada no sistema transmissor. Como exemplo, um decodificador turbo ou um decodificador Viterbi  
5 podem ser usados para o decodificador 524 . caso uma codificação turbo ou convolucional, respectivamente, seja efetuada na unidade transmissora. Os dados decodificados provenientes do decodificador 524 representam uma estimativa dos dados transmitidos. O decodificador 524 pode  
10 prover o status de cada pacote recebido (por exemplo, recebido corretamente ou com erros). O decodificador 524 pode também armazenar dados demodulados para pacotes não decodificados corretamente, de forma a que tais dados possam ser combinados com dados provenientes de uma  
15 transmissão incremental subsequente e decodificados.

Como mostrado na Figura 5, um estimador de canal 516 pode ser projetado para estimar a resposta em frequência do canal,  $\hat{H}(k)$ , e a variância do ruído,  $\hat{N}_0$ , e para prover tais estimativas para o controlador 370. A  
20 resposta de canal e a variância de ruído podem ser estimadas com base nas amostras de dados recebidas para os símbolos piloto (por exemplo, com base nos coeficientes de FFT provenientes da FFT 512 para os símbolos piloto).

O controlador 370 pode ser projetado para  
25 implementar vários aspectos e modalidades da seleção de taxa e da sinalização para a transmissão incremental. Para a seleção de taxa, o controlador 370 pode determinar a taxa de dados máxima que pode ser usada para as dadas condições do canal com base na métrica  $\Psi$ , tal como foi acima  
30 descrito. Para a transmissão incremental, o controlador 370 pode prover uma ACK ou uma NACK para cada transmissão recebida para um dado pacote, que podem ser usadas no sistema transmissor para transmitir uma porção adicional do

pacote caso o pacote não possa ser recuperado corretamente no sistema receptor.

As Figuras 1A e 3 mostram um esquema simples pelo qual o receptor envia de volta a taxa para a transmissão de dados. Outros projetos podem também ser implementados e se inserem no escopo da invenção. Como exemplo, as estimativas de canal podem ser enviadas para o transmissor (em lugar da taxa), o qual pode a seguir determinar a taxa para a transmissão de dados com base nas estimativas de canal recebidas.

As técnicas de seleção de taxa e transmissão incremental aqui descritas podem ser implementadas usando-se vários projetos. Como exemplo, o estimador de canal 516 na Figura 5, usado para derivar e prover as estimativas de canal, pode ser implementado por vários elementos no sistema receptor. Parte ou a totalidade do processamento para determinar a taxa pode ser efetuada pelo controlador 370 (por exemplo, com uma ou mais tabelas de consulta armazenadas na memória 372). Outros projetos para efetuar a seleção de taxa e transmissão incremental podem também ser contemplados e se inserem no escopo da invenção.

As técnicas de seleção de taxa e transmissão incremental aqui descritas podem ser implementadas por vários meios. Como exemplo, tais técnicas podem ser implementadas em hardware, software, ou uma combinação de tais. Para uma implementação em hardware, parte dos elementos usados para implementar a seleção de taxa e/ou transmissão incremental pode ser implementada no interior de um ou mais circuitos integrados específicos para aplicações (ASICs), processadores de sinais digitais (DSPs), dispositivos de processamento de sinais digitais (DSPDs), dispositivos lógicos programáveis (PLDs), arranjos de porta programáveis no campo (FPGAs), processadores, controladores, microcontroladores, microprocessadores,

outras unidades eletrônicas projetadas para efetuar as funções aqui descritas, ou uma combinação de tais.

Para uma implementação em software, algumas porções da seleção de taxa e/ou transmissão incremental podem ser implementadas por meio de módulos (por exemplo, 5 procedimentos, funções e assim por diante) que efetuam as funções aqui descritas. Os códigos de software podem ser armazenados em uma unidade de memória (por exemplo, a memória 332 ou 372 na Figura 3) e executados por um 10 processador (por exemplo, o controlador 330 ou 370). A unidade de memória pode ser implementada no interior do processador ou externa ao processador, caso este em que ela pode estar acoplada em comunicação com o processador através de vários meios tal como é do conhecimento dos 15 técnicos na área.

#### Algoritmo de Adaptação de Taxa de Capacidade Restringida (CCRA).

Em uma modalidade alternativa, o esquema de adaptação de taxa para sistemas de modulação por divisão de 20 frequência ortogonal (OFDM) acima descrito é adaptado para um ambiente prático ou real, em que o algoritmo ajusta o caso ideal de modo a refletir praticidades conhecidas do sistema. Note-se que o algoritmo é novamente provido em detalhes para melhor clareza de compreensão. Tal extensão 25 pode envolver uma modificação de recuo (back-off) que torna o esquema possível para implementação prática. O uso do mecanismo de recuo é particularmente importante quando a configuração do sistema e outras considerações de sistema requerem ajustes. Dito de outra forma, dentro de um sistema 30 certas condições podem necessitar uma modificação de recuo, enquanto outras não. O mecanismo de recuo se destina a coordenar o modelo de canal com a aplicação prática. As situações em que o recuo pode ser desejável incluem, porém não ficam limitadas a: (1) técnica de codificação de canal,

(2) estimativa de canal imperfeita e/ou (3) irregularidades de frequência e/ou deslocamento de fase.

Considere-se um sistema OFDM de acordo com uma modalidade tal como foi acima descrita, com  $N$  sub-portadoras em um canal com desvanecimento por multipercurso. O algoritmo presume o conhecimento da resposta de canal por todas as sub-portadoras  $\{h(k), k = 1, 2, \Lambda, N\}$  e a variância de ruído  $N_0$  no receptor. É dado um conjunto  $R = \{r_p, p = 1, 2, \Lambda, P\}$  de taxas de dados suportadas pelo transmissor, cada uma definida por um esquema de modulação  $C_p$  e uma taxa de código  $R_{C_p}$ . É também dado um conjunto correspondente  $S = \{s_p, p = 1, 2, \Lambda, P\}$  da SNR requerida para um nível predeterminado de PER (digamos 1%). A meta é encontrar a taxa máxima que pode ser conseguida,  $r_{max} \in R$ , que pode ser suportada pelo canal para uma dada concretização. Um primeiro algoritmo é definido como na Figura 6 e é designado como o algoritmo de adaptação de taxa de capacidade restringida (CCRA).

O algoritmo CCRA, de acordo com uma modalidade exemplar, é definido por um processo 600, em que um índice  $p$  é inicializado na etapa 602. O índice  $p$  corresponde às taxas de codificação disponíveis em um dado transmissor de comunicação e é dado por  $p = 1, 2, \dots, P$ , em que  $P$  é o número total de taxas disponíveis distintas. Na etapa 602 o índice  $p$  é ajustado como igual a  $P$ , em que  $P$  corresponde à taxa mais elevada no conjunto  $R$  de taxas de dados. Na etapa 604, o processo calcula a capacidade restringida  $x$ , dada por:

$$x = \sum_{k=1}^N f(h(k), N_0, C(r_p)) \quad \text{Eq (12)}$$

em que  $f$  é a função de capacidade restringida e  $C(r_p)$  é o tamanho da constelação (modulação) na taxa  $r_p$ . O processo de cálculo 650 para a capacidade restringida  $x$  está

ilustrado na Figura 7B, em que a função  $f$  para avaliar a capacidade restringida é determinada na etapa 652. A capacidade restringida  $x$  é a seguir calculada na etapa 654, de acordo com a equação (12). O valor de  $x$  é baseado em uma  
 5 média da condição de canal.

Fazendo novamente referência à Figura 7A, na etapa 606 o processo calcula uma SNR equivalente no canal AWGN, denotada por  $\Psi$ , dada por:

$$\Psi = g(x) = f^{-1}(x) \quad \text{Eq (13)}$$

10 em que  $g(x)$  é a função inversa de  $f(x)$ . Note-se que a equação (13) é consistente com a equação (9). No prisma de decisão 608, caso  $\Psi > s_p$  então a taxa de dados máxima disponível é ajustada como igual à taxa de dados corrente, isto é, a taxa correspondente a  $p$  ( $r_{\max} = r_p$ ). Caso  
 15 contrário, o índice  $p$  é decrementado, isto é,  $p = p-1$ , e o processamento decrementa  $p$  na etapa 612 e volta à etapa 604.

A avaliação do desempenho do algoritmo CCRA envolve uma comparação com um processo de seleção de taxa  
 20 ideal. A seleção ideal é um sistema não prático que basicamente testa cada taxa possível (para uma dada concretização de canal) e seleciona a taxa mais elevada para uma dada PER, por exemplo,  $PER < 1\%$ . É esperado que o algoritmo não consiga bater o modelo ideal, uma vez que não  
 25 se espera que o algoritmo suporte uma capacidade de transmissão mais alta sem violar a PER designada. O melhor algoritmo prático é aquele que suporta uma capacidade de transmissão ligeiramente menor que a ideal com 1% de PER.

O recuo poderia ser necessário como resultado do  
 30 algoritmo CCRA estar baseado em uma fórmula de capacidade que é, por si só, uma super estimativa da taxa suportada, uma vez que a fórmula de capacidade provê a taxa suportada por um sistema perfeito empregando códigos perfeitos, o que

tipicamente não pode ser obtido na prática. Dito de outra forma, a capacidade constitui um limite superior sobre a taxa que pode ser conseguida pelo canal. Portanto, um ajuste equilibrado, isto é, o recuo da taxa resultante produzida pelo algoritmo CCRA, pode ser desejado. De forma similar, o recuo pode ser desejável quando um sistema suporta uma variedade de taxas de dados em que imperfeições podem ser encontradas durante a operação.

#### 10 Algoritmo de Adaptação de Taxa de Capacidade Restringida Modificado (M-CCRA)

Note-se que  $S$  é o conjunto de SNRs correspondentes a 1% de PER para cada taxa disponível em um sistema real. É também possível avaliar os valores ideais teóricos para a SNR com base na fórmula de capacidade. Seja o conjunto de SNRs ideais como  $S_{cap} = \{S_{cap,p}, p = 1, 2, \Lambda, P\}$ . Note-se que  $S_{cap,p} < S_p \forall p$ , uma vez que  $S_{cap,p}$  é a SNR requerida para um sistema ideal, enquanto que  $S_p$  é a SNR requerida para um sistema real. Definir o conjunto  $\Omega = \{\Delta_p = S_p - S_{cap,p}, p = 1, 2, \Lambda, P\}$ . Portanto,  $\Delta_p$  representa a SNR requerida adicional para um sistema real superar quaisquer imperfeições no sistema.

Quando a capacidade restringida  $x$  na equação (13) fica entre duas taxas consecutivas, digamos  $r_p$  e  $r_{p+1}$ , um ajuste correspondente na SNR pode ser efetuado usando-se os dois níveis que são  $\Delta_p$  e  $\Delta_{p+1}$ , respectivamente. Para determinar o ajuste para  $\Psi$ , as seguintes equações podem ser aplicadas:

$$\Delta\Psi = \frac{\Delta_p(r_{p+1} - x) + \Delta_{p+1}(x - r_p)}{r_{p+1} - r_p} \quad \text{Eq (14)}$$

$$\Delta\Psi = \max(\Delta_p, \Delta_{p+1}) \quad \text{Eq (15)}$$

Quaisquer dos cálculos da equação (14) ou equação (15) podem ser então aplicados ao algoritmo CCRA em adição à etapa 606 para substituir  $\Psi$  por  $\Psi - \Delta\Psi$ . Dito de outra forma,

com referência à Figura 2, na etapa 220 substituir a comparação de  $\Psi$  com SNR por uma comparação de  $\Psi - \Delta\Psi$  com SNR. O algoritmo CCRA modificado está ilustrado na Figura 7A. O processo 700 se inicia com a inicialização do índice  $p$  na etapa 702. A capacidade restringida é a seguir determinada na etapa 704, usando-se um cálculo tal como dado pela equação (6) ou pela equação (12). A SNR  $\Psi$  é calculada na etapa 706, tal como na equação (9) ou equação (13). A modificação da equação (14) ou equação (15) é aplicada na etapa 708 para gerar  $\Psi'$ . No prisma de decisão 710, a SNR  $\Psi'$  modificada é comparada a  $s_p$ , em que caso  $\Psi'$  seja maior que  $s_p$ , a taxa máxima é ajustada para a taxa identificada pelo corrente valor do índice  $p$ . Caso contrário, o índice  $p$  é decrementado na etapa 714 e o processamento retorna à etapa 704.

A Figura 8 ilustra o desempenho do algoritmo CCRA em comparação com uma seleção de taxa ideal. Note-se que o algoritmo CCRA provê uma solução possuindo uma capacidade de transmissão próxima à solução ideal, obtendo, porém o nível de PER desejado, o qual, na modalidade exemplar, é de 1% de PER.

Os técnicos na área notarão que as informações e sinais podem ser representados usando-se quaisquer dentre uma diversidade de diferentes tecnologias e técnicas. Como exemplo, os dados, instruções, comandos, informações, sinais, bits, símbolos e chips que possam ter sido mencionados por toda a descrição acima podem ser representados por voltagens, correntes, ondas eletromagnéticas, campos ou partículas eletromagnéticas, campos ou partículas ópticas, ou quaisquer combinações de tais.

Os técnicos na área notarão também que os vários exemplos de blocos lógicos, módulos, circuitos e etapas de algoritmos descritos em conexão com as modalidades aqui

descritas podem ser implementados na forma de hardware eletrônico, software de computadores, ou combinações de tais. Para ilustrar claramente tal intercambialidade de hardware e software, vários exemplos de componentes, blocos, módulos, circuitos e etapas foram acima descritos de um modo geral em termos de sua funcionalidade. Se tal funcionalidade é implementada na forma de um hardware ou software depende da aplicação e restrições de projeto específicas impostas ao sistema como um todo. Os técnicos na área podem implementar a funcionalidade descrita de diversas formas para cada aplicação específica, porém tais decisões de implementação não devem ser interpretadas como um afastamento do escopo da presente invenção.

Os vários exemplos de blocos lógicos, módulos e circuitos aqui descritos em conexão com as modalidades aqui apresentadas podem ser implementados ou efetivados por meio de um processador de uso geral, um processador de sinais digitais (DSP), um circuito integrado de aplicação específica (ASIC), arranjos de porta programáveis em campo (FPGA) ou outros dispositivos lógicos programáveis, portas individuais ou lógica de transistores, componentes de hardware individuais, ou quaisquer combinações de tais projetadas para efetuar as funções aqui descritas. Um processador de uso geral pode ser um microprocessador, porém como alternativa o processador pode ser qualquer processador, controlador, micro controlador, ou máquina de estado convencionais. Um processador pode também ser implementado na forma de uma combinação de dispositivos de computação, por exemplo, uma combinação de um DSP e um microprocessador, uma pluralidade de microprocessadores, um ou mais microprocessadores em conjunto com um núcleo DSP, ou qualquer outra configuração similar.

As etapas de um método ou algoritmo descritos em conexão com as modalidades aqui apresentadas podem ser efetivadas diretamente em hardware, em um módulo de

software executado por um processador, ou em uma combinação de ambos. Um módulo de software pode residir em uma memória RAM, memória flash, memória ROM, memória EPROM, memória EEPROM, registradores, disco rígido, um disco removível, um CD-ROM, ou qualquer outra forma de meio de armazenamento conhecido pelos técnicos na área. Um exemplo de meio de armazenamento pode ser acoplado ao processador de tal forma que o processador possa ler informações provenientes do, e gravar informações no, meio de armazenamento. Como alternativa, o meio de armazenamento pode estar integrado ao processador. O processador e o meio de armazenamento podem residir em um ASIC. O ASIC pode residir em um terminal de usuário. Como alternativa, o processador e o meio de armazenamento podem residir na forma de componentes individuais em um terminal de usuário.

A descrição acima das modalidades preferidas é provida para permitir que os técnicos na área efetivem ou façam uso da presente invenção. As diferentes modificações dessas modalidades ficarão prontamente claras para os técnicos na área e os princípios genéricos aqui definidos podem ser aplicados a outras modalidades sem o uso das faculdades inventivas. Dessa forma, a presente invenção não deve ser limitada às modalidades aqui apresentadas, devendo receber o escopo mais amplo, consistente com os princípios e características novas aqui descritos.

### REIVINDICAÇÕES

1. Método para determinar uma taxa de dados para uma transmissão de dados por um canal de comunicação em um sistema de comunicação sem fio, **CARACTERIZADO** pelo fato de  
5 que compreende as etapas de:

identificar um conjunto de parâmetros para a transmissão de dados;

estimar uma ou mais características do canal de comunicação;

10 derivar uma métrica para um canal equivalente com base no conjunto de parâmetros e nas uma ou mais características de canal estimadas;

ajustar a métrica para formar uma métrica ajustada, sendo que o ajuste é feito de acordo com um fator  
15 de recuo;

determinar uma qualidade de sinal limite necessária para que o canal equivalente suporte uma taxa de dados específica;

comparar a métrica ajustada com a qualidade de  
20 sinal limite;

ajustar a qualidade de sinal limite;

selecionar uma taxa de dados em resposta a um resultado de comparação da métrica ajustada com a qualidade de sinal limite; e

25 indicar se a taxa de dados específica é ou não suportada pelo canal de comunicação com base na métrica e na qualidade de sinal limite.

2. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a métrica é uma função da  
30 relação sinal/ruído (SNR).

3. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que o ajuste da métrica compreende adicionalmente:

determinar se um fator de recuo deve ser aplicado à métrica;

caso o fator de recuo deva ser aplicado, ajustar a métrica; e

5 caso o fator de recuo não deva ser aplicado, manter a métrica.

4. Método, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a derivação da métrica compreende:

10 determinar uma taxa de dados equivalente para o canal equivalente com base em uma primeira função, no conjunto de parâmetros e nas uma ou mais características de canal estimadas; e

15 sendo que a métrica é derivada com base em uma segunda função, na taxa de dados equivalente e no esquema de modulação específico.

5. Equipamento em um sistema de comunicação sem fio, **CARACTERIZADO** pelo fato de que compreende:

20 dispositivos para identificar um conjunto de parâmetros para a transmissão de dados;

dispositivos para estimar uma ou mais características do canal de comunicação;

25 dispositivos para derivar uma métrica para um canal equivalente com base no conjunto de parâmetros e nas uma ou mais características de canal estimadas;

dispositivos para ajustar a métrica para formar uma métrica ajustada, sendo que o ajuste é feito de acordo com um fator de recuo;

30 dispositivos para determinar uma qualidade de sinal limite necessária para que o canal equivalente suporte uma taxa de dados específica;

dispositivos para comparar a métrica ajustada com a qualidade de sinal limite;

dispositivos para ajustar a qualidade de sinal limite;

dispositivos para selecionar uma taxa de dados em resposta a um resultado de comparação da métrica ajustada com a qualidade de sinal limite; e

dispositivos para indicar se a taxa de dados específica é ou não suportada pelo canal de comunicação com base na métrica e na qualidade de sinal limite.

6. Equipamento, de acordo com a reivindicação 5, **CARACTERIZADO** pelo fato de que compreende adicionalmente:

dispositivos para determinar uma taxa de dados equivalente para o canal equivalente com base em uma primeira função, no conjunto de parâmetros e nas estimativas de canal; e

sendo que a métrica é derivada com base em uma segunda função, na taxa de dados equivalente e em um esquema de modulação específico associado com a taxa específica.

7. Equipamento, de acordo com a reivindicação 6, **CARACTERIZADO** pelo fato de que compreende adicionalmente:

dispositivos para armazenar uma ou mais tabelas para a primeira função.

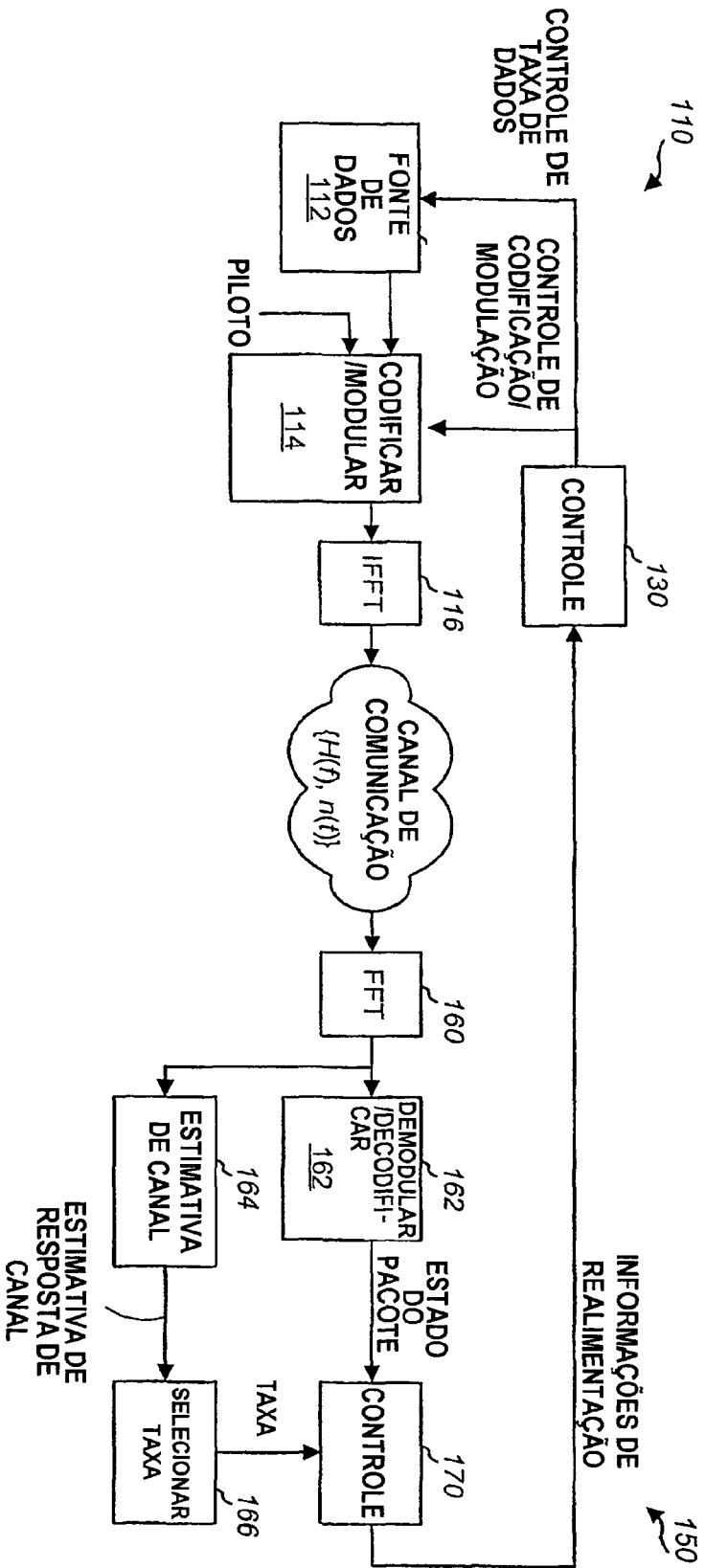


FIG. 1A

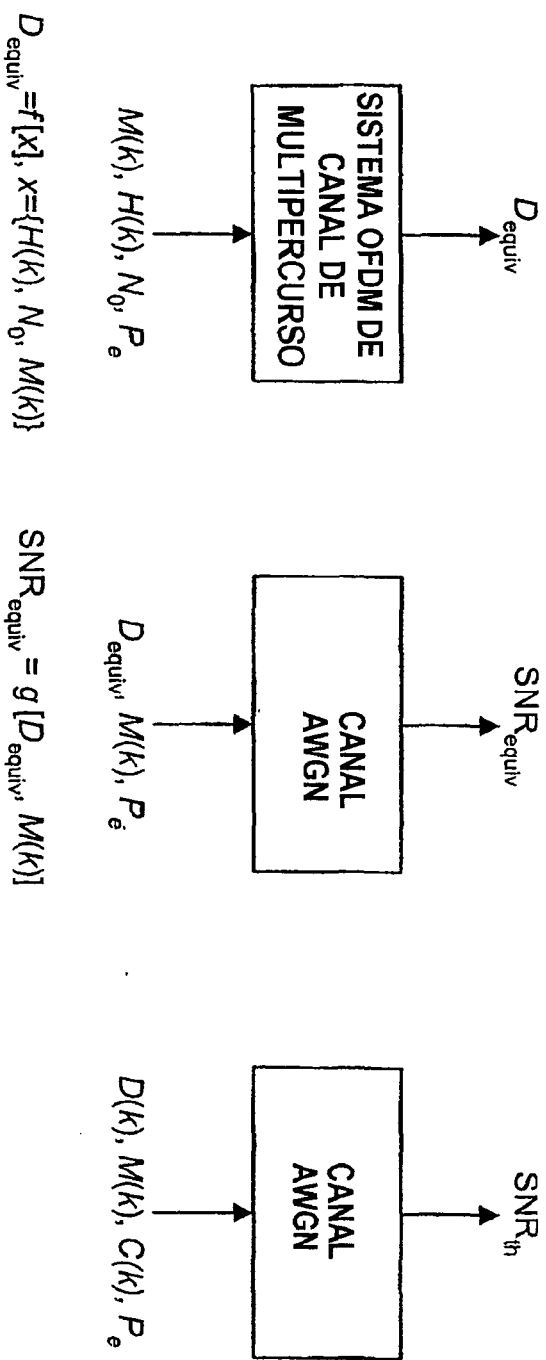


FIG. 1B

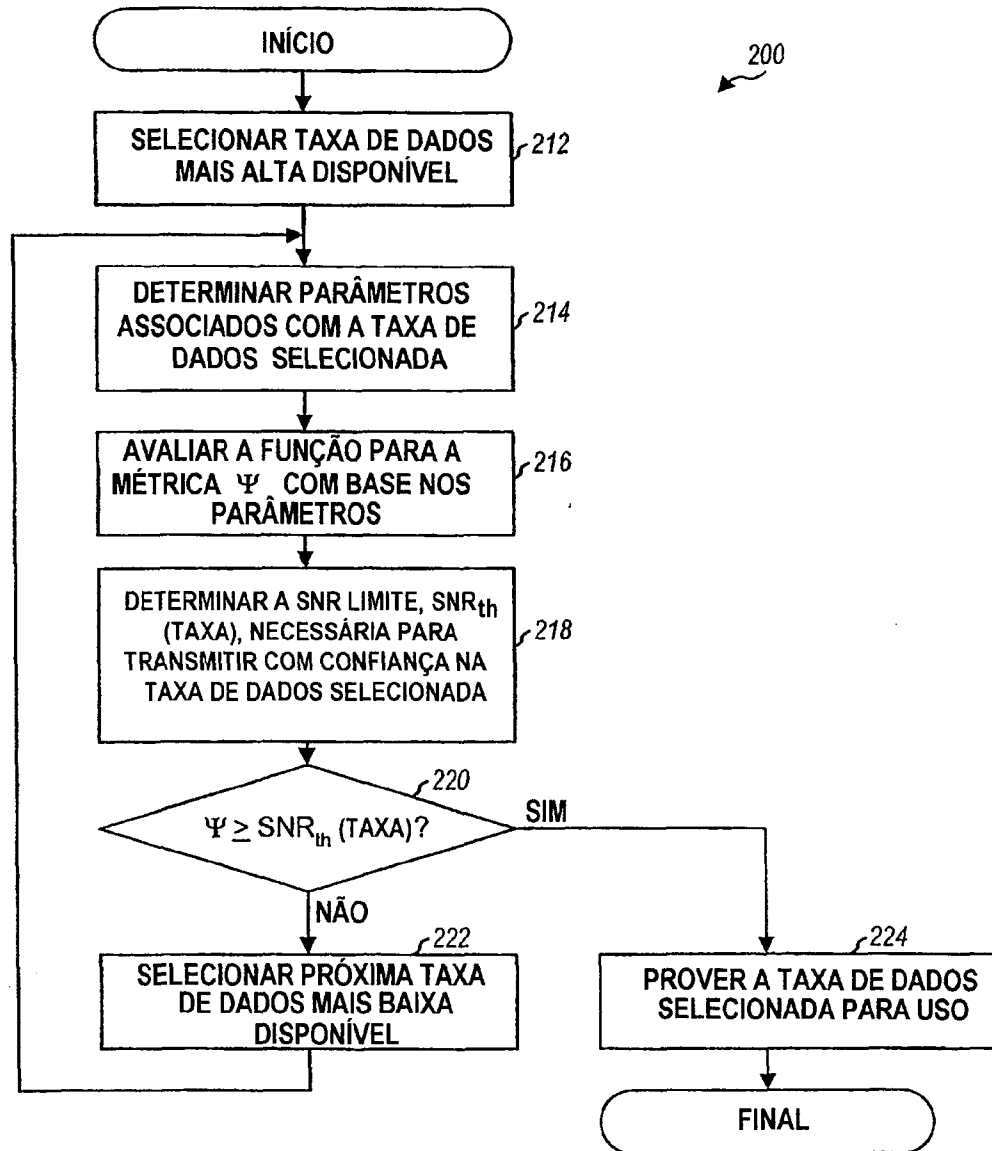


FIG. 2

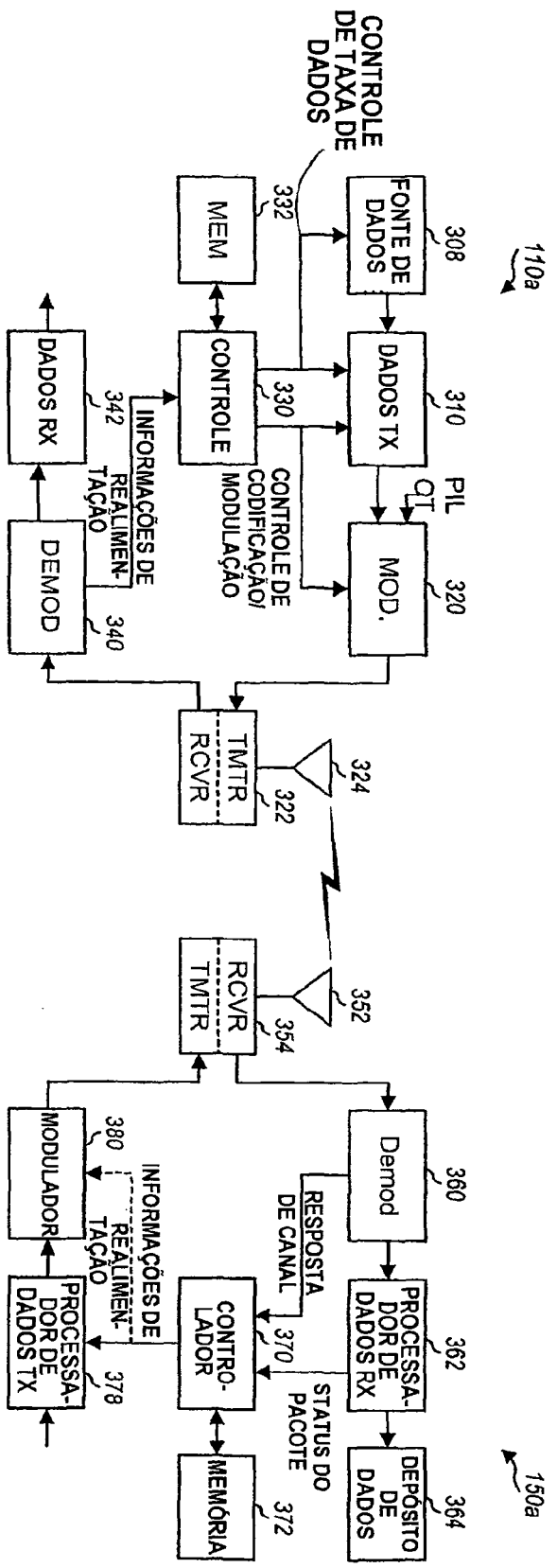


FIG. 3

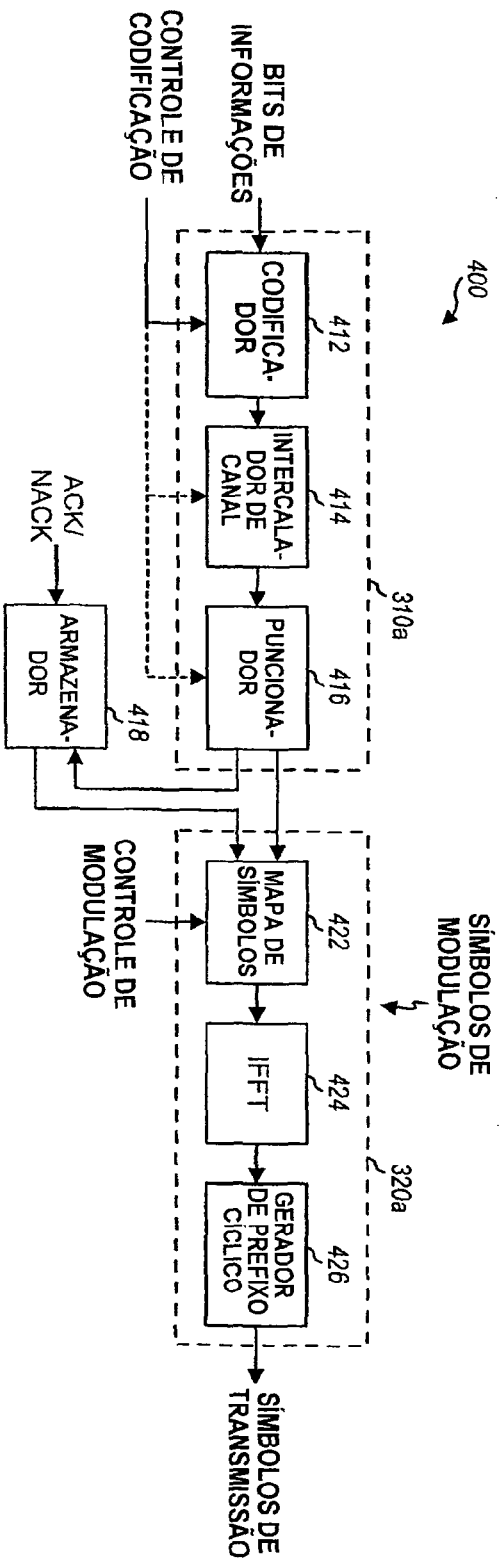


FIG. 4

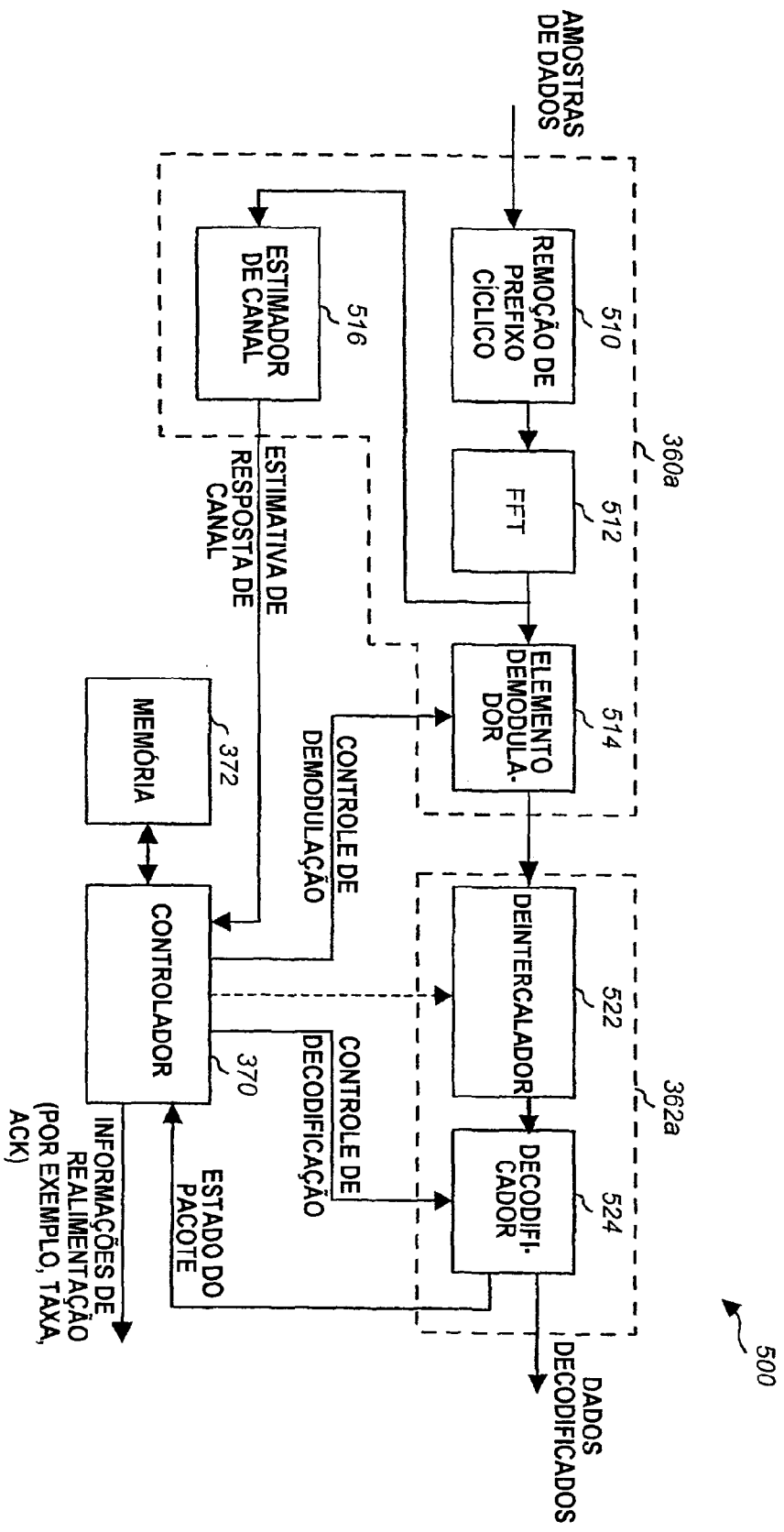


FIG. 5

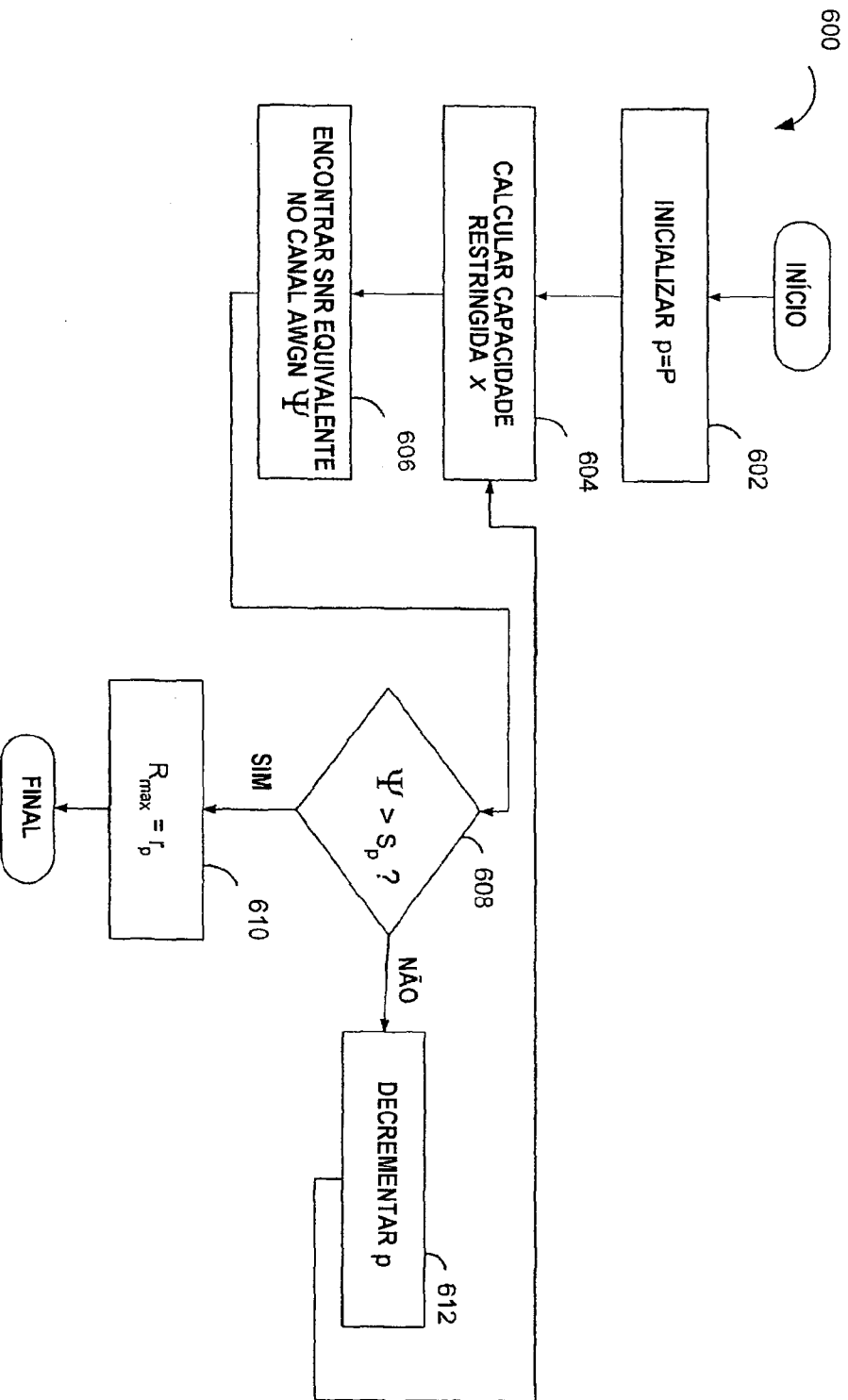


FIG. 6

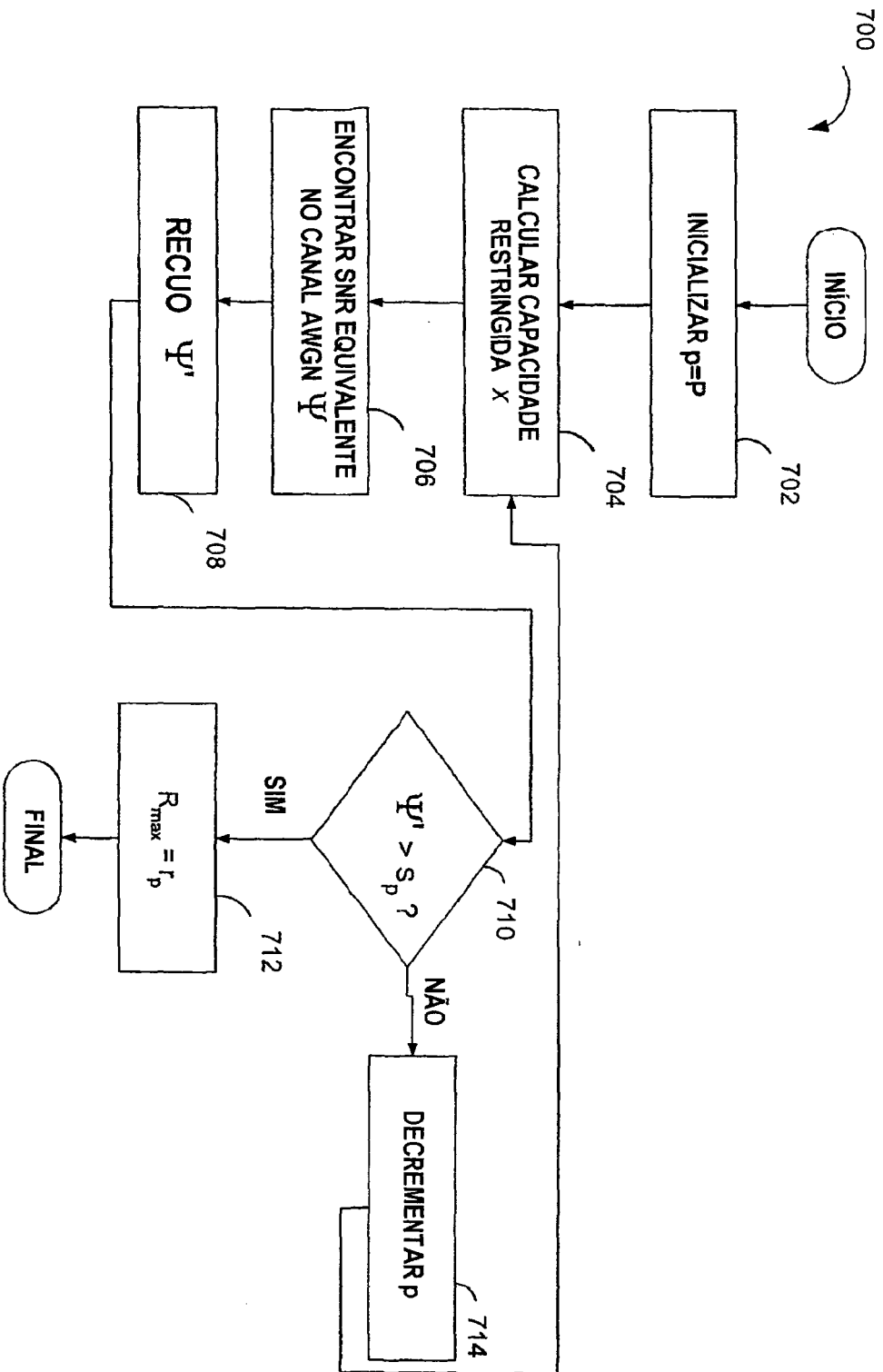


FIG. 7A

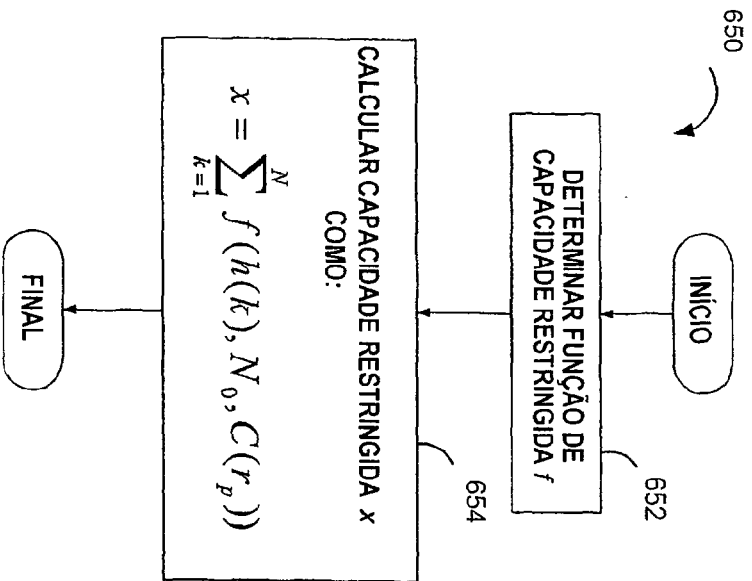


FIG. 7B

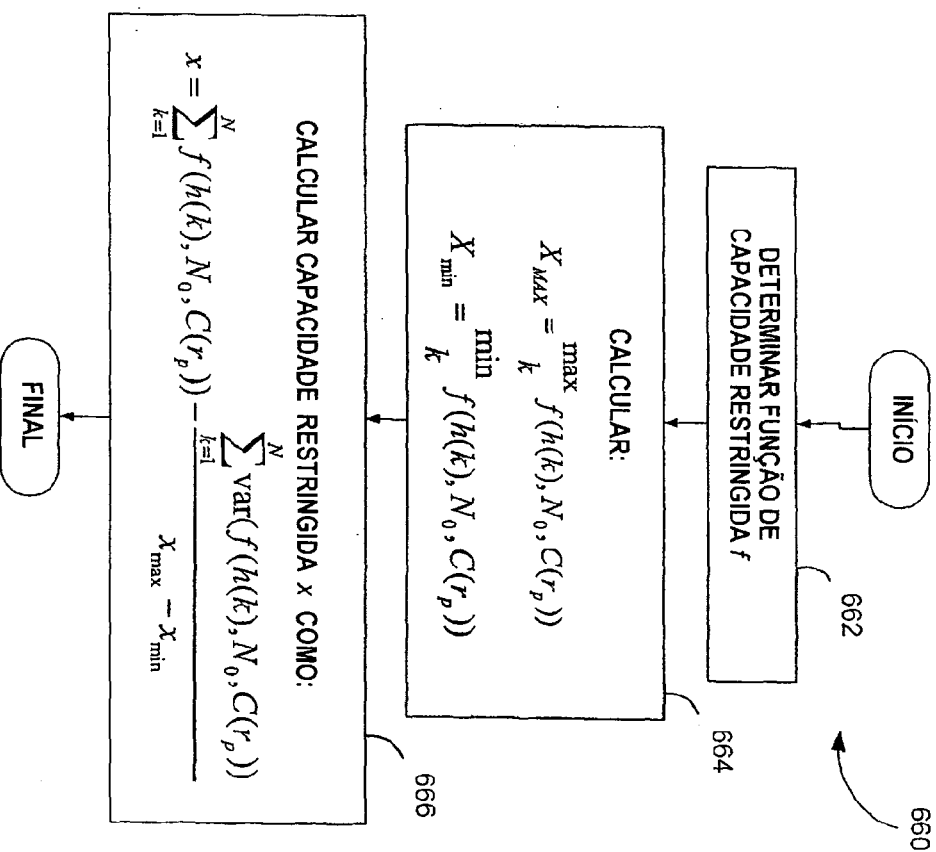


FIG. 7C

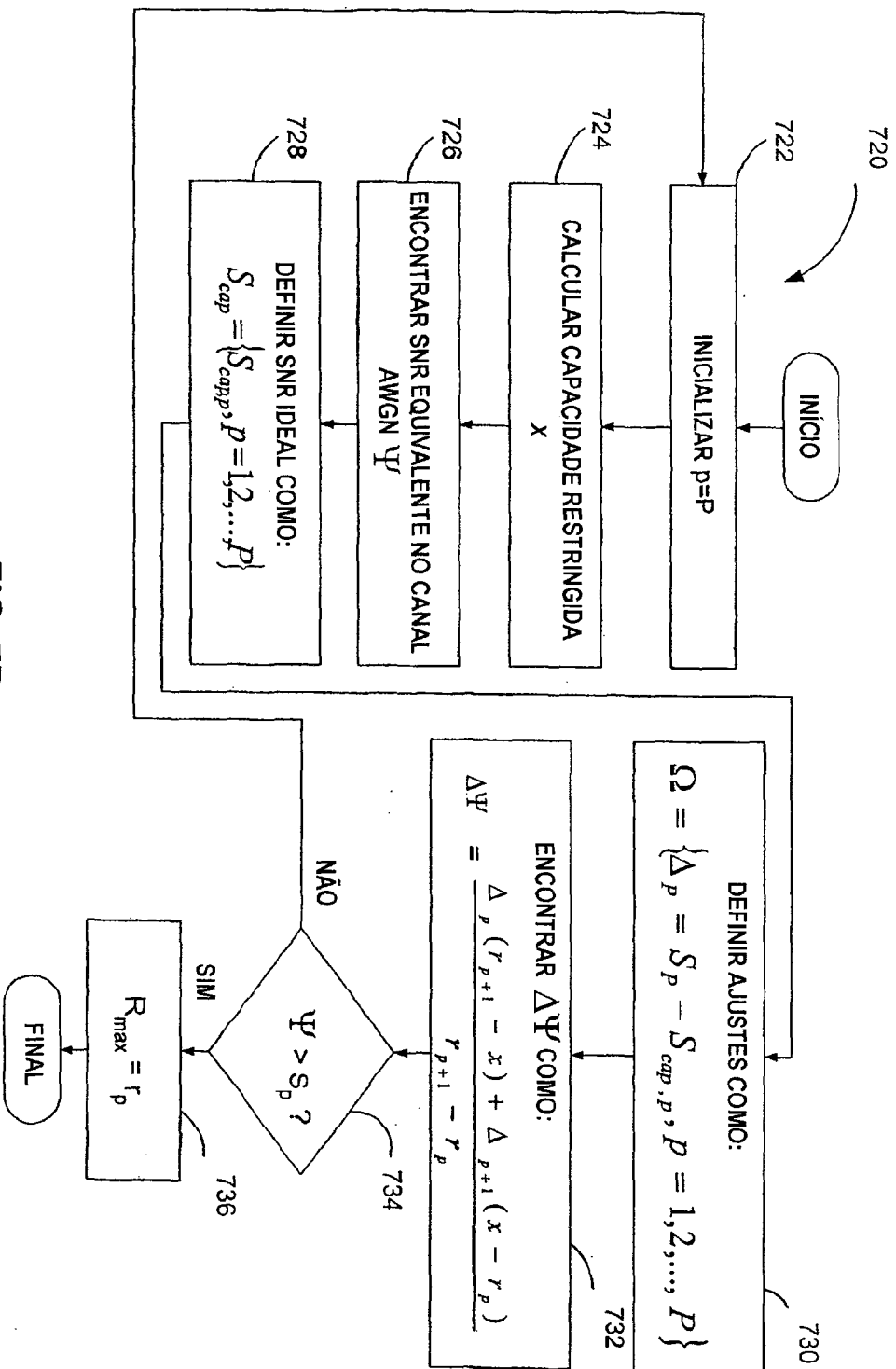


FIG. 7D

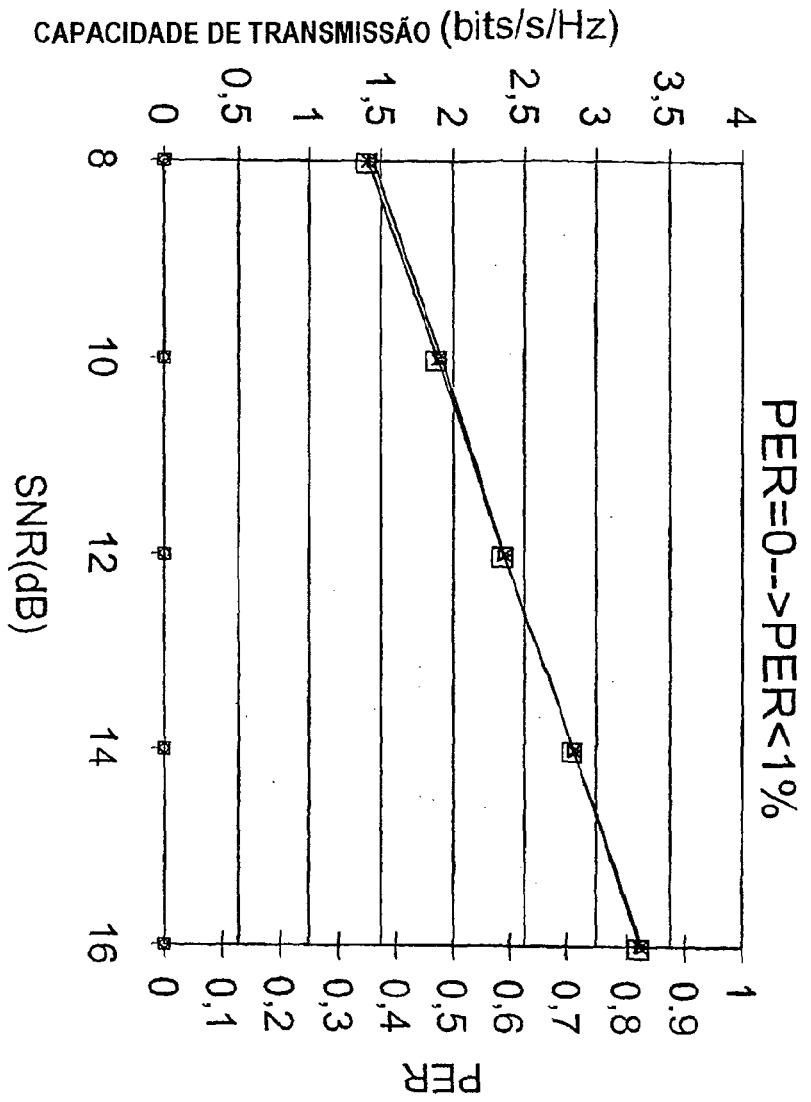


FIG. 8

- CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO IDEAL
- CCRA DE CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO
- △ PER IDEAL
- × PER M-CCRA