



República Federativa do Brasil
Ministério da Economia
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

(11) PI 0620366-3 B1



(22) Data do Depósito: 08/03/2006

(45) Data de Concessão: 24/03/2020

(54) Título: MÉTODO APARELHO E MEIO DE ARMAZENAMENTO LEGÍVEL POR COMPUTADOR PARA PROCESSAR UM SINAL DE BANDA BASE RECEBIDO DE ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO DE CÓDIGO DE SEQUÊNCIA DIRETA (DS-CDMA) PARA RECUPERAR BITS DE INFORMAÇÃO.

(51) Int.Cl.: H04B 1/712; H03M 13/29; H03M 13/00; H04L 1/00; H04L 25/03.

(52) CPC: H04B 1/712; H03M 13/2957; H03M 13/6331; H04L 1/0048; H04L 1/005; (...).

(30) Prioridade Unionista: 22/12/2005 US 11/314740.

(73) Titular(es): TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL).

(72) Inventor(es): JUNG-FU THOMAS CHENG; GREGORY E. BOTTOMLEY.

(86) Pedido PCT: PCT SE2006050022 de 08/03/2006

(87) Publicação PCT: WO 2007/073315 de 28/06/2007

(85) Data do Início da Fase Nacional: 23/06/2008

(57) Resumo: MÉTODO E APARELHO PARA PROCESSAR UM SINAL DE BANDA BASE RECEBIDO DE ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO DE CÓDIGO DE SEQUENCIA DIRETA (DS-CDMA) PARA RECUPERAR BITS DE INFORMAÇÃO, E, PRODUTO DE PROGRAMA DE COMPUTADOR. Um turbo-equalizador linear para uso em um receptor de CDMA equaliza um sinal recebido despalhado (em lugar de sinal espalhado recebido) para suprimir auto-interferência resultado de acoplamento entre símbolos transmitidos. Em uma implementação de exemplo, um equalizador linear baseado em um projeto de receptor de Rake generalizado (G=Rake) usa realimentação de decodificador em formar pesos de combinação de Rake como também em formar uma estimativa de auto-interferência removida do sinal de equalizador provido ao decodificador. Preferivelmente, turbo-decodificação também é executada. Nesse caso, cada componente de turbo-decodificador executa preferivelmente um passagem antes de realimentar informação ao equalizador. Isto assegura que o turbo decodificador não se prenda prematuramente sobre uma palavra de código incorreta antes de realimentar informação extrínseca ao equalizador.

“MÉTODO, APARELHO E MEIO DE ARMAZENAMENTO LEGÍVEL POR COMPUTADOR PARA PROCESSAR UM SINAL DE BANDA BASE RECEBIDO DE ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO DE CÓDIGO DE SEQUÊNCIA DIRETA (DS-CDMA) PARA RECUPERAR BITS DE

5 INFORMAÇÃO”

CAMPO TÉCNICO

O campo técnico relaciona-se a comunicações, e mais particularmente, à demodulação em um sistema de comunicação de acesso múltiplo por divisão de código de sequência direta (DS-CDMA).

10 FUNDAMENTOS

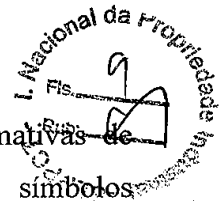
Comunicações celulares de terceira geração empregam CDMA de banda larga (WCDMA). CDMA é um método para transmitir sinais simultâneos através de uma porção compartilhada do espectro. CDMA espalha o sinal através da largura de banda total da banda de frequência de CDMA usando um código de

15 espalhamento que, porque é ortogonal a todos os outros códigos de espalhamento usados, permite a cada fluxo de bits modulado ser distinguido (decodificado) no receptor de todos os outros sinais e ruído. A taxa do sinal de espalhamento é conhecida como a "taxa de chip", como cada bit no sinal de espalhamento é chamado um "chip", por exemplo, um bit do fluxo de bit modulado é espalhado

20 em 128 chips, dando ao receptor uma quantidade enorme de dados que pode ser rateada para determinar o valor do bit.

Uma estrutura de receptor de Rake é usada comumente para recuperar informação correspondendo a um dos fluxos de dados de usuário em receptores de CDMA. Em um receptor de Rake típico, um sinal composto

25 recebido é correlatado com uma sequência de espalhamento particular nomeada ao receptor para produzir uma pluralidade de correlações deslocadas em tempo, cada uma correspondendo a um eco ou imagem de um sinal de espectro espalhado transmitido. As correlações são então combinadas em um modo ponderado, isto é, correlações respectivas são multiplicadas por fatores



de ponderação respectivos e então somadas para produzir estimativas de símbolos transmitidos que correspondem esperançosamente aos símbolos originalmente transmitidos.

5 WCDMA foi evoluído para suportar taxas de dados mais altas através da interface de rádio. Na ligação inferior da rede de acesso por rádio ao terminal móvel, acesso de pacote de ligação inferior de alta velocidade (estação base para estação móvel) (HSDPA) pode usar transmissão de multi-código (isto é, mais de um código de espalhamento é usado para enviar o fluxo de bit de informação) e/ou modulação de ordem mais alta para enviar mais bits por quadro de modem (modulados), por esse meio habilitando taxas mais altas. Um obstáculo principal para alcançar taxas de bit mais altas relaciona-se às características dispersivas de um canal de rádio. Se o canal for dispersivo, auto-interferência resulta principalmente devido à perda de ortogonalidade entre os sinais de multi-código. Esta forma de auto-interferência é referida como interferência de intercódigo (ICI). Outra forma de auto-interferência é interferência de símbolos sucessivos no mesmo código. Esta interferência é referida como interferência de intersímbolo (ISI). Modulação de ordem mais alta é particularmente sensível à auto-interferência. A história é semelhante na ligação superior (terminal móvel para estação base). A "ligação superior aumentada" atualmente sendo padronizada para WCDMA usará multi-código e baixo fator de espalhamento para habilitar taxas mais altas. A taxas altas, dispersão conduz a auto-interferência significativa.

25 Figura 1 ajuda a ilustrar o problema de auto-interferência. Neste exemplo simples, três símbolos são enviados, 1, 2 e 3 são enviados sequencialmente em um código de espalhamento enquanto três outros símbolos 4, 5 e 6 são enviados sequencialmente em um código de espalhamento diferente. Como resultado, dois símbolos são enviados em paralelo durante cada período de símbolo. Devido à dispersão de tempo, os



sinais transmitidos viajam ao longo de dois trajetos tal que o segundo trajeto
 tem um atraso mais longo do que o primeiro. Como resultado, o receptor
 recebe duas imagens de sinal sobrepostas correspondendo aos dois atrasos de
 trajeto diferentes. Assuma recuperação da imagem de símbolo 2 (o símbolo de
 interesse) do primeiro trajeto (identificado com pontos). Enquanto esta
 5 imagem de símbolo 2 se sobrepõe com a imagem de símbolo 5 em trajeto 1,
 não há nenhuma interferência entre estas duas imagens porque códigos de
 espalhamento 1 e 2 são ortogonais e sua correlação é substancialmente zero.
 Mas há interferência de trajeto 2. Especificamente, há ISI de símbolo 1 no
 10 mesmo código (mostrado com linhas inclinadas) e ICI de símbolos 4 e 5
 (mostrado com linhas horizontais). A porção sobreposta de símbolo 1 trajeto 2
 interfere quando símbolo 2 trajeto 1 é 'desespalhado'. Porções sobrepostas de
 símbolos 4 e 5 em trajeto 2 não estão alinhadas com símbolo 2 trajeto 1, assim
 a ortogonalidade desejada é perdida.

15 Há abordagens diferentes para este problema de auto-
 interferência. Uma é equalização linear para suprimir auto-interferência. Uma
 abordagem de equalização linear é executar 'desespalhamento' de equalização
 como parte de processo de combinação de Rake usando um receptor de Rake
 generalizado (G-Rake). Pesos de combinação (vetor w) são determinados
 20 através de estimativas de canal (vetor h) e uma estimativa de matriz de
 covariância de deterioração (R) resolvendo:

$$Rw = h \quad (1)$$

Com G-Rake específico de código, as estimativas de covariância de
 deterioração e/ou de canal podem ser determinadas baseado em um conjunto
 de seqüências de espalhamento sendo usado. Outra abordagem de equalização
 25 linear é equalização de chip, onde amostras de chip são filtradas antes de
 'desespalhamento' para suprimir interferência. A limitação principal com
 equalização linear é a quantidade limitada de supressão de interferência.
 Perda de ortogonalidade é devido ao canal. Equalizadores lineares tentam a



desfazer o canal para restaurar ortogonalidade. Mas isto aumenta ruído e outras formas de interferência. Assim, este compromisso previne restauração completa de ortogonalidade.

5 Com equalização não linear, tal como equalização de estimação de sequência de probabilidade máxima (MLSE) e probabilidade máxima *a posteriori* (MAPA), símbolos auto-interferentes são detectados juntamente. Assim, em lugar de desfazer o canal, o receptor responde pelo que o canal fez ao sinal. Isto evita o problema de aumento de ruído. A desvantagem é muito complexidade muito mais alta relativa à equalização linear. O receptor deve manter um espaço de estado cujo tamanho depende exponencialmente de quantos símbolos interferem entre si.

10 Em sistema de CDMA, cancelamento de interferência foi proposto para desmodulação melhorada. Símbolos de modem são detectados e então usados para remover sua contribuição ao sinal recebido de forma que 15 detecção de outros símbolos seja melhorada. Mas, detecção de símbolo de modem não é sempre precisa. Assim, cancelamento de interferência pode de fato piorar a situação quando erros de detecção de símbolo são feitos. Também, uma tal abordagem não utiliza estrutura de codificação de correção de erro dianteira (FEC) para obter estimativas de símbolo de modem seguras.

20 Turbo-equalização é uma abordagem na qual equalização e decodificação de FEC são executadas iterativamente, cada uma trocando informação com a outra. Foi desenvolvida originalmente para sistemas de banda estreita ou não espalhados e mais tarde aplicada a sistemas de CDMA, principalmente junto com equalização não linear. Novamente, o problema é 25 complexidade. Para reduzir complexidade em turbo-equalização, um equalizador linear pode ser usado que executa equalização de nível de chip. Uma desvantagem com equalização de chip é que é complicada; é mais fácil equalizar o sinal 'desespalhado'. Além disso, arquiteturas de receptor de CDMA tradicionais 'desespalham' inicialmente o sinal recebido e executam



equalização linear depois de 'desespalhamento'.

SUMÁRIO

Um turbo-equalizador linear para uso em um receptor de CDMA equaliza um sinal recebido 'desespalhado' (em lugar de sinal recebido espalhado) para suprimir auto-interferência resultando de acoplamento entre símbolos transmitidos. Esta abordagem se adapta muito bem em receptores de rádio de CDMA existentes que empregam arquiteturas de receptor de Rake tradicionais e oferece uma alternativa à equalização de chip. Em uma implementação de exemplo, um equalizador linear baseado em um projeto de receptor Rake (G-Rake) generalizado usa realimentação de decodificador em formar pesos de combinação de Rake como também em formar uma estimativa de auto-interferência removida do sinal de equalizador provido ao decodificador. Preferivelmente, turbo-decodificação também é executada. Cada decodificador de componente de turbo-decodificador executa uma etapa e realimenta informação extrínseca ao equalizador para impedir o decodificador de se travar sobre um resultado de decodificação incorreto. Uma aplicação de exemplo desta tecnologia inclui qualquer tipo de receptor de rádio tal como um rádio móvel ou uma estação rádio base.

Mais geralmente, um método, um aparelho, e um produto de programa são descritos para processar um sinal de banda base recebido de acesso múltiplo por divisão de código de seqüência direta (DS-CDMA) para recuperar bits de informação. O sinal de banda base de DS-CDMA inclui ruído composto e símbolos transmitidos, e cada símbolo transmitido inclui um ou mais bits modulados. Um primeiro conjunto de estimativas de bit modulado é formada baseado no sinal recebido. Operações de decodificação são executadas usando o primeiro conjunto de bit modulado para produzir informação extrínseca associada com os bits modulados. As estimativas de bit modulado correspondem a símbolos transmitidos enviados em paralelo em códigos de espalhamento diferentes. Para atrasos múltiplos do sinal recebido,



uma operação de 'desespalhamento' é executada usando o sinal de banda base recebido para produzir múltiplos valores 'desespalhados' correspondendo a um símbolo transmitido. Um segundo conjunto de estimativas de bit modulado é formado usando os valores 'desespalhados' e a informação extrínseca. Operações de decodificação são executadas usando o segundo conjunto de bits modulados para produzir estimativas de bit de informação.

O segundo conjunto de estimativas de bit modulado é executado preferivelmente por um equalizador linear aumentado. Da informação extrínseca, o equalizador linear aumentado determina uma estimativa de interferência associada com um símbolo transmitido. Mais especificamente, a informação extrínseca é usada para formar um valor de símbolo médio para um símbolo transmitido interferente. O equalizador linear aumentado usa o valor de símbolo médio para formar uma estimativa de interferência associada com o símbolo transmitido. O equalizador remove a estimativa de interferência de sua saída provida ao decodificador.

Como mencionado acima, uma concretização de exemplo não limitante do receptor linear aumentado emprega um receptor Rake (G-Rake) generalizado usando um segundo conjunto de pesos de combinação para formar o primeiro conjunto de estimativas de bit modulado. O receptor de Rake generalizado produz estimativas de símbolo de valores 'desespalhados' saídos de um correlator de Rake, e as estimativas de símbolo são usadas para produzir estimativas de bit modulado. O equalizador linear aumentado inclui um processador de peso de "dedos" de Rake aumentado para formar um primeiro e segundo conjuntos de pesos de combinação. A remoção de interferência pode ser executada nos valores 'desespalhados' do correlator de Rake antes de combinação ponderada ou depois de combinação ponderada. Em qualquer abordagem, o primeiro conjunto de pesos de combinação é determinado baseado na informação extrínseca.

Um processador de probabilidade de símbolo usa a informação

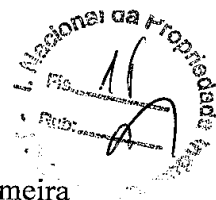


extrínseca para formar probabilidades de símbolo correspondendo aos símbolos transmitidos. Os pesos de combinação são determinados baseado nas probabilidades de símbolo. Um primeiro conjunto de pesos de combinação pode ser usado em formar o primeiro conjunto de estimativas de bit modulado. Um segundo conjunto diferente de pesos de combinação, para uso em formar o segundo conjunto de estimativas de bit modulado, é determinado baseado em estimativas de canal e uma estimativa de covariância de deterioração.

Preferivelmente, o decodificador é um turbo-decodificador.

10 Uma passagem de turbo-decodificação é executada com primeira e segunda operações de decodificação de componente usando as bit estimativas de bit modulado para produzir a informação extrínseca. Depois da passagem de turbo-decodificação, a informação extrínseca é provida preferivelmente ao equalizador linear para formar o segundo conjunto de estimativas de bit modulado. Alternativamente, múltiplas passagens de turbo-decodificação podem ser executadas antes de prover a informação extrínseca ao equalizador linear, mas com o risco de trancar sobre símbolos incorretamente decodificados e desorientar o equalizador.

20 O turbo-decodificador pode usar uma abordagem serial, onde executa uma primeira operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir uma primeira informação de probabilidade de conjunto de bits modulados e uma segunda operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado e a primeira informação de probabilidade de conjunto de bits modulados para produzir uma segunda informação de probabilidade de conjunto de bits modulados (isto é, serial no senso que a segunda informação de conjunto depende da primeira informação de conjunto). Do primeiro e segundo conjuntos de informação de probabilidade de bits modulados, o turbo-decodificador forma a informação extrínseca. Alternativamente, o turbo-



5 decodificador pode usar uma abordagem paralela. Executa uma primeira operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir um primeiro conjunto parcial de informação de probabilidade de bit modulado e uma segunda operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir um segundo conjunto parcial de informação de probabilidade de bit modulado. O turbo-decodificador combina (isto é, em paralelo) o primeiro e segundo conjuntos parciais de informação de probabilidade de bit modulado para produzir a informação extrínseca.

10 **BREVE DESCRIÇÃO DAS FIGURAS**

Figura 1 é um diagrama que ilustra exemplos de auto-interferência de ISI e ICI;

Figura 2 é um diagrama representando uma ligação em um sistema de comunicação;

15 Figura 3 é um diagrama de um sistema de comunicação celular de exemplo;

Figura 4 é um diagrama de bloco de função de uma concretização de exemplo de um turbo-equalizador;

20 Figura 5 é um diagrama de bloco de função de um computador de probabilidade de símbolo mostrado no turbo-equalizador da Figura 4;

Figura 6 é um diagrama de bloco de função de um equalizador linear aumentado mostrado no turbo-equalizador da Figura 4;

Figura 7 é um diagrama de bloco de função de uma unidade de subtração de interferência suave mostrada no turbo-equalizador da Figura 4;

25 Figura 8 é um diagrama de bloco de função de um estimador de canal global mostrado no turbo-equalizador da Figura 4;

Figura 9 é um diagrama de bloco de função de desmodulador de bit mostrado no turbo-equalizador da Figura 4;

Figura 10 é um diagrama de bloco de função de um turbo-



decodificador de exemplo empregando uma abordagem serial que pode ser usada como o decodificador no turbo-equalizador da Figura 4;

Figura 11 é um diagrama de bloco de função de um turbo-decodificador de exemplo empregando uma abordagem paralela que pode ser usada como o decodificador no turbo-equalizador da Figura 4; e

Figura 12 é um fluxograma esboçando operações não limitantes de exemplo que podem ser executadas pelo turbo-equalizador da Figura 4.

DESCRIÇÃO DETALHADA

Na descrição seguinte, para propósitos de explicação e não limitação, detalhes específicos são publicados, tais como nós particulares, entidades funcionais, técnicas, protocolos, padrões, etc., a fim de prover uma compreensão da tecnologia descrita. Será aparente a alguém qualificado na técnica que outras concretizações podem ser praticadas à parte dos detalhes específicos expostos abaixo. Em outros exemplos, descrições detalhadas de métodos bem conhecidos, dispositivos, técnicas, etc., são omitidas assim para não obscurecer a descrição com detalhe desnecessário. Blocos de função individuais são mostrados nas figuras. Aqueles qualificados na técnica apreciarão que as funções desses blocos podem ser implementadas usando circuitos de hardware individuais, usando programas de software e dados junto com um microprocessador adequadamente programado ou computador de propósito de geral, usando circuitos integrados específicos de aplicação (ASIC), arranjos de portas programáveis em campo, um ou processadores de sinal digitais (DSPs), etc.

No texto abaixo, os termos estimativa de bit modulado e estimativa de bit de modem são usados intercambiavelmente. Os adjetivos modulado e modem não são significados serem limitantes, mas são usados simplesmente para distinguir os bits sendo processados/desmodulados dos bits de informação atual que são finalmente produzidos pelo decodificador. O



termo informação de probabilidade ou valores inclui qualquer tipo de probabilidade ou parâmetro de probabilidade incluindo por exemplo probabilidades, relações de probabilidade, probabilidades de log, relações de probabilidade de log, valores suaves, etc.

5 Um diagrama de bloco de uma ligação de comunicação entre um transmissor e um receptor é mostrado na Figura 2. Uma aplicação de exemplo não limitante é um sistema de comunicação de rádio. Um sistema de comunicação celular de exemplo 20 é mostrado na Figura 3. Um ou mais rádios móveis (terminais) 22 se comunicam com células 24 servidas por estações base associadas 26 e uma rede de acesso por rádio RAN 28 (as estações base fazem parte da RAN). A RAN 28 está acoplada a um ou mais nós de rede de núcleo 34, que por sua vez estão conectados a uma ou mais redes de núcleo respectivas 36 (por exemplo, PSTN, Internet, etc.). Embora só três células 24 sejam mostradas, uma rede celular típica pode incluir centenas
10 de células e pode servir milhares de rádios móveis. Embora uma RAN terrestre seja mostrada, uma RAN baseada em satélite também poderia ser usada.
15

As células 24 servem geralmente como nós no sistema de comunicação 20, de quais ligações são estabelecidas entre os rádios móveis 22 e a RAN 28, por meio das estações base 26 servindo as células 24. Cada estação base 26 opera comunicação de rádio entre uma célula 24 e terminais móveis 22. Ambas as estações base e as estações móveis incluem circuitos de transceptor de rádio, sinal, e processamento de dados para transmitir e receber comunicações de rádio celulares (voz e/ou dados) através da interface de ar de
20 rádio. Transmissões das estações base para a estação móvel são chamadas transmissões de ligação inferior, e transmissões da estação móvel para a estação base são chamadas transmissões de ligação superior.
25

Sistemas celulares de terceira geração tipicamente usam CDMA ou WCDMA porque sistemas de CDMA alcançam capacidade de



canal aumentada usando técnicas de "espectro espalhado", onde um canal de comunicação é definido modulando um sinal de portadora de dados modulados por um código de espalhamento único, isto é, um código que espalha uma portadora de dados modulados original através de uma porção

5 larga do espectro de frequência no qual o sistema de comunicação opera. Sistemas de comunicação de CDMA de espectro espalhado convencionais usam comumente uma denominada modulação de espectro espalhado de "seqüência direta". Em modulação de seqüência direta, uma portadora de dados modulados é modulada diretamente por um código de espalhamento ou

10 seqüência antes de ser amplificada por um amplificador de potência e transmitida através de um meio de comunicação, por exemplo, uma interface de ar de rádio. O código de espalhamento inclui uma seqüência de "chips" ocorrendo a uma taxa de chip que é muito mais alta do que a taxa de bit dos dados sendo transmitidos.

15 O transmissor 11 ilustrado na Figura 2 executa várias etapas de processamento de sinal incluindo funções de codificação de correção de erro, intercalação e modulação. Um fluxo de bits de informação é codificado usando um codificador de FEC 14 (de convolução, turbo-código, código de verificação de paridade de baixa densidade (LDPC), etc.), e então intercalado

20 em um intercalador 15 para produzir um fluxo de bits codificados a ser modulado (bits modulados) denotado $\{b_p: p = 0, \dots, N_e - 1\}$. Estes bits codificados são então usados para formar um fluxo de símbolo de modulação $\{S_i: i = 0, \dots, N_s - 1\}$. Um modulação arbitrária M é assumida, com conjunto de símbolos $[S_m: m = 0, \dots, M - 1]$. Modulação de BPSK e QPSK podem ser

25 usadas como também modulação de ordem mais alta tal como 16-QAM. É assumido que os bits codificados são suficientemente aleatórios de forma que todos os valores de símbolo são equiprováveis com probabilidade $1/M$. Modulação em bloco 16 inclui espalhamento e mistura a uma frequência de portadora de rádio. Porém, nas equações subseqüentes, um sinal equivalente



de banda base é descrito.

Para transmissão de multi-código (múltiplos códigos são usados para transmitir dados de um usuário), o fluxo de símbolo de modulação é dividido em K fluxos paralelos para transmissão paralela. O i -

5 ésimos símbolo do k -ésimo fluxo é dado por:

$$S_k(i') = S_i(k', i') \quad (2)$$

onde

$$i(k', i') = k' + i'K. \quad (3)$$

O sinal transmitido de banda base pode ser expresso como:

$$x(t) = \sqrt{E_{k'(i')}} \sum_{k'=0}^{K-1} \sum_{i'=0}^{\infty} s_{k',i'}(t - i'T), \quad (4)$$

onde K é o número de fluxos, $E_{k'(i')}$ é a energia por símbolo, $s_{k',i'}(t)$ é o i -ésimo símbolo em fluxo k' , $a_{k',i'}(t)$ é a forma de onda de espalhamento para o i -ésimo símbolo em fluxo k' , e T é o período de símbolo. A forma de onda de espalhamento consiste em uma seqüência de espalhamento de N chips convolvida com uma forma de pulso de chip, que é assumida ser raiz de Nyquist. As seqüências de espalhamento são assumidas serem ortogonais quando alinhadas em tempo.

Em (4), o sinal transmitido é expresso em termos de uma soma dupla, somando através de fluxos como também períodos de símbolo. Em seções posteriores, será conveniente expressar isto como uma única soma, usando índice i , dando:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{\infty} (\sqrt{E_{k'(i')}}) s_i(t - i'T), \quad (5)$$

20 onde

$$k'(i) = i \bmod K \quad (6)$$

$$i'(i) = \lfloor i/K \rfloor \quad (7)$$

O sinal transmitido passa por um canal dispersivo 12, modelado por um filtro de FIR de derivação L com atrasos relativos $\{\tau\lambda; \lambda = 0, \dots, L - 1\}$ e coeficientes de meio $\{\theta_l; l = 0, \dots, L - 1\}$. O sinal de canal filtrado



é recebido no receptor 13 na presença de ruído $n(t)$, fazendo um sinal recebido da forma:

$$r(t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} g_{\ell} x(t - \tau_{\ell}) + n(t). \quad (8)$$

Para um sistema celular como aquele na Figura 3, na ligação inferior, $n(t)$ modela interferência de outra célula além de ruído térmico. Na ligação superior, modela interferência de outro usuário além de ruído térmico.

O receptor 13 recebe um sinal composto, e um processador de extremidade dianteira 17 mistura o sinal de rádio recebido em uma ou mais antenas de recepção abaixo a amostras digitais de banda base que incluem ruído composto e símbolos transmitidos. As amostras de banda base são providas a um turbo-equalizador 18. Parte do turbo-equalizador 18 inclui correlatores ou dedos, que 'desespalham' símbolos com código de espalhamento de um usuário para produzir valores 'desespalhados'. Símbolos são 'desespalhados' usando dedos de J Rake correlatando o sinal recebido ao conjugado da forma de onda de espalhamento a atrasos $\{d_j; j = 0, \dots, J-1\}$. O vetor de valores 'desespalhados' para símbolo s_k pode ser representado como:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}_{k,k} s_k + \mathbf{u}_k \quad (9)$$

$$\mathbf{u}_k = \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_{i,k} s_i + \mathbf{n}_k, \quad (10)$$

onde $h_{i,k}$ é a resposta de canal global para símbolo i como visto 'desespalhando' símbolo k . Depende da forma de pulso de chip, da resposta de canal, e da correlação cruzada aperiódica entre os códigos de espalhamento para símbolos i e k . Fixando $k = 0$ (s_0 é o símbolo de interesse), a j -ésima fila de $h_{i,0}$ pode ser expressa como:

$$h_{i,0}(j) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \hat{g}_{\ell} R_{w^{(i)}, w^{(i)}}(d_j - \ell(i)T - \tau_{\ell}), \quad (11)$$

onde $\hat{g}_{\ell} = \sqrt{E_k} w^{(i)}(t)$



$$R_{k,i}(t) = \frac{1}{N} \sum_{m=1-N}^{N-1} c_{k,i}(m) R_p(t + mT_c) \quad (12)$$

$$c_{k,i}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-m} c_{k,i}(n) c_{0,0}^*(n+m), & 0 \leq m \leq N-1 \\ \sum_{n=0}^{N-1+m} c_{k,i}(n-m) c_{0,0}^*(n), & 1-N \leq m < 0. \end{cases} \quad (13)$$

$$R_p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t+\tau) p^*(\tau) dt, \quad (14)$$

e $p(t)$ é a forma de pulso de chip. O termo $c_{k,i}(n)$ é a seqüência de espalhamento para usuário k a período de símbolo i . O receptor conhece a forma de pulso e sua autocorrelação $R_p(\tau)$. A forma de pulso é normalizada de forma que $R_p(0) = 1$.

- 5 Em (9), o primeiro termo $h_{k,k} s_k$ à direita pode ser considerado o termo de "sinal", enquanto o segundo termo u_k é a deterioração (interferência + ruído). O vetor de ruído n_k é o resultado de 'desespalhar' o ruído composto. Em (11), \tilde{g}_λ pode ser visto como o coeficiente de canal, sendo o produto do coeficiente médio e a raiz quadrada da energia associada com o símbolo.
- 10 Estimação de canal convencional pode ser usada para estimar o coeficiente de canal. Retornando ao exemplo celular, se o canal for estimado usando um canal de piloto comum, o coeficiente de canal associado com os dados pode ser obtido por uma gradação apropriada, que em essência gradua pela raiz quadrada da relação das potências. Na ligação superior, o canal é estimado normalmente usando um sinal conhecido no canal de controle. Neste caso, a gradação relativa para o canal de dados é conhecida e pode ser usada para graduar a estimativa de canal do canal de controle para obter uma estimativa de canal para o canal de dados. Em (12), $R_{k,i}(t)$ pode ser visto como a correlação cruzada da forma de onda de espalhamento para símbolo k com a
- 15 forma de onda de espalhamento para símbolo i .
- 20

Um exemplo de diagrama de bloco do turbo-equalizador 18 é dado na Figura 4. Amostras recebidas de banda base são providas a um equalizador linear aumentado 50, que produz estimativas de símbolo z_k e possivelmente q_k estimativas (usadas com mais modulação de ordem mais alta), dependendo da modulação usada. As estimativas de símbolo são

25



providas a um desmodulador de bit 52. O desmodulador de bit 52 também
 recebe probabilidades de símbolo de um processador de probabilidade de
 símbolo 60 e informação extrínseca do decodificador 56 depois de reordenar
 por intercalador 58. O desmodulador de bit 52 usa estas coisas para produzir
 5 estimativas de bit modulado, que são providas ao desintercalador 54. O
 desintercalador 54 desintercala (reordena) as estimativas de bit modulado, em
 essência desfazendo a intercalação feita no transmissor. A informação
 desintercalada é provida ao decodificador 56. O decodificador 56 produz bits
 de informação decodificados para saída final e processamento de nível mais
 10 alto adicional como também informação relativa aos bits modulados. Esta
 informação é ajustada pelas estimativas de bit modulado de entrada para
 formar informação extrínseca associada com os bits modulados. A informação
 extrínseca do decodificador 56 é intercalada pelo intercalador 58 para
 produzir informação extrínseca intercalada, que é provida a um processador
 15 de probabilidade de símbolo 60 como também ao desmodulador de bit 52. O
 processador de probabilidade de símbolo 60 usa a informação extrínseca para
 produzir informação de probabilidade de símbolo.

O processador de probabilidade de símbolo 60 usa informação
 extrínseca de bit modulado do decodificador 56 para prover informação de
 20 probabilidade de símbolo modulada, que é tratada como informação anterior
 ou lateral pelo equalizador. Considere um símbolo particular s_k , que
 representa um conjunto de bits $\{b_0, b_1, \dots, b_q\}$, onde $q = \log_2(M) - 1$. Usando
 toda a informação de realimentação do decodificador 56, a probabilidade de
 símbolo é dada por:

$$\Pr(s_k = S_m) = \Pr(b_0 = B_0, \dots, b_q = B_q), \quad (15)$$

25 onde os valores de bit modulados B_0 por B_q correspondem a enviar símbolo
 de modulação S_m . Observe que (15) requer probabilidades conjuntas
 associadas com um subconjunto de bits que formam um símbolo. Com
 intercalação de símbolo, tal informação pode estar disponível. Com
 intercalação de bit, é razoável assumir que os bits são não relacionados, de



forma que nós podemos aproximar (15) com:

$$\Pr(s_k = S_m) \approx \Pr(b_e = B_e) \times \dots \times \Pr(b_q = B_q). \quad (16)$$

O decodificador 56 realimenta informação extrínseca sobre os bits modulados, que são tratados como relações de probabilidade log anteriores para cada bit, isto é:

$$V_d(b_j) = \log \frac{\Pr(b_j = 0)}{\Pr(b_j = 1)}, \quad (17)$$

5 onde subscrito "d" denota uma saída de decodificador 56. Estes podem ser convertidos em probabilidades de bit usando:

$$\Pr(b_j = 0) = \frac{e^{V(b_j)}}{1 + e^{V(b_j)}} = \frac{1}{1 + e^{-V(b_j)}} = 1 - \Pr(b_j = 1) \quad (18)$$

$$\Pr(b_j = 1) = \frac{e^{-V(b_j)}}{1 + e^{-V(b_j)}} = \frac{1}{1 + e^{V(b_j)}} = 1 - \Pr(b_j = 0). \quad (19)$$

Um diagrama de bloco do processador de probabilidade de símbolo 60 é dado na Figura 5. Informação extrínseca do decodificador de FEC 56 é usada pelo computador de probabilidade de bit 62 para computar 10 probabilidades de bit como descrito nas equações (18) e (19). Estas probabilidades de bit são providas ao calculador de probabilidade de símbolo 64, que computa informação de probabilidade de símbolo como descrito por equação (16).

15 De (10), a média, correlação e covariância da deterioração são dadas por:

$$\bar{u}_k = \sum_{i \neq k} h_{i,k} \bar{s}_i \quad (20)$$

$$R_k = \sum_{i \neq k} \sum_{m \neq k} \bar{s}_i \bar{s}_m^* h_{i,k} h_{m,k}^H + C_n \quad (21)$$

$$C_k = R_k - \bar{u}_k \bar{u}_k^H, \quad (22)$$

onde C_n denota a covariância de processo de ruído composto n_k em (10). O elemento desta matriz correspondendo a atrasos de dedo d_1 e d_2 é dado por:

$$C_n(d_1, d_2) = \frac{N_0}{N} \sum_{m=1-N}^{N-1} C_{0,0}(m) R_p(d_1 - d_2 + mT_c), \quad (23)$$

onde $C_{i,k}(m)$ é definido em (13). O termo \bar{s}_i denota o valor de símbolo médio, que pode ser expresso como:



$$\bar{s}_i = \sum_{m=0}^{M-1} \Pr(s_i = S_m) S_m, \quad (24)$$

onde $\Pr(S_i = S_m)$ é provido pelo computador de probabilidade de símbolo. O termo $\overline{s_i s_m^*}$ é a média do produto de um símbolo com o conjugado de outro e depende da probabilidade conjunta destes símbolos. Se informação de probabilidade conjunta estiver disponível, pode ser usada para determinar $\overline{s_i s_m^*}$.

Tipicamente, informação de probabilidade conjunta não está disponível. Porém, devido à intercalação, é razoável assumir que os símbolos são independentes, de forma que:

$$\overline{s_i s_m^*} = \begin{cases} \bar{s}_i \bar{s}_m^* & m \neq i \\ |s_i|^2 & m = i \end{cases}, \quad (25)$$

onde

$$|s_i|^2 = \sum_{m=0}^{M-1} \Pr(s_i = S_m) |S_m|^2. \quad (26)$$

10 Com esta suposição, (21) se torna:

$$R_k = \sum_{i \neq k} |s_i|^2 h_{i,k} h_{i,k}^H + \sum_{i \neq k} \sum_{m \neq k, m \neq i} \bar{s}_i \bar{s}_m^* h_{i,k} h_{m,k}^H + C_n. \quad (27)$$

Substituindo (20) e (27) em (22), dá:

$$C_k = \sum_{i \neq k} (|s_i|^2 - |\bar{s}_i|^2) h_{i,k} h_{i,k}^H + C_n. \quad (28)$$

Com desmodulação tradicional, todos os valores de símbolo são assumidos equiprovavelmente. Com constelações de sinal simétricas, isto resulta em $\bar{s}_i = 0$. Porém, com turbo-equalização, o decodificador pode prover informação lateral sobre probabilidades de símbolo, que podem ser tratadas como informação anterior. Nesta situação, \bar{s}_i pode ser não zero. Com equalização linear aumentada, probabilidades log de símbolo são formadas para um símbolo particular s_k , tratando informação da unidade de decodificação como informação anterior sobre os símbolos interferentes $\{s_i; i \neq k\}$. Informação de decodificador relativa a s_k não é incluída para evitar "contagem dupla" de tal informação ao alimentar a saída do equalizador linear



50 ao decodificador 56.

Especificamente, o equalizador linear aumentado 50 forma estimativas de símbolo z_k e q_k dadas por:

$$z_k = \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{y}}_k \quad (29)$$

$$q_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{k,k} \quad (30)$$

onde

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{y}_k - \bar{\mathbf{u}}_k \quad (31)$$

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{C}_k^{-1} \mathbf{h}_{k,k} \quad (32)$$

5 Em (31), uma estimativa de interferência $\bar{\mathbf{u}}_k$ é subtraída dos valores 'desespalhados' de tráfego para formar valores 'desespalhados' de tráfego modificados. Estes valores 'desespalhados' de tráfego modificados são então combinados em (29) para formar a estimativa de símbolo.

10 O vetor de pesos de combinação \mathbf{w}_k em (29) depende de uma matriz de covariância de deterioração e uma resposta de canal. A resposta de covariância de deterioração e canal depende dos códigos de espalhamento sendo usados. Além disso, a matriz de covariância de deterioração depende de valores médio e médio quadrado de símbolo (veja (28)), que dependem da realimentação de decodificador 56 relativa aos símbolos interferentes (veja 15 (24) e (26)).

20 A subtração de $\bar{\mathbf{u}}_k$ em (31) pode ser interpretada como uma forma de "cancelamento de interferência suave". Realimentação de informação extrínseca da unidade de decodificador 56 é usada para determinar valores de símbolo médios, que são então subtraídos da saída do equalizador ao decodificador 56.

25 Um diagrama de bloco de uma implementação de exemplo do equalizador linear aumentado é mostrado na Figura 6, que inclui um receptor de Rake generalizado. Amostras de banda base são providas a uma unidade de colocação de dedo 72, que determina onde colocar os dedos de Rake em atraso baseado em atrasos de sinal e atrasos úteis para supressão de

interferência. Estes atrasos determinam como 'desespalhar' os dados na unidade de correlação 70. Um processador de peso aumentado 74 computa pesos de combinação (w) para os atrasos determinados pela unidade de colocação de dedo 72 usando as amostras recebidas e estimativas de canal globais (h) de um estimador de canal global 75. Uma unidade de correlação 70 'desespalha' as amostras de banda base para os atrasos providos pela unidade de colocação de dedo. Finalmente, os valores 'desespalhados' são combinados em um combinador ponderado 80 usando os pesos de combinação providos pelo processador de peso aumentado 74 para produzir estimativas de símbolo.

O processador de peso aumentado 74 computa os pesos de combinação para cada período de símbolo e cada iteração ou passagem do turbo-equalizador de acordo com (32). Informação de probabilidade de símbolo também é usada por processador de peso 74 para determinar produtos de símbolo médios de acordo com (26) e (25). Estes são então usados para determinar uma covariância de deterioração de acordo com (28). O processador de peso 74 também computa uma estimativa de acordo com (30), se precisado.

Os valores 'desespalhados' são providos a uma unidade de subtração de interferência suave 76. A unidade de subtração 76 determina valores de símbolo médios de acordo com (24). Estes valores de símbolo médios são graduados por uma estimativa de canal global (h) provida pelo estimador de canal global 75 (veja (20)) e subtraídos do valor 'desespalhado' de acordo com (31) para formar valores 'desespalhados' modificados. Dependendo da forma dos valores, um tipo diferente de operação que não subtração poderia ser executado para remover os valores de símbolo médios. O ponto principal é que a unidade 76 remove a interferência suave dos valores 'desespalhados'. Os valores 'desespalhados' modificados são combinados em um combinador ponderado 80 usando os pesos de combinação para produzir



uma estimativa de símbolo.

Subtração/remoção de interferência suave pode ser executada antes de combinação como mostrado na Figura 6. Como estas operações são lineares, subtração pode ser executada depois de combinação. Para fazer isto, a estimativa de interferência suave seria combinada primeiro usando os pesos de combinação de processador de peso 74 para formar uma estimativa de interferência combinada. Os valores 'desespalhados' de unidade de correlação 70 seriam combinados diretamente em combinador ponderado 80 para produzir uma estimativa de símbolo inicial. Uma estimativa de símbolo final seria gerada subtraindo a estimativa de interferência combinada da estimativa de símbolo inicial.

Detalhes adicionais da unidade de subtração de interferência suave 76 são descritos agora junto com o diagrama de bloco de função mostrado na Figura 7. Uma unidade de combinador 77 recebe valores 'desespalhados' y_k da unidade de correlação 70. O combinador 77, de acordo com (31), subtrai a estimativa de interferência \bar{u}_k para produzir valores 'desespalhados' modificados \tilde{y}_k . Para calcular a estimativa de interferência, um computador de símbolo médio 79 computa um valor de símbolo médio \bar{s}_i de acordo com a equação (24) usando informação de probabilidade de símbolo. O valor de símbolo médio é provido a um estimador de interferência composta 78, que também recebe as estimativas de canal globais $h_{i,k}$ e gera a estimativa de interferência \bar{u}_k de acordo com equação (20).

Ambos o processador de peso aumentado 74 e a unidade de subtração 76 se confiam em estimativas de canal globais, denotadas $h_{i,k}$. Um diagrama de bloco do estimador de canal global 75 é mostrado na Figura 8. Amostras de banda base são 'desespalhadas' na unidade de correlação de piloto 82. Estes valores 'desespalhados' de piloto são usados pelo estimador de canal 84 para formar estimativas de canal, em essência valores g . Em um combinador 86, estes valores de g são combinados com valores de correlação

de forma de onda de espalhamento para produzir estimativas de canal globais (h) como descrito na equação (11). A unidade de correlação de forma de onda de espalhamento 88 determina correlações de forma de onda de espalhamento $R_{i,k}(t)$ a vários atrasos t . Estes correspondem a valores de auto-correlação se a forma de onda de espalhamento estiver correlatada com si mesmo. Caso contrário, eles são valores de correlação cruzada. As mesmas estimativas de canal podem ser armazenadas e reusadas para computar múltiplos valores de correlação. Se o número de possíveis códigos de espalhamento for pequeno bastante, os valores de correlação podem ser pré-computados e armazenados em uma tabela.

Para reduzir complexidade, certas aproximações podem ser feitas que não impactam desempenho significativamente. Uma aproximação é simplificar a formação de peso de combinação. De (32), correlações cruzadas de código são precisadas para formar C_k , e autocorrelações de código são precisadas para formar $h_{k,k}$. Uma aproximação é calcular em média uma ou ambas destas quantidades através do embaralhamento aleatório usado na maioria dos sistemas.

Primeiro, considere calcular em média $h_{k,k}$ através do embaralhamento aleatório. Isto simplifica a operação do estimador de canal global quando $h_{k,k}$ é computado ($h_{i,k}$ ainda seria computado como descrito anteriormente para a unidade de subtração). De (11), assumindo $k = 0$, a j -ésima fila de $h_{0,0}$ se torna:

$$h_{0,0}(j) \approx \bar{h}_{0,0}(j) = \sum_{l=0}^{L-1} \bar{g}_l R_p(d_j - \tau_l). \quad (33)$$

Assim, com respeito à Figura 8, a unidade de correlação de forma de onda de espalhamento 88 computaria valores de autocorrelação médios para a forma de onda de espalhamento que são simplesmente valores de autocorrelação de forma de pulso que podem ser pré-computados e armazenados.

A seguir, considere calcular em média C_k através do

embaralhamento aleatório. Em (28), a j_1 -ésima fila e j_2 -ésima coluna de termos $h_{i,k} h_{i,k}^H$ é substituído por:

$$E\{h_{i,0}(j_1)h_{i,0}(j_2)^*\} = \begin{cases} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell \tilde{g}_q^* X_1(\ell, q), & i'(i) \neq 0 \\ \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell \tilde{g}_q^* X_2(\ell, q), & i'(i) = 0 \end{cases} \quad (34)$$

onde

$$X_1(\ell, q) = \sum_{m=1-N}^{N-1} \left(\frac{N - |m|}{N^2} \right) R_p(t_1 + mT_c) R_p^*(t_2 + mT_c) \quad (35)$$

$$X_2(\ell, q) = \sum_{m=1-N, m \neq 0}^{N-1} \left(\frac{N - |m|}{N^2} \right) R_p(t_1 + mT_c) R_p^*(t_2 + mT_c) \quad (36)$$

$$t_1 = d_{j_1} - i'(i)T - \tau_\ell \quad (37)$$

$$t_2 = d_{j_2} - i'(i)T - \tau_q \quad (38)$$

Os símbolos podem ser divididos em grupos (mesmo período de símbolo ou valor $i'(i)$, multi-código diferente), que terá o mesmo termo de produto exterior médio.

Ao usar (33), alguém está ignorando efetivamente interferência do símbolo com si mesmo, devido a autocorrelação imperfeita da forma de onda de espalhamento. Este termo pode ser tratado como ruído colorido adicional. Fixando i a zero em (11) dá:

$$h_{0,0}(j) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell R_{0,0}(d_j - \tau_\ell) \quad (39)$$

Substituindo (12) em (39) e usando (33) dá:

$$\begin{aligned} h_{0,0}(j) &= \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell \sum_{m=1-N}^{N-1} C_{k,i}(m) R_p(d_j - \tau_\ell + mT_c) \\ &= \bar{h}_{0,0}(j) + \check{h}_{0,0}(j) \end{aligned} \quad (40)$$

onde

$$\check{h}_{0,0}(j) = \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{L-1} \tilde{g}_\ell \sum_{m=1-N, m \neq 0}^{N-1} C_{k,i}(m) R_p(d_j - \tau_\ell + mT_c) \quad (41)$$

Substituindo (40) em (9) dá origem a um termo de deterioração adicional $h_{0,0}(j)_{s_0}$, que pode ser tratado como ruído colorido adicional, (dobrado em C_n).

Uma expressão para a covariância devido a este termo é dada por:

$$R_{SI}(d_1, d_2) = E\{|s_0(0)|^2 h_2(d_1) h_2^*(d_2)\} = \frac{1}{N^2} \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{q=0}^{L-1} \hat{g}_\ell \hat{g}_q^* \sum_{m=1-N, m \neq 0}^{N-1} (N - |m|) \times \dots \quad (42)$$



Uma aproximação adicional é simplesmente expressar C_k como a soma de um termo de interferência e um termo de ruído usando expressões de G-Rake padrão. Um termo de gradação dependente de iteração adicional pode ser introduzido em frente do termo de interferência que está fixado a 1 para a primeira passagem, então diminui gradualmente quando realimentação do decodificador se torna mais confiante. Isto dá:

$$C_k = C = q(0) C_1 + C_n \quad (43)$$

onde $q(0)$ é o termo de gradação para iteração 0. Com mais confiança na estimação do termo de cancelamento de interferência, a incerteza restante diminui. C_1 e C_n podem incluir fatores de gradação aprendidos adaptavelmente α e β .

Um termo de gradação pode ser fixado à diferença entre o valor quadrado médio dos símbolos modulados assumindo símbolos equiprováveis e o quadrado do valor médio dos símbolos modulados baseado nas probabilidades de símbolo determinadas do decodificador. Quando o decodificador está 100% certo dos valores de símbolo, então esta diferença se torna zero, assumindo que todos os possíveis valores de símbolo modulados aparecem igualmente freqüentemente no bloco transmitido. Uma abordagem semelhante pode ser derivada substituindo $(\bar{S}_i^2 - \bar{g}_i^2)$ com um valor médio, calculado em média através de i . Assumindo N_s símbolos, o termo de gradação se torna:

$$q(0) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} (|s_i|^2 - |\bar{s}_i|^2), \quad (44)$$

onde as probabilidades usadas para gerar \bar{s}_i^2 e s_i^2 são tomadas de iteração 0 - 1.

O termo de gradação pode ser simplificado a unidade para a primeira passagem e zero para a segunda passagem. Alternativamente, uma

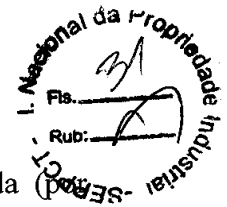


tabela fixa de termos como uma função de iteração pode ser usada (exemplo, 1, 0,8, 0,5). Também pode ser aceitável para deixar o termo de graduação como unidade para todas as passagens. Em qualquer caso, realimentação do decodificador 50 é então só usada para subtração de interferência suave. Também, se só um ou dois vetores de peso forem considerados, estes podem ser aplicados separadamente aos dados e termo de cancelamento de interferência. Enquanto o anterior deve ser executado a cada iteração, o primeiro pode ser armazenado e reusado.

Outras abordagens também podem ser usadas. Por exemplo, uma abordagem de algoritmo M pode ser usada para evitar computar todas as probabilidades condicionais. Na primeira passagem, não há nenhuma realimentação de decodificador. Neste caso, é razoável para assumir valores de símbolo equiprováveis. Além disso, se o esquema de modulação for simétrico no plano complexo, então $\bar{s}_1 = 0$. Isto simplifica a média e covariância da deterioração a:

$$\bar{\mathbf{u}}_k = \mathbf{0} \quad (45)$$

$$\mathbf{C}_k = \sum_{i \neq k} \mathbf{h}_{i,k} \mathbf{h}_{i,k}^H + \mathbf{C}_n \quad (46)$$

O equalizador se torna um G-Rake específico de código neste caso. Outras formas de desmodulação de primeira passagem podem ser usadas, tal como recepção de G-Rake convencional ou equalização de chip. O desmodulador de bit 52 toma o símbolo e q_k estimativas do equalizador linear aumentado 50, informação de probabilidade de símbolo do processador de probabilidade de símbolo 60, e informação extrínseca do decodificador 56 e produz estimativas de bit modulado suaves. Uma abordagem de Log-MAP é uma abordagem de exemplo preferida.

Para um bit particular b_i , no conjunto de bits que s_k representa, nós podemos dividir os possíveis valores de símbolo em dois conjuntos, conjunto $Q_0(i)$ correspondendo ao i -ésimo bit sendo 0 (+1) e $Q_1(i)$

correspondendo ao i -ésimo bit sendo 1 (-1). Então, a relação de probabilidade para esse bit é dada por:

$$LR(b_i) = \frac{\sum_{m \in Q_0(i)} \exp[U_{m,k}] \Pr(s_k = S_m)}{\sum_{m \in Q_1(i)} \exp[U_{m,k}] \Pr(s_k = S_m)}, \quad (47)$$

onde

$$U_{m,k} = 2\text{Re}\{S_m^* z_k\} - |S_m|^2 q_k \quad (48)$$

é uma métrica de símbolo.

5 O termo $\Pr(s_k = S_m)$ em (47) é computado da realimentação relativa aos bits que incluem s_k como descrito anteriormente. Toda a informação de realimentação é usada em computar este termo. Um ajuste é feito em desmodulador de bit 52 de forma que contagem dupla seja evitada em segunda e passagens subsequentes. Também, é mais conveniente para a

10 estimativa de bit ser dada em forma de log. Tomando o log de (47), incluindo o ajuste, e adicionando índice 0 para clarificar número de iteração dá:

$$V_e(b_i, o) = \log \left(\sum_{m \in Q_0(i)} \exp[U_{m,k}] \Pr(s_k = S_m) \right) - \log \left(\sum_{m \in Q_1(i)} \exp[U_{m,k}] \Pr(s_k = S_m) \right) - V_d(b_i, o - 1), \quad (49)$$

onde subscrito "e" denota informação baseada na saída de equalizador.

Se desejado, uma abordagem de max dual pode ser usada para aproximar (49) como:

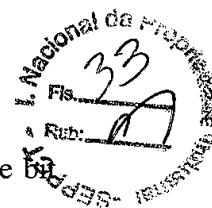
$$V_e(b_i, o) \approx \max_{m \in Q_0(i)} \{U_{m,k} + \log[\Pr(s_k = S_m)]\} - \max_{m \in Q_1(i)} \{U_{m,k} + \log[\Pr(s_k = S_m)]\} - V_d(b_i, o - 1). \quad (50)$$

15 Outras abordagens padrão também podem ser usadas.

Um diagrama de bloco do desmodulador de bit 52 é mostrado na Figura 9.

20 Estimativas de símbolo e q_k estimativas são providas do equalizador linear aumentado 50. Um computador de métrica de símbolo 90 usa estas entradas para formar métricas de símbolo como descrito na equação (48). Estas métricas de símbolo são providas a um computador de relação de probabilidade de log de bit (LLR) 92. Informação extrínseca do decodificador





56 também é provida ao computador de bit de LLR 92. O computador de bit de LLR 92 usa estas entradas para produzir estimativas de bit modulado como descrito em (49) ou (50).

Com modulação de QPSK, o segundo termo em (48) se torna independente de hipótese. Omitindo este termo dá:

$$U_{m,k} = 2\text{Re}\{S_m^* Z_k\}. \quad (51)$$

A LLR para a bit em fase (I) pode ser mostrada ser:

$$\text{LLR}(b_I) = 4\text{Re}\{z_k\} \quad (52)$$

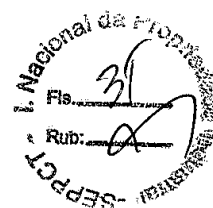
Semelhantemente, o bit de quadratura (Q) pode ser recuperado tomando a parte imaginária, em lugar da parte real, em (52). O fator "4" é uma graduação fixa que pode ser omitida (52) para decodificadores insensíveis a um fator de graduação comum, que normalmente é o caso. Neste caso, o desmodulador de bit pode ser muito mais simples. Entrada do processador de probabilidade de símbolo 60 e entrada do decodificador 56 não são precisadas. Também, o computador de métrica de símbolo 90 não é requerido. O computador de bit de LLR 92 pode usar simplesmente as estimativas de símbolo do equalizador linear aumentado 50 para computar estimativas de bit de acordo com (52) e sua contraparte para o bit Q.

Um modo para tratar BPSK é tratá-la como QPSK e apenas recuperar o bit em fase. Isto assume que a deterioração é circular. Quando o número de símbolos que contribuem significativamente para ISI é pequeno, esta pode não ser uma boa abordagem. Nesse caso, a deterioração pode ser tratada como não circular, e os componentes de recepção em fase e quadratura são tratados como sinais de entrada reais separados. Com modulação de ordem mais alta, há freqüentemente simetrias que podem ser usadas para simplificar cálculo de probabilidade de símbolo e outras operações. Veja, por exemplo, Pedido de Patente US comumente nomeado serial N° 10/746.434 intitulado, "Fast soft value computation methods for Gray-mapped QAM", depositado em 24 de dezembro de 2003, incorporado aqui por referência.



Com decodificação de MAP ou MLSE tradicional, os bits suaves providos pelo desmodulador são usados para determinar as probabilidades de bit de informação ou probabilidades de seqüência de informação. Com turbo-equalização, o decodificador 56 também deve gerar relações de probabilidade associadas com os bits modulados. Um ajuste ocorre, de forma que os valores suaves de entrada sejam subtraídos das relações de probabilidade de log de bit moduladas geradas pelo decodificador para capturar só a informação aprendida do processo de decodificação. A informação extrínseca resultante é então realimentada ao processo de desmodulação. Tal decodificador pode ser projetado para uma variedade de códigos, incluindo turbo-códigos, códigos de LDPC e códigos de convolução. É adicionada complexidade para computar as relações de probabilidade de log de bit moduladas. Quando o decodificador 56 for um turbo-decodificador ou decodificador de LDPC, pode ser importante quantas repetições ("passagens") de turbo-decodificação são executadas antes de realimentar informação ao equalizador. A abordagem preferida é correr cada decodificador constituinte por só uma passagem, embora múltiplas passagens possam ser usadas. Isto impede o decodificador de se prender em uma solução incorreta cedo demais no processo de turbo-equalização.

Concretizações de exemplo onde o decodificador 56 é um turbo-decodificador são apresentadas agora. Uma primeira concretização de exemplo de um turbo-decodificador 56' mostrado na Figura 10 usa uma abordagem serial para decodificação de código de componente. Estimativas de bit modulado desintercaladas do desintercalador (DI) 54 são providas a uma unidade de desmultiplexação e descasamento de taxa 94. Unidade 94 divide as estimativas de bit em três fluxos correspondendo aos fluxos sistemáticos (os bits de informação), paridade 1 (P1) e paridade 2 (P2) do turbo-codificador no transmissor 11. Descasamento de taxa também é executado, que envolve 'desperfurar' e/ou não repetir (repetições de



combinação).

Os bits sistemáticos e os bits de paridade 1 são providos a um primeiro decodificador suave 1 (96), que executa decodificação em componente 1 do turbo-código. Decodificador suave 1 produz informação de probabilidade relativa às estimativas de bit modulado usando abordagens padrão. Os valores de probabilidade de paridade 1 associados com os bits P1 são ajustados em unidade de ajuste 1 (98) para produzir informação extrínseca para os bits de paridade 1. Por exemplo, quando quantidades são expressas em termos de relações de probabilidade de log, então a unidade de ajuste 98 subtrai as entradas de paridade 1 para o decodificador 56' das saídas de paridade 1 correspondentes do decodificador 96 para produzir os valores extrínsecos.

A informação de probabilidade correspondendo aos bits sistemáticos é provida uma unidade de intercalação (unidade I) 100, que intercala os bits de acordo com o esquema de intercalação de transmissão para produzir valores de bit sistemáticos suaves intercalados. Estes valores, junto com valores de paridade 2 são providos a um decodificador suave 2 (104). Decodificador suave 2 executa decodificação em componente 2 do turbo-código e produz informação suave relativa a bits modulados. Estes valores são ajustados em unidade de ajuste 2 (106) e unidade de ajuste 3 para produzir informação extrínseca para ambos os bits sistemáticos e de paridade 2, respectivamente. Os bits sistemáticos de saída são ajustados por bits sistemáticos que foram intercalados por uma unidade I 102.

A informação extrínseca para os bits sistemáticos é desintercalada na unidade DI 110. Estes valores extrínsecos desintercalados para os bits sistemáticos, os valores extrínsecos para os bits de paridade 1, e os valores extrínsecos para os bits de paridade 2 são providos ao multiplexador e unidade de casamento de taxa 112. Unidade 112 multiplexa os três fluxos juntos e executa casamento de taxa (perfuração e repetição)



como precisado. Embora não mostrado, depois da última operação de decodificador, o decodificador 56' produz saídas padrão correspondendo aos bits de informação. Informação de bit modulada extrínseca não precisa ser então produzida.

5 Uma segunda concretização de exemplo de um turbo-decodificador 56" é mostrada na Figura 11, que usa uma abordagem paralela para decodificação de código de componente. Estimativas de bit modulado intercaladas do desintercalador (D1) 54 são providas à unidade de desmultiplexação e descasamento de taxa 94. Os bits sistemáticos e os bits de

10 paridade 1 são providos a decodificador suave 1, que executa decodificação em componente 1 do turbo-código e produz informação suave relativa aos bits modulados usando abordagens padrão. Estes valores suaves são ajustados em unidade de ajuste (98) 1 e uma nova unidade de ajuste 4 (116) para produzir

15 informação extrínseca para a paridade 1 e informação extrínseca parcial para os bits sistemáticos. Decodificador suave 2 executa decodificação em componente 2 do turbo-código e produz informação suave relativa aos bits modulados. Estes valores são ajustados em unidades de ajuste 2 e 3 para

20 produzir informação extrínseca para a paridade 2 e informação extrínseca parcial para os bits sistemáticos. A informação extrínseca parcial para os bits sistemáticos é desintercalada na unidade DI 110 e adicionada à informação extrínseca parcial para os bits sistemáticos de unidade de ajuste 4 em

25 combinador 114 para produzir informação extrínseca para os bits sistemáticos. A informação extrínseca para os bits sistemáticos de combinador 114, a informação extrínseca para os bits de paridade 1 de ajuste 1, e a

 informação extrínseca para os bits de paridade 2 de ajuste 3 são providas à unidade de multiplexador e casamento de taxa 112. Unidade 112 multiplexa os três fluxos juntos e executa casamento de taxa (perfuração, repetição) como precisado. Novamente, embora não mostrada, a última passagem do decodificador 56" produz saídas padrão correspondendo aos bits de



informação. Informação de bit modulada extrínseca não precisa ser produzida nesta última passagem. A última passagem do decodificador 56, 56', e 56" depende do critério de parada. Critério padrão pode ser usado, tal como um número fixo de iterações ou um critério de detecção de erro tal como uma
5 verificação de CRC. É preferido que só um passagem do decodificador seja executada para evitar se prender em uma solução incorreta cedo no processo.

Um fluxograma de operações gerais para o turbo-equalizador 18 é mostrado na Figura 12. Uma etapa inicial S1, o sinal recebido é desmodulado, e estimativas de bit suaves são determinadas. Qualquer técnica
10 de equalização adequada pode ser usada para executar esta primeira etapa: G-Rake pode, mas não precisa ser usado. Os valores de estimativa de bit suave são desintercalados na etapa S2. Operações de decodificação no decodificador são usadas para produzir informação extrínseca de modem de bit e decisões de informação de bit na etapa S3. Uma decisão é tomada na etapa S4 se esta é
15 a última passagem de decodificador 56. Se esta for a última passagem de decodificador, operações de decodificação são executadas para produzir bits de informação codificados na etapa S5. Se não, intercalação de informação extrínseca de bit de modem é executada na etapa S6 e informação de probabilidade de símbolo é produzida na etapa S7. Equalização linear de nível
20 de símbolo aumentada é executada usando a informação de probabilidade de símbolo na etapa S8. Esta equalização linear aumentada inclui remover interferência usando a informação de probabilidade de símbolo. Estimativas de bit suaves são determinadas incluindo ajuste usando informação extrínseca de bit de modem provida do decodificador 56 na etapa S9. Controle retorna à desintercalação na etapa S3.
25

Um único sinal de usuário de multi-código recebido na presença de ruído composto foi assumido. Uma extensão é expressar o termo de covariância de ruído composto como a soma de termos de ruído branco e colorido. Na ligação superior, isto poderia modelar outro usuário de alta taxa

ou alguma outra forma de interferência. Na ligação inferior, isto poderia modelar outros usuários de própria célula ou interferência de outra célula. Por exemplo, para o caso de só um termo de ruído colorido, C_n pode ser substituído com $C_n + C_1$.

5 Múltiplas antenas de recepção também podem ser consideradas. A maioria das equações permanece a mesma se um dedo de Rake tiver ambos um atraso e uma antena associada com isto. Algumas das equações específicas precisam ser estendidas, mas isto é bem compreendido. Múltiplas antenas de transmissão, tal como diversidade de transmissão de malha aberta ou fechada na ligação inferior também podem ser consideradas. A extensão é direta

10 baseado em como G-Rake foi estendido para operar estas situações.

 Enquanto mais simples do que equalização não linear, a forma linear requer conhecimento de código de espalhamento para computar pesos de combinação e um termo de cancelamento de interferência. Devido ao uso

15 de seqüências de embaralhamento longas, estas quantidades são re-computadas todos período de símbolo. Além disso, durante o processo de turbo-equalização, estas quantidades deveriam ser re-computadas toda iteração. Pode ser razoável aproximar a solução formando pesos de combinação que não dependem diretamente de probabilidades de símbolo.

20 Embora várias concretizações tenham sido mostradas e descritas em detalhes, as reivindicações não estão limitadas a qualquer concretização ou exemplo particular. Nenhum da descrição anterior deveria ser lida como implicando que qualquer elemento particular, etapa, gama, ou função seja essencial tal que deva ser incluída na extensão de reivindicações.

25 A extensão de assunto patenteado só está definida pelas reivindicações. A extensão de proteção legal está definida pelas palavras recitadas nas reivindicações permitidas e seus equivalentes. Nenhuma reivindicação é pretendida invocar parágrafo 6 de 35 USC § 112, a menos que as palavras "meios para" sejam usadas.

REIVINDICAÇÕES

1. Método para processar um sinal de banda base recebido de acesso múltiplo por divisão de código de sequência direta (DS-SS) para recuperar bits de informação, compreendendo as seis etapas abaixo, de A a F:

Etapa A:

- receber sinal de banda base de DS-SS que inclui ruído composto e símbolos transmitidos, cada símbolo transmitido incluindo um ou mais bits modulados;

Etapa B:

- formar um primeiro conjunto de estimativas de bit modulado baseado no sinal recebido, em que o primeiro conjunto de estimativas de bit modulado é formado usando um receptor de Rake generalizado (G-Rake); e

Etapa C:

- executar uma operação de decodificação usando o primeiro conjunto de estimativas de bit modulado para produzir informação extrínseca associada com os bits modulados;

o método **caracterizado** pelo fato de que inclui as etapas adicionais de:

Etapa D:

- para múltiplos atrasos do sinal recebido, executar uma operação de 'desespalhamento' usando o sinal de banda base recebido para produzir múltiplos valores 'desespalhados' correspondendo a um símbolo transmitido, em que o receptor de Rake generalizado produz estimativas de símbolo dos valores 'desespalhados', em que as estimativas de símbolo são usadas para produzir estimativas de bit modulado;

Etapa E:

- formar um segundo conjunto de estimativas de bit modulado usando valores 'desespalhados' e a informação extrínseca, em que a etapa de

formar dito segundo conjunto de estimativas de bit modulado inclui formar da informação extrínseca uma estimativa de interferência associada com um símbolo transmitido e remover a estimativa de interferência para produzir as segundas estimativas de bit modulado;

- formar um conjunto de pesos de combinação;

- realizar um dentre

remover a estimativa de interferência dos valores 'desespalhados' para produzir valores 'desespalhados' modificados e combinar ditos valores 'desespalhados' modificados usando os pesos de combinação para uso em prover uma estimativa de símbolo associada com o símbolo transmitido, ou

combinar os valores 'desespalhados' usando os pesos de combinação para uso em prover uma estimativa de símbolo associada com o símbolo transmitido e remover a estimativa de interferência da dita estimativa de símbolo associada com um símbolo transmitido;

- determinar os pesos de combinação baseado na informação extrínseca;

- usar dita informação extrínseca para formar probabilidades de símbolo correspondendo aos símbolos transmitidos, e determinar os pesos de combinação baseado nas probabilidades de símbolo; e

Etapa F:

- executar operações de decodificação usando o segundo conjunto de estimativas de bit modulado para produzir estimativas de bit de informação.

2. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que pelo menos algumas das operações de decodificação na etapa F) incluem operações de turbo-decodificação.

3. Método, de acordo com a reivindicação 2, **caracterizado** pelo fato de que as operações de turbo-decodificação incluem:

em uma passagem de turbo-decodificação, executar primeira e segunda operações de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir a informação extrínseca,

em que a informação extrínseca é então usada na etapa E) depois que a uma passagem de turbo-decodificação é completada.

4. Método, de acordo com a reivindicação 2, **caracterizado** pelo fato de que as operações de turbo-decodificação incluem:

em uma passagem de turbo-decodificação, executar primeira e segunda operações de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir a informação extrínseca,

em que a informação extrínseca é então usada na etapa E) depois que várias múltiplas passagens de turbo-decodificação foram completadas.

5. Método, de acordo com a reivindicação 2, **caracterizado** pelo fato de que as operações de turbo-decodificação incluem:

executar uma primeira operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir um primeiro conjunto de informação de probabilidade de bit modulado;

executar uma segunda operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado e o primeiro conjunto de informação de probabilidade de bit modulado para produzir um segundo conjunto de informação de probabilidade de bit modulado; e

formar informação extrínseca do primeiro e segundo conjuntos de informação de probabilidade de bit modulado.

6. Método, de acordo com a reivindicação 2, **caracterizado** pelo fato de que compreende ainda:

executar uma primeira operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir um primeiro conjunto de informação de probabilidade de bit modulado;

executar uma segunda operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir um segundo conjunto de informação de probabilidade de bit modulado; e

combinar o primeiro e segundo conjuntos de informação de probabilidade de bit modulado para produzir a informação extrínseca.

7. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que compreende ainda:

usar a informação extrínseca para formar um valor de símbolo médio para um símbolo transmitido interferente; e

usar o valor de símbolo médio para formar uma estimativa de interferência de uma interferência associada com o símbolo transmitido.

8. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que outro conjunto de pesos de combinação é usado na etapa B), o método adicionalmente compreendendo:

determinar o outro conjunto de pesos de combinação, diferente do um conjunto de pesos de combinação, baseado em estimativas de canal e uma estimativa de covariância de deterioração.

9. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que as etapas C) e E) são executadas mais de uma vez antes de executar a etapa F), em que C) opera no conjunto modulado de estimativas de bit de modem.

10. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que as estimativas de bit modulado correspondem a símbolos transmitidos enviados em paralelo em códigos de espalhamento diferentes.

11. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que as estimativas de bit modulado correspondem a símbolos transmitidos de modulação de ordem mais alta.

12. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato de que é usado em um receptor de rádio (22, 26).

13. Método, de acordo com a reivindicação 12, **caracterizado** pelo fato de que o receptor de rádio está em um rádio móvel (22).

14. Método, de acordo com a reivindicação 12, **caracterizado** pelo fato de que o receptor de rádio está em uma estação rádio base (26).

15. Método, de acordo com a reivindicação 12, **caracterizado** pelo fato de que o receptor de rádio inclui uma antena ou várias antenas, e em que o sinal de banda base é recebido na uma antena ou nas várias antenas.

16. Aparelho para processar um sinal de banda base recebido de acesso múltiplo por divisão de código de sequência direta (DS-CDMA) para recuperar bits de informação, compreendendo circuitos de processamento configurados para executar as seguintes seis tarefas, de A a F:

Tarefa A:

- receber o sinal de banda base de DS-CDMA que inclui ruído composto e símbolos transmitidos, cada símbolo transmitido incluindo um ou mais bits modulados;

Tarefa B:

- formar um primeiro conjunto de estimativas de bit modulado baseado no sinal recebido, em que os circuitos de processamento incluem um receptor de Rake generalizado (G-Rake) (70, 72, 74, 75, 80) para formar o primeiro conjunto de estimativas de bit modulado;

Tarefa C:

- executar uma operação de decodificação usando o primeiro conjunto de estimativas de bit modulado para produzir informação extrínseca associada com os bits modulados;

o aparelho **caracterizado** adicionalmente pelo fato de que compreende circuitos de processamento sendo configurados para executar as seguintes tarefas adicionais:

Tarefa D:

- para atrasos múltiplos do sinal recebido, executar operação de 'desespalhamento' usando o sinal de banda base recebido para produzir múltiplos valores 'desespalhados' correspondendo a um símbolo transmitido, em que os circuitos de processamento incluem um equalizador linear (50), que inclui o receptor de Rake generalizado, em que o equalizador linear é configurado para produzir estimativas de símbolo dos valores 'desespalhados' para uso em produzir estimativas de bit modulado;

Tarefa E:

- formar um segundo conjunto de estimativas de bit modulado usando valores 'desespalhados' e a informação extrínseca, em que os circuitos de processamento incluem um equalizador linear para executar a tarefa de formar um segundo conjunto de estimativas de bit modulado;
- em que o equalizador linear inclui um estimador de interferência (78) para formar uma estimativa de interferência associada com um símbolo transmitido da informação extrínseca e um removedor de interferência para remover a estimativa de interferência para produzir as segundas estimativas de bit modulado;
- em que o equalizador linear inclui um processador de peso (74) para formar um conjunto de pesos de combinação;
- em que o aparelho ainda compreende

ou um primeiro combinador (76) para remover a estimativa de interferência dos valores 'desespalhados' para produzir valores 'desespalhados' modificados e um segundo combinador (80) para combinar os ditos valores 'desespalhados' modificados usando os pesos de combinação para uso em prover uma estimativa de símbolo associada com o símbolo transmitido, ou

um primeiro combinador para combinar os valores 'desespalhados' usando os pesos de combinação para uso em prover uma estimativa de símbolo associada com o símbolo transmitido e um segundo combinador para remover a estimativa de interferência da dita estimativa de símbolo associada com um símbolo transmitido;

- em que o processador de peso é configurado para determinar os pesos de combinação baseado na informação extrínseca;

- em que os circuitos de processamento incluem um processador de probabilidade de símbolo (60) para usar a dita informação extrínseca para formar probabilidades de símbolo correspondendo aos símbolos transmitidos, em que o processador de peso é configurado para determinar os pesos de combinação baseado nas probabilidades de símbolo; e

Tarefa F:

- executar operações de decodificação usando o segundo conjunto de estimativas de bit modulado para produzir estimativas de bit de informação.

17. Aparelho, de acordo com a reivindicação 16, **caracterizado** pelo fato de que os circuitos de processamento incluem um turbo-decodificador (56', 56").

18. Aparelho, de acordo com a reivindicação 17, **caracterizado** pelo fato de que em uma passagem de turbo-decodificação, o turbo-decodificador é configurado para executar primeira e segunda operações de decodificação de

componente usando as estimativas de bit modulado para produzir a informação extrínseca,

em que os circuitos de processamento são configurados para usar a informação extrínseca na tarefa E) depois que a uma passagem de turbo-decodificação é completada.

19. Aparelho, de acordo com a reivindicação 17, **caracterizado** pelo fato de que em uma passagem de turbo-decodificação, o turbo-decodificador é configurado para executar primeira e segunda operações de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir a informação extrínseca,

em que os circuitos de processamento são configurados para usar a informação extrínseca na tarefa E) depois que várias passagens de turbo-decodificação são completadas.

20. Aparelho, de acordo com a reivindicação 17, **caracterizado** pelo fato de que o turbo-decodificador (56') é configurado para:

executar uma primeira operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir um primeiro conjunto de informação de probabilidade de bit modulado;

executar uma segunda operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado e o primeiro conjunto de informação de probabilidade de bit modulado para produzir um segundo conjunto de informação de probabilidade de bit modulado; e

formar informação extrínseca do primeiro e segundo conjuntos de informação de probabilidade de bit modulado.

21. Aparelho, de acordo com a reivindicação 17, **caracterizado** pelo fato de que o turbo-decodificador (56'') é configurado para:

executar uma primeira operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir um primeiro conjunto de informação de probabilidade de bit modulado;

executar uma segunda operação de decodificação de componente usando as estimativas de bit modulado para produzir um segundo conjunto de informação de probabilidade de bit modulado; e

combinar o primeiro e segundo conjuntos de informação de probabilidade de bit modulado para produzir a informação extrínseca.

22. Aparelho, de acordo com a reivindicação 16, **caracterizado** pelo fato de que o estimador de interferência (78) é configurado para:

usar a informação extrínseca para formar um valor de símbolo médio para um símbolo transmitido interferente; e

usar o valor de símbolo médio para formar uma estimativa de interferência de uma interferência associada com o símbolo transmitido.

23. Aparelho, de acordo com a reivindicação 16, **caracterizado** pelo fato de que outro conjunto de pesos de combinação é para uso em executar a tarefa B), e em que o processador de peso é configurado para determinar o outro conjunto de pesos de combinação, diferente do um conjunto de pesos de combinação, baseado em estimativas de canal de um canal através do qual os símbolos transmitidos foram transmitidos e uma estimativa de covariância de deterioração.

24. Aparelho, de acordo com a reivindicação 16, **caracterizado** pelo fato de que os circuitos de processamento são configurados para executar as tarefas C) e E) mais de uma vez antes de executar a tarefa F), em que a segunda tarefa C) opera no segundo conjunto de estimativas de bit modulado.

25. Aparelho, de acordo com a reivindicação 16, **caracterizado** pelo fato de que as estimativas de bit modulado correspondem a símbolos transmitidos enviados em paralelo em códigos de espalhamento diferentes.

26. Aparelho, de acordo com a reivindicação 16, **caracterizado** pelo fato de que as estimativas de bit modulado correspondem a símbolos transmitidos de modulação de ordem mais alta.

27. Aparelho, de acordo com a reivindicação 16, **caracterizado** pelo fato de que é usado em um receptor de rádio (22, 26).

28. Aparelho, de acordo com a reivindicação 27, **caracterizado** pelo fato de que o receptor de rádio está em um rádio móvel (22).

29. Aparelho, de acordo com a reivindicação 27, **caracterizado** pelo fato de que o receptor de rádio está em uma estação rádio base (26).

30. Aparelho, de acordo com a reivindicação 27, **caracterizado** pelo fato de que o receptor de rádio inclui uma antena ou várias antenas, e em que o receptor de rádio é configurado para receber o sinal de banda base na uma antena ou nas várias antenas.

31. Meio de armazenamento legível por computador compreendendo instruções para processar um sinal de banda base recebido de acesso múltiplo por divisão de código de sequência direta (DS-CDMA) para recuperar bits de informação, em que o meio de armazenamento compreende as seguintes seis instruções, de A a F, abaixo:

A) instruções para:

- receber o sinal de banda base de DS-CDMA que inclui ruído composto e símbolos transmitidos, cada símbolo transmitido incluindo um ou mais bits modulados;

B) instruções para:

- formar um primeiro conjunto de estimativas de bit modulado baseado no sinal recebido;

C) instruções para:

- executar uma operação de decodificação usando o primeiro conjunto de estimativas de bit modulado para produzir informação extrínseca associada com os bits modulados;

em que meio de armazenamento legível por computador é **caracterizado** pelo fato de que compreende:

D) instruções para:

- executar uma operação de 'desespalhamento', para múltiplos atrasos do sinal recebido, usando o sinal de banda base recebido para produzir múltiplos valores 'desespalhados' correspondendo a um símbolo transmitido, em que o receptor de Rake generalizado produz estimativas de símbolo dos valores 'desespalhados', e em que as estimativas de símbolo são usadas para produzir estimativas de bit modulado;

E) instruções para:

- formar um segundo conjunto de estimativas de bit modulado usando os valores 'desespalhados' e a informação extrínseca, em que a etapa de formar dito segundo conjunto de estimativas de bit modulado inclui formar da informação extrínseca uma estimativa de interferência associada com um símbolo transmitido e remover a estimativa de interferência para produzir as segundas estimativas de bit modulado;

- formar um conjunto de pesos de combinação;

- realizar um dentre

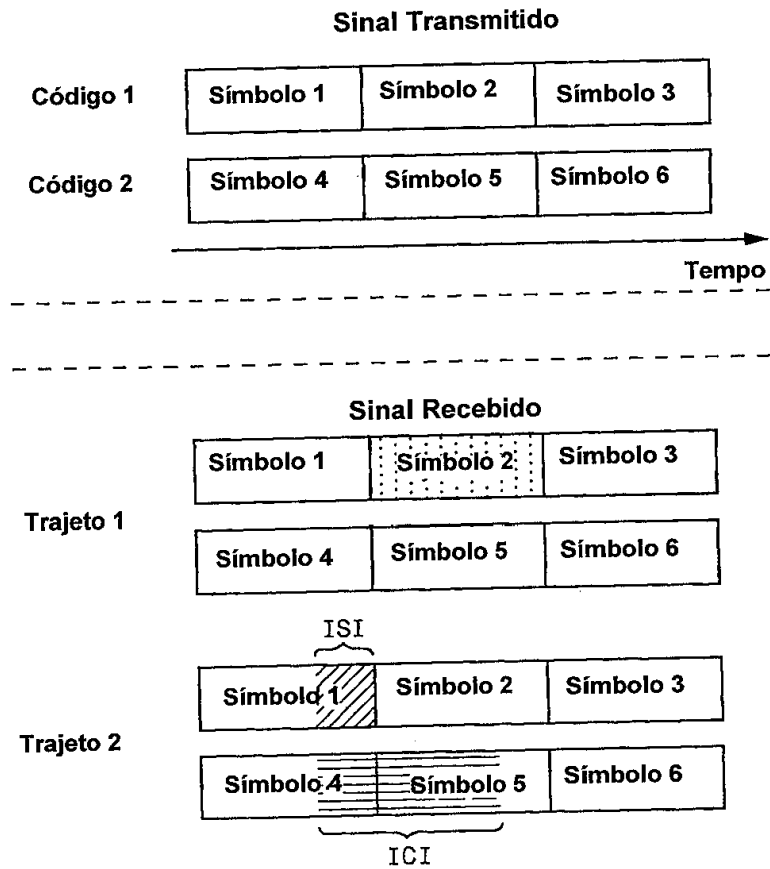
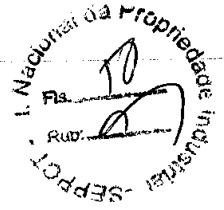
 - remover a estimativa de interferência dos valores 'desespalhados' para produzir valores 'desespalhados' modificados e combinar ditos valores 'desespalhados' modificados usando os pesos de

combinação para uso em prover uma estimativa de símbolo associada com o símbolo transmitido, ou combinar os valores 'desespalhados' usando os pesos de combinação para uso em prover uma estimativa de símbolo associada com o símbolo transmitido e remover a estimativa de interferência da dita estimativa de símbolo associada com um símbolo transmitido;

- determinar os pesos de combinação baseado na informação extrínseca;
- usar a informação extrínseca para formar probabilidades de símbolo correspondendo aos símbolos transmitidos, e determinar os pesos de combinação baseado nas probabilidades de símbolo; e

F) instruções para:

- executar operações de decodificação usando o segundo conjunto de estimativas de bit modulado para produzir estimativas de bit de informação.

*Fig. 1*

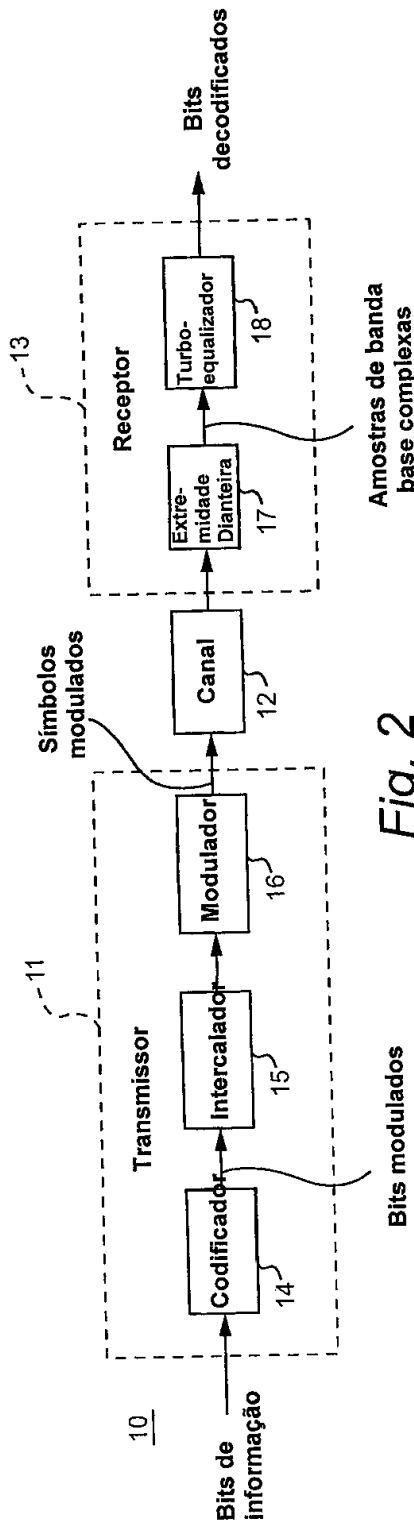


Fig. 2

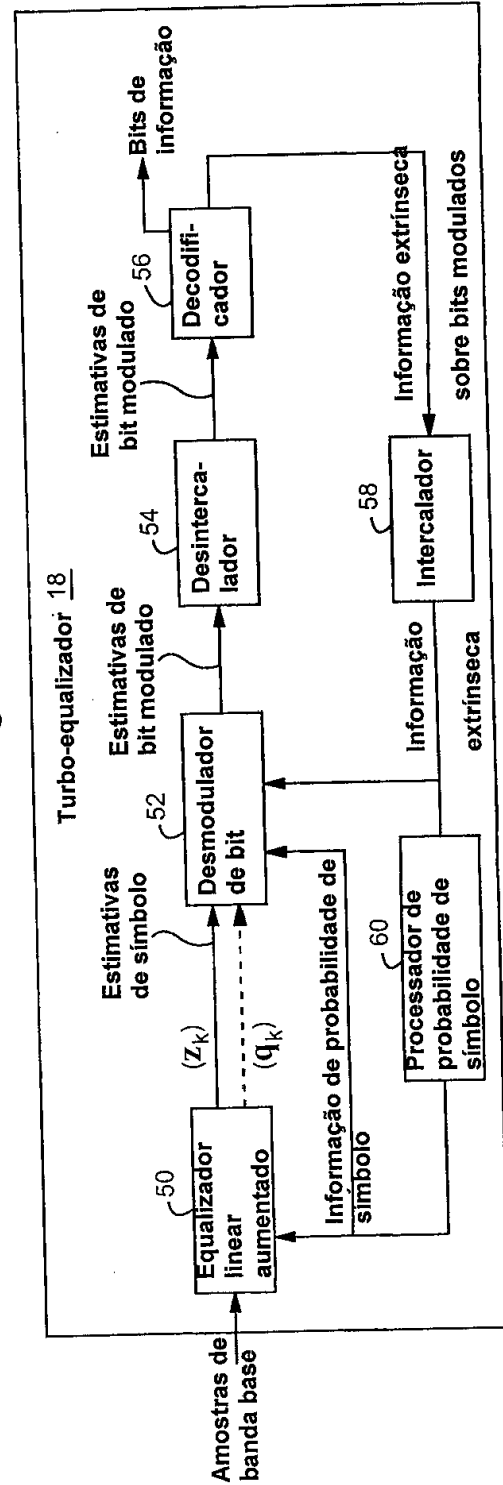


Fig. 4



Sistema de Comunicação Celular 20

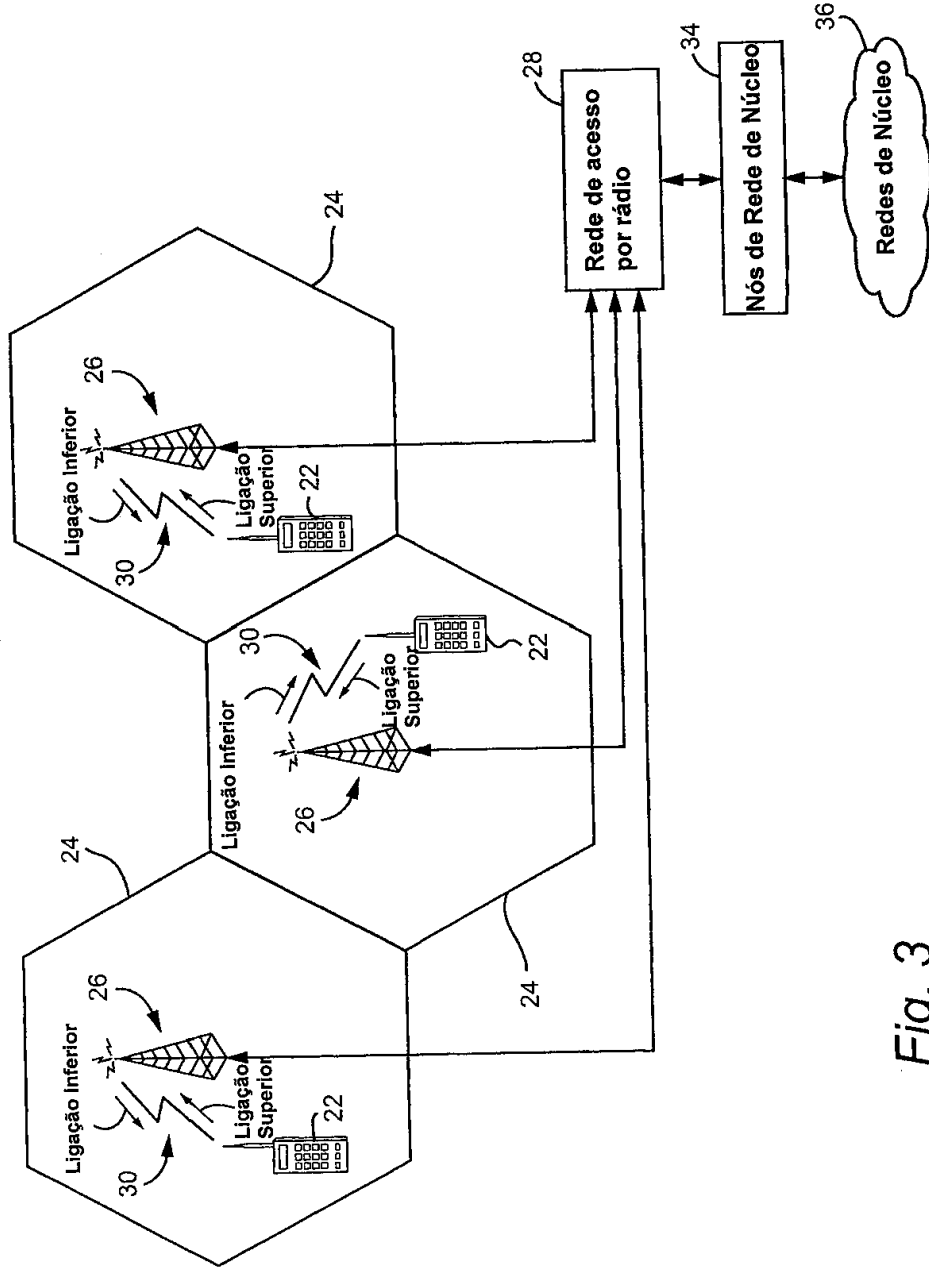


Fig. 3

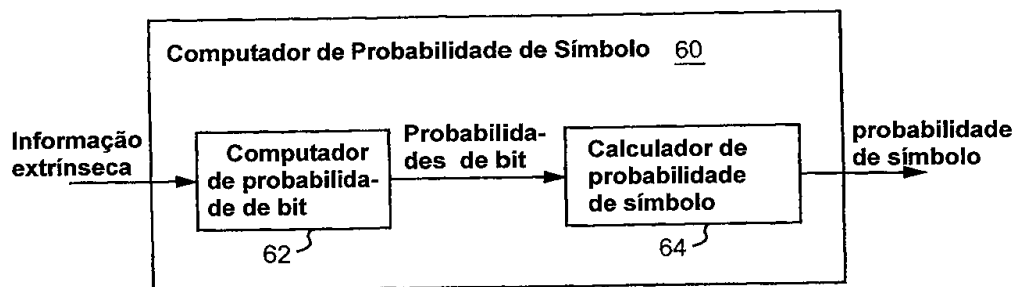


Fig. 5

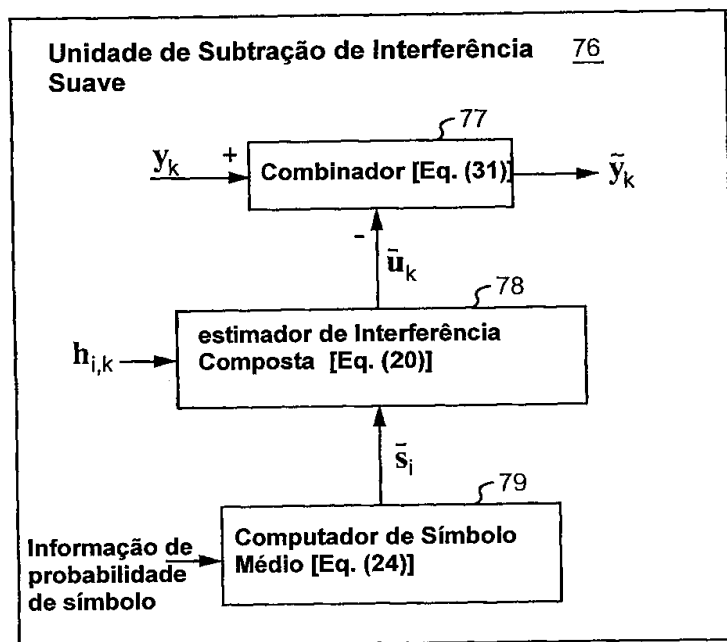
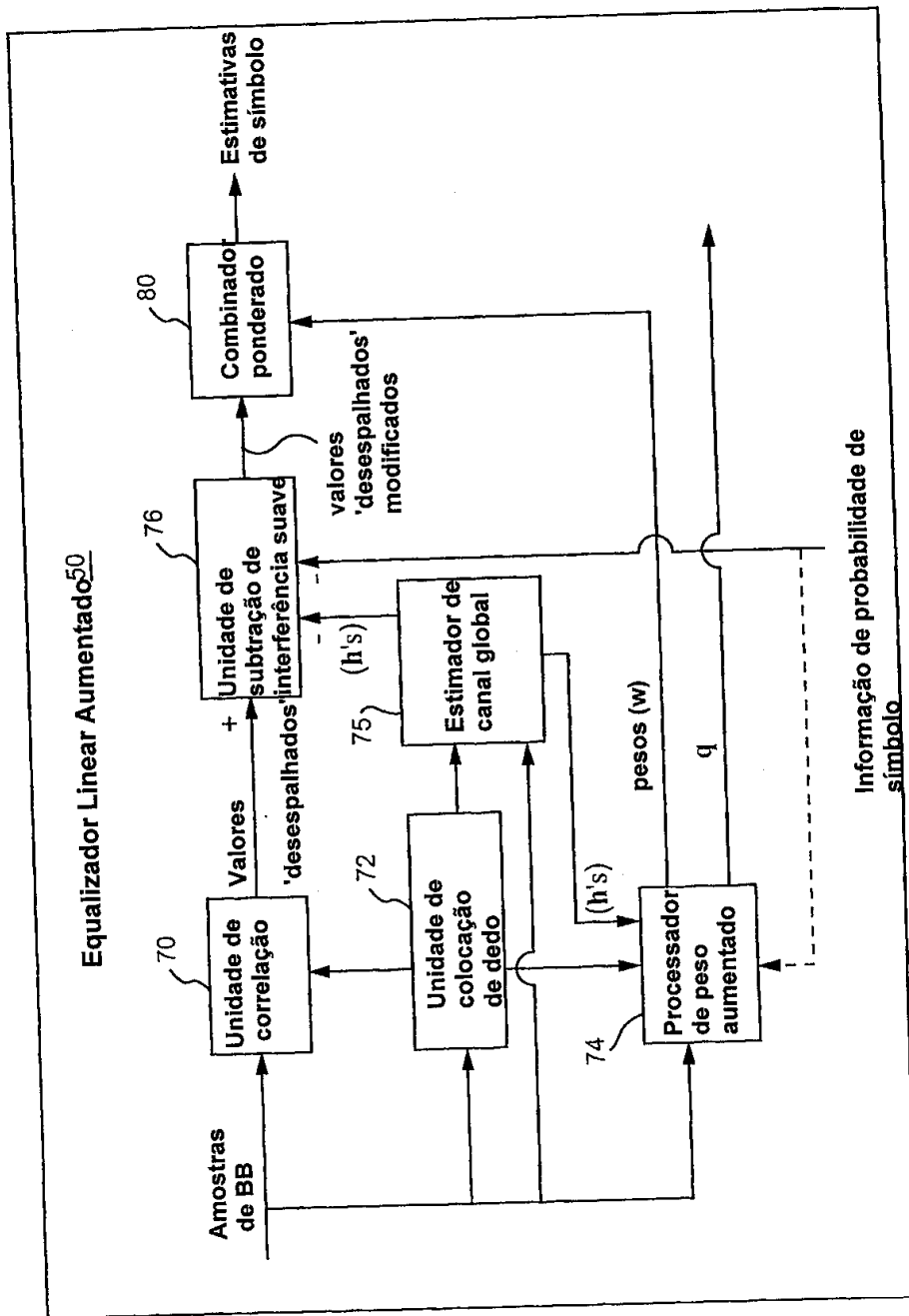


Fig. 7



Informação de probabilidade de símbolo

Fig. 6

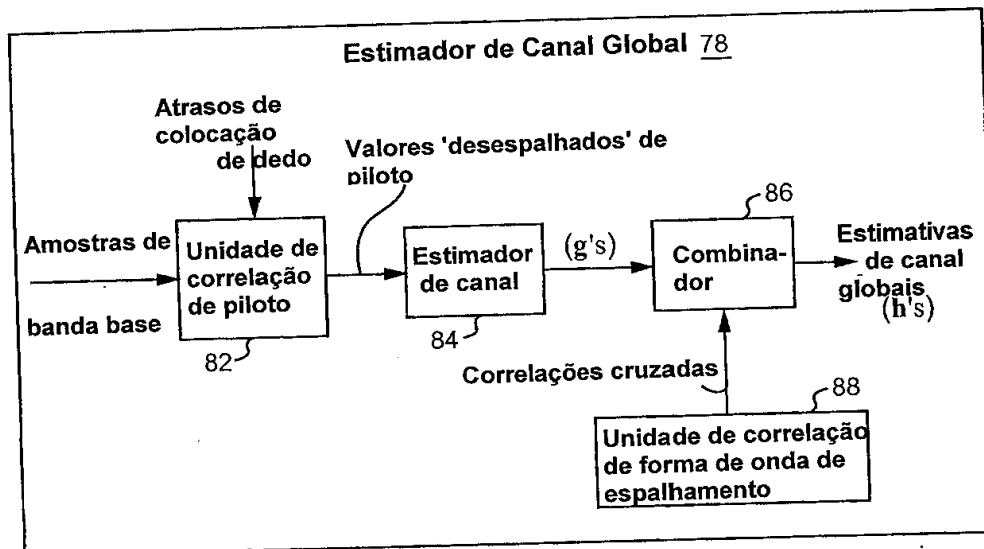


Fig. 8

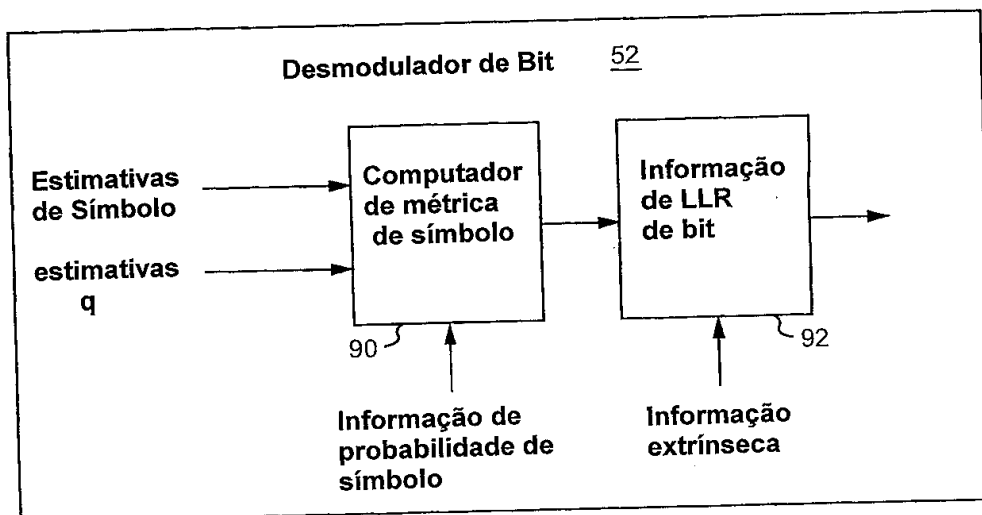


Fig. 9

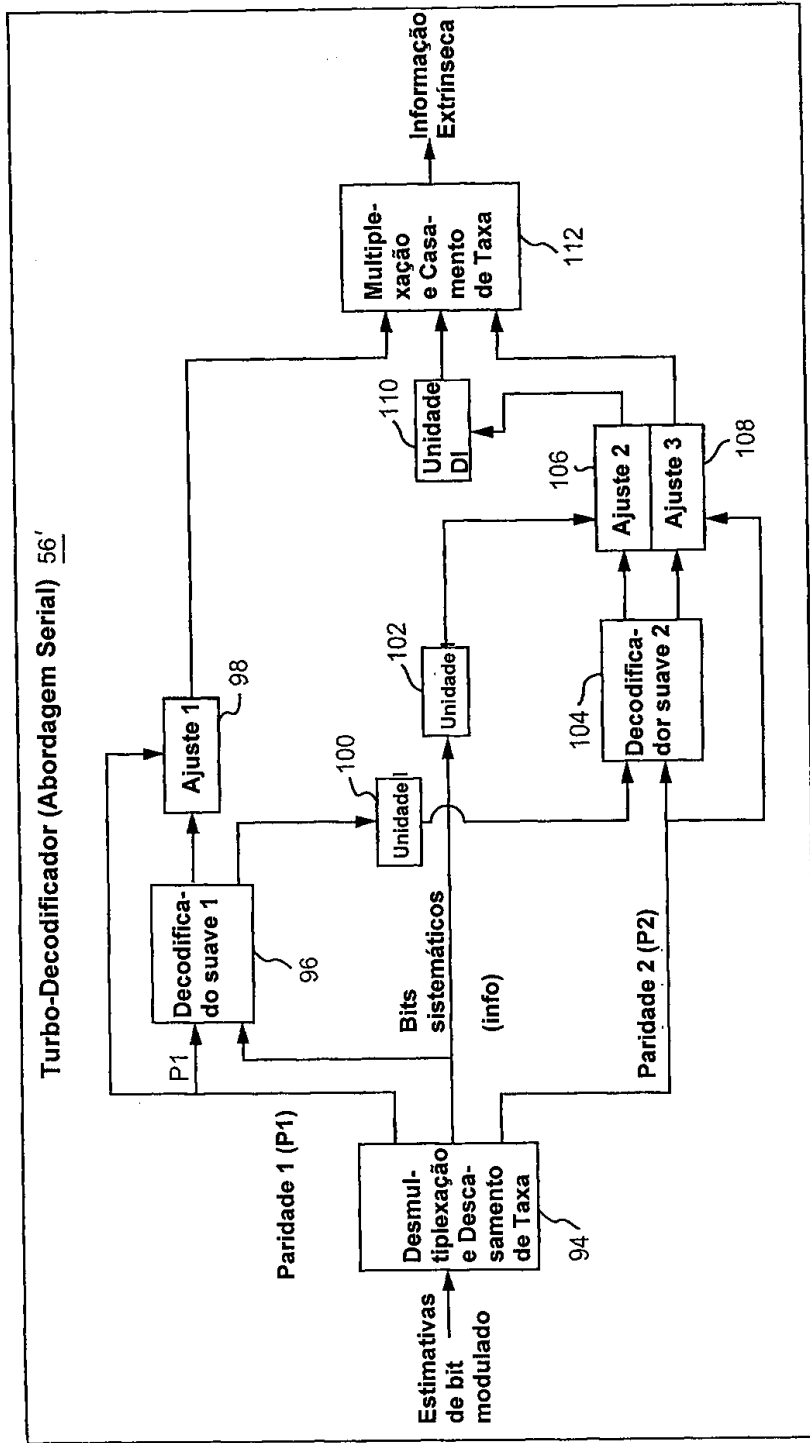


Fig. 10

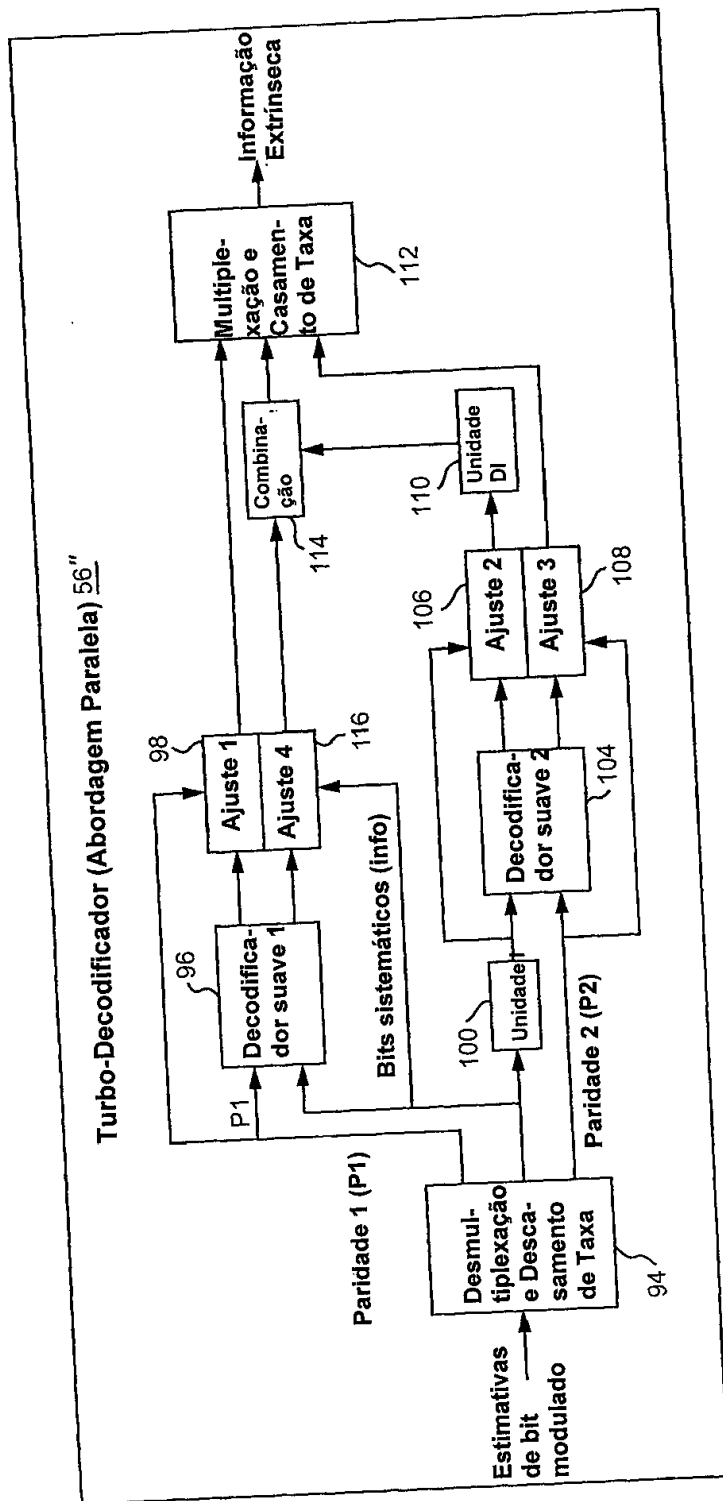


Fig. 11

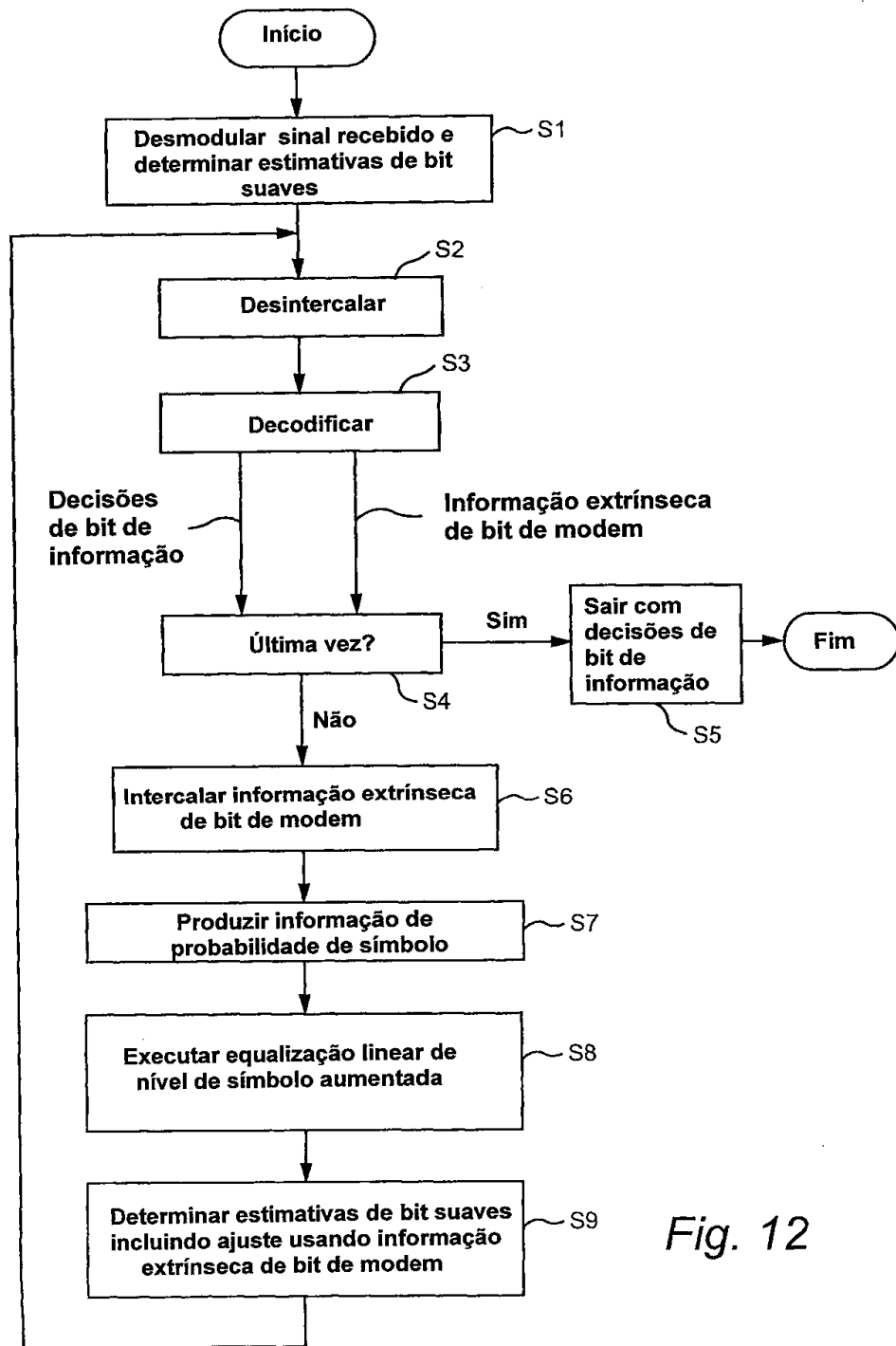


Fig. 12