

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

(21) **PI0609270-5 A2**



(22) Data de Depósito: 10/03/2006
(43) Data da Publicação: 09/03/2010
(RPI 2044)

(51) *Int.Cl.:*
H04L 25/02 (2010.01)
H04L 27/26 (2010.01)

(54) Título: **CORREÇÕES DE TEMPORIZAÇÃO DE SÍMBOLO EM UM SISTEMA DE MULTIPORTADORA UTILIZANDO A ESTIMAÇÃO DE CANAL**

(30) Prioridade Unionista: 10/03/2005 US 60/660,905

(73) Titular(es): QUALCOMM INCORPORATED

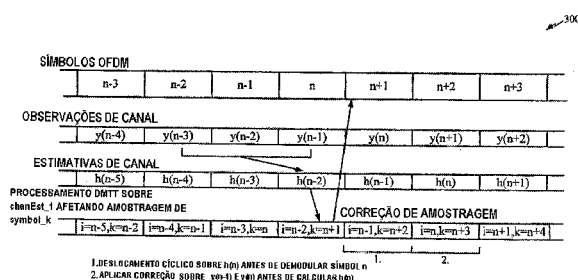
(72) Inventor(es): ASHOK MANTRAVADI, BOJAN VRCELJ,
FUYUN LING, KIRAN MUKKAVILLI

(74) Procurador(es): Montauray Pimenta, Machado &
Lioce S/C Ltda

(86) Pedido Internacional: PCT US2006008490 de 10/03/2006

(87) Publicação Internacional: WO 2006/099088de 21/09/2006

(57) Resumo: CORREÇÕES DE TEMPORIZAÇÃO DE SÍMBOLO EM UM SISTEMA DE MULTIPORTADORA UTILIZANDO A ESTIMAÇÃO DE CANAL. Sistemas e métodos são providos para a determinação e aplicação de correções de temporização em um sistema de multiportadora. O alinhamento dos símbolos é inicialmente efetuado para gerar estimativas de canal. As estimativas de canal então geradas, juntamente com as informações de alinhamento de temporização, são por sua vez usadas para a determinação de correções de temporização a serem aplicadas a símbolos futuros.



"CORREÇÕES DE TEMPORIZAÇÃO DE SÍMBOLO EM UM SISTEMA DE MULTIPORTADORA UTILIZANDO A ESTIMAÇÃO DE CANAL"

FUNDAMENTO

I. Campo

5 A tecnologia em questão está de um modo geral relacionada a métodos e sistemas de comunicação e, mais particularmente, a sistemas e métodos que efetuam correções de temporização ou temporização que são aplicadas a estimativas de canal através de símbolo pilotos em redes
10 sem fio.

II. Fundamento

 A multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM) constitui um método de modulação digital em que um sinal é dividido em vários canais de banda
15 estreita em diferentes frequências. Tais canais são algumas vezes denominados como sub-bandas ou subportadoras. A tecnologia foi inicialmente concebida durante pesquisas para minimizar a interferência entre canais com frequências próximas umas as outras. Sob certos pontos de vista, a OFDM
20 é similar à multiplexação por divisão de frequência (FDM) convencional. A diferença reside na forma pela qual os sinais são modulados e demodulados. De um modo geral, é dada prioridade a minimizar a interferência ou conversa cruzada entre os canais e símbolos que constituem o fluxo
25 de dados.

 Em uma área, a OFDM vem sendo também usada nos serviços europeus de broadcast de áudio digital. A tecnologia se presta à televisão digital e está sendo considerada como um método para a obtenção de transmissão
30 de dados digitais em alta velocidade através de linhas telefônicas convencionais. Ela é também usada em redes de área local sem fio. A multiplexação por divisão de frequência ortogonal pode ser considerada uma técnica de modulação FDM para a transmissão de grandes quantidades de

dados digitais através de uma onda de rádio em que a OFDM opera pela divisão de um sinal de rádio em múltiplos subsinais ou subportadoras menores que são então transmitidos simultaneamente em diferentes frequências para o receptor. Uma vantagem da tecnologia OFDM é a de que ela reduz a quantidade de conversa cruzada nas transmissões de sinais em que as especificações atuais, tais como as tecnologias 802.11a WLAN, 802.16 e WiMAX empregam vários aspectos da OFDM. Outro exemplo de sistema sem fio baseado na OFDM é o de FLO (apenas de link direto). O FLO é um sistema sem fio que foi desenvolvido para eficientemente realizar broadcast de sinais de áudio e vídeo em tempo real para receptores móveis usando a tecnologia OFDM.

Os sistemas de comunicação sem fio tais como o FLO são projetados para funcionar em um ambiente móvel em que se espera que as características de canal em termos do número de derivações de canal com energia significativa, os ganhos em trajetória e os retardos em trajetória variem de forma bastante significativa durante um certo período de tempo. Em um sistema OFDM, o bloco de sincronização de temporização no receptor responde a mudanças no perfil de canal através da seleção apropriada dos limites de símbolo OFDM de modo a maximizar a energia captada no intervalo ou janela FFT. Quando ocorrem tais correções de temporização, é importante que o algoritmo de estimação de canal leve as correções de temporização em consideração ao computar a estimativa de canal a ser usada para demodular um dado símbolo OFDM. Em algumas implementações, a estimativa de canal é também usada para determinar o ajuste de temporização para o limite entre símbolos que deve ser aplicado a símbolos futuros, resultando dessa forma em uma sutil interação entre correções de temporização que já foram introduzidas e as correções de temporização que serão determinadas para os símbolos futuros. Além disso, é comum para o bloco de estimação de canal processar observações de

pilotos provenientes de múltiplos símbolos OFDM de modo a resultar em uma estimativa de canal que apresenta melhor mediação de ruído e também soluciona espalhamentos de retardo de canal mais longos. Quando observações de pilotos
5 provenientes de múltiplos símbolos OFDM são processados em conjunto para a geração da estimativa de canal, é importante que os símbolos OFDM subjacentes fiquem alinhados com relação ao temporização de símbolo. Sem tal alinhamento, serão geradas estimativas de canal errôneas,
10 não podendo portanto ser assegurada a operação apropriada dos receptores sem fio.

SUMÁRIO

O que se segue apresenta um resumo simplificado de várias modalidades, de modo a proporcionar uma
15 compreensão básica de alguns aspectos das modalidades. Tal resumo não constitui uma visão geral abrangente. Ele não tenciona identificar elementos chave ou críticos, ou delinear o escopo das modalidades aqui descritas. Seu único propósito consiste em apresentar alguns conceitos de uma
20 forma simplificada, como um prelúdio para a descrição mais detalhada que será apresentada mais adiante.

São determinadas correções de temporização para sistemas de multiportadora em uma rede sem fio quando múltiplos símbolos são processados por um receptor sem fio.
25 As correções de temporização são aplicadas a uma estimativa de canal que é obtida a partir de observações de pilotos através de vários símbolos. De um modo geral, cada um de tais símbolos pode estar potencialmente utilizando uma janela FFT diferente devido a diferentes correções de
30 temporização através dos símbolos de interesse. Os offsets de temporização são aplicados para compensar variações potenciais nos relógios de amostragem e na mobilidade do receptor resultando em condições de canal dinâmicas enquanto recebe o sinal proveniente de um dado transmissor.

Em uma modalidade, os símbolos dentro de um subconjunto de símbolo (por exemplo, 3 símbolos) são primeiramente alinhados no tempo com relação a eles próprios. A partir das informações de temporização obtidas e determinadas a partir de tal alinhamento inicial, ocorrem alinhamentos ou ajustes de símbolo subsequentes durante o processo de demodulação de símbolo recebidos. Como exemplo, enquanto é demodulado o símbolo atual, mudanças e correções de temporização podem ser aplicadas a um símbolo precedente ou subsequente. Dessa forma, diferentes bases de tempo estão sendo continuamente determinadas, em que em alguns casos um novo tempo determinado é aplicado a um respectivo símbolo, enquanto em outros casos um temporização anterior é aplicado para compensar diferenças de temporização entre os símbolos. Em um aspecto, é provido um método de correção de temporização para um sistema de multiportadora. Isto inclui o alinhamento de dois ou mais símbolos uns em relação aos outros de um subconjunto de símbolo de modo a compensar diferenças de temporização entre os símbolos para sincronizar o temporização a um ou mais símbolos no subconjunto de símbolo.

Para estas finalidades e outras correlacionadas, serão aqui descritas certas modalidades ilustrativas em conexão com a descrição que se segue e os desenhos anexos. Tais aspectos são indicativos de várias formas através das quais podem ser praticadas as modalidades, todas as quais se tenciona cobrir.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

A Figura 1 é um diagrama de blocos esquemático ilustrando uma rede de comunicação sem fio e um receptor que efetua correções de temporização de símbolo.

As Figuras 2 e 3 ilustram aspectos e correções de temporização exemplares para uma rede de comunicação sem fio.

A Figura 4 ilustra um exemplo de considerações de correção de tempo para um receptor sem fio.

A Figura 5 ilustra um exemplo de padrão de limites entre dados.

5 As Figuras 6 a 9 ilustram exemplos de dados de simulação para um processo de correção de temporização.

A Figura 10 ilustra um exemplo de processo de correção de temporização para um sistema sem fio.

10 A Figura 11 é um diagrama que ilustra exemplos de camadas de rede para um sistema sem fio.

A Figura 12 é um diagrama que ilustra um exemplo de dispositivo de usuário para um sistema sem fio.

A Figura 13 é um diagrama que ilustra um exemplo de estação base para um sistema sem fio.

15 A Figura 14 é um diagrama que ilustra um exemplo de transreceptor para um sistema sem fio.

DESCRIÇÃO DETALHADA

São providos sistemas e métodos para determinar correções de temporização em uma rede apenas de link
20 direto. Em um aspecto, é provido um método de correção de temporização para um sistema de multiportadora. Este inclui alinhar dois ou mais símbolos uns em relação aos outros a partir de um subconjunto de símbolo de modo a compensar diferenças de temporização entre os símbolos. O processo a
25 seguir emprega offsets de temporização entre os símbolos para sincronizar o temporização a um ou mais símbolos no subconjunto de símbolo. Em um exemplo, a sincronização de temporização pode ser efetuada em um módulo de filtragem de tempo / temporal que pode estar associado em um bloco de
30 estimação de canal.

Tal como usados no presente pedido, os termos "componente", "rede", "sistema" e similares se referem a uma entidade relacionada a computadores, seja hardware, uma combinação de hardware e software, software, ou software em

execução. Como exemplo, um componente pode ser, porém não está limitado a ser, um processo operando em um processador, um processador, um objeto, um componente executável, um fio ou via de execução, um programa e/ou um computador. Como exemplo, tanto um aplicativo operando em um dispositivo de comunicação como o dispositivo podem constituir um componente. Um ou mais componentes podem residir dentro de um processo e/ou fio de execução e um componente pode estar localizado em um computador e/ou estar distribuído entre dois ou mais computadores. Além disso, tais componentes podem ser executados a partir de vários meios para leitura por computador possuindo várias estruturas de dados ali armazenadas. Os componentes podem se comunicar através de processos locais e/ou remotos, tal como de acordo com um sinal possuindo um ou mais pacotes de dados (por exemplo, dados provenientes de um componente interagindo com outro componente em um sistema local, um sistema distribuído e/ou através de uma rede cabeada ou sem fio tal como a Internet).

A Figura 1 ilustra um sistema de rede sem fio para efetuar correções de temporização. O sistema inclui um ou mais transmissores que se comunicam através de uma rede sem fio com um ou mais receptores. Os receptores podem incluir substancialmente qualquer tipo de dispositivo de comunicação, tal como um telefone celular, computador, assistente de dados pessoal, dispositivos de mão ou laptop e assim por diante. Partes do receptor são empregadas para decodificar um subconjunto de símbolo possuindo um ou mais símbolos que podem ser amostrados com um temporização de símbolo diferente, pelo que o receptor utiliza um componente de alinhamento para solucionar discrepâncias de temporização entre os símbolos. As correções de temporização aplicadas a uma estimativa de canal no receptor são obtidas a partir de observações de piloto através de vários símbolos.

De um modo geral, cada um dos símbolos 130 pode estar potencialmente utilizando um intervalo ou janela diferente de transformada rápida de Fourier (FFT) devido a diferentes correções de temporização entre os símbolos de interesse. Dessa forma, podem estar ocorrendo offsets de temporização devido a potenciais variações ou desvios nos relógios de amostragem e à dinâmica de canal que surge devido à mobilidade do receptor 120 enquanto recebe o sinal proveniente de um dado conjunto de um ou mais transmissores 110. Como mostrado, o componente de alinhamento 140 pode estar associado a um módulo de filtro de tempo 150 que opera com um bloco de estimação de canal 160. o subconjunto de símbolo 130 é de um modo geral transmitido em uma rede de multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM) que emprega protocolo apenas de link direto (FLO) para transferência de dados de multimídia. A estimação de canal é de um modo geral baseada em tons de piloto uniformemente espaçados inseridos no domínio das frequências, e em respectivos símbolos OFDM. Em uma implementação particular, os pilotos estão espaçados por 8 portadoras e o número de portadoras piloto é ajustado para 512 (um overhead de 12,5%)

Em um aspecto, é considerado um sistema de comunicação de multiportadora 100 em que pilotos multiplexados por divisão de frequência (FDM) posicionados dentro de símbolo transmitidos são usados para estimação de canal. Em tal sistema, com escalonamento de pilotos FDM, vários símbolos recebidos 130 sucessivos podem ser usados para extrair mais informações sobre o canal de propagação (obtendo estimativas de canal mais longas). Em um exemplo, isto pode ser efetuado no módulo de filtragem de tempo 150 do bloco de estimação de canal 160 através do componente de alinhamento 140. Uma vez que as correções de temporização podem ser efetuadas concomitantemente com tal processo, o componente de alinhamento facilita que diferentes

temporizações de símbolo OFDM que possam ocorrer através de vários símbolos vizinhos em 130 sejam levados em consideração no interior do módulo de filtragem de tempo 150. Tal processo de correção de tempo também aborda 5 problemas de interação entre os blocos de estimação de canal e sincronização de tempo. Em um aspecto, é provido um componente de correção de tempo para um receptor sem fio. Este pode incluir dispositivos para receber um subconjunto de símbolo em um broadcast OFDM (por exemplo, 120) e 10 dispositivos para filtrar o subconjunto de símbolo (por exemplo, 150). Tal pode também incluir dispositivos para alinhar símbolos no interior do subconjunto e dispositivos para alinhar um símbolo em vista de uma demodulação atual do subconjunto de símbolo (por exemplo, 140).

15 Em uma modalidade, os símbolos dentro do subconjunto de símbolo 130 são primeiramente alinhados no tempo uns em relação aos outros. Como exemplo, caso três símbolos forem empregados para estimação de canal e subseqüentemente para determinação do offset de 20 temporização, então seriam determinados ajustes para diferenças entre os três símbolos. A partir das informações obtidas e determinadas a partir do alinhamento inicial, subseqüentes alinhamentos de símbolo ou ajustes ocorrem durante o processo de demodulação de símbolo recebidos, os 25 quais podem ser amostrados com diferente temporização de símbolo a partir da demodulação de símbolo atual. Como exemplo, enquanto se demodula o símbolo atual, o qual pode ser o quarto símbolo no subconjunto, podem ser aplicadas mudanças de temporização e correções concomitantemente pelo 30 componente de alinhamento 140 a um símbolo precedente ou subseqüente, tal como por exemplo ao símbolo dois no subconjunto. Dessa forma, diferentes temporizações estão sendo continuamente determinados, em que, em alguns casos, um novo offset de temporização determinado é aplicado a um 35 respectivo símbolo e, em outros casos, um temporização

anterior é aplicado para compensar diferenças de temporização entre os símbolos 130. Deve ser notado que as correções de temporização de símbolo podem ocorrer em uma pluralidade de combinações. Como exemplo, caso fossem empregados três símbolos, então poderiam ocorrer potencialmente oito diferentes combinações de ajustes, em que o tempo de um símbolo seria ou mantido ou ajustado em vista dos outros dois membros de símbolo no subconjunto 130. Como exemplo, um segundo símbolo pode ter seu temporização corrigido em vista do tempo de um primeiro símbolo e do tempo de um terceiro símbolo. Em outro exemplo, o símbolo um pode ser ajustado em vista dos símbolos dois e três e assim por diante. Como poderá ser notado, podem ser empregados subconjuntos de símbolo 130 de diferentes números e correções de temporização.

A sincronização de temporização em sistemas de multiportadora inclui a determinação da posição correta de uma janela de amostragem FFT usada para demodular símbolos OFDM. Presumindo-se que o canal equivalente entre o transmissor e o receptor seja caracterizado por um espalhamento de retardo mais curto do que o comprimento do prefixo cíclico embutido no início de cada símbolo, é possível evitar os aspectos indesejados da interferência entre símbolos (ISI). Tal pode ser dependente da capacidade do receptor para recuperar a posição de temporização correta a partir da entrada de fluxo de dados. Uma posição ideal para posicionamento da janela FFT (também designado como amostragem de símbolo) é iniciando a partir da primeira amostra após o prefixo cíclico. Nos sistemas OFDM, as informações sobre sincronização de temporização podem ser extraídas a partir das estimativas de canal. Estas podem ser obtidas com o auxílio de tons de pilotos, usando algum conhecimento preliminar sobre a posição correta de amostragem. A escolha da sincronização de canal auxiliada por estimativas é motivada pela observação de que qualquer

offset na posição da janela FFT usada para a estimação de canal resulta no deslocamento apropriado da estimativa. Portanto, a estimativa de tal deslocamento é de um modo geral equivalente a estimar o offset de amostragem. Em
 5 muitos sistemas OFDM, o bloco de sincronização de temporização utiliza a estimativa de canal obtida a partir de símbolo de dados anteriores para calcular o desvio da posição de amostragem ideal e aplica tal offset a símbolos OFDM que chegam.

10 O sistema de estimação de canal 100 pode ser projetado de uma forma que lhe permita processar canais com comprimento de até duas vezes o prefixo cíclico ou mais. Tal pode ser conseguido por escalonamento dos pilotos. Um aspecto inclui um chamado filtro de tempo não causal no
 15 receptor 120, o qual combina as observações de canal provenientes de pelo menos três símbolos OFDM consecutivos de modo a calcular uma estimativa de canal mais longa, a qual é a seguir usada para demodulação. Caso a unidade de sincronização indique que um offset diferente de zero deve
 20 ser aplicado quando da amostragem do próximo símbolo OFDM, a correspondente observação de canal não estará alinhada com as duas observações de canal anteriores (uma vez que estas resultaram em uma estimativa de canal não alinhada com zero). Dessa forma, a combinação destas três
 25 observações pode produzir um resultado distorcido. O remédio consiste em aplicar a transformação apropriada sobre as duas estimativas de canal anteriores quando o offset de temporização for diferente de zero, de forma a mantê-las alinhadas com a presente.

30 O que se segue propicia alguns comentários matemáticos introdutórios para observações mais detalhadas que serão apresentadas mais adiante. O k-ésimo símbolo OFDM recebido no domínio das frequências pode ser escrito como:

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k) + \mathbf{w}(k) = \mathbf{W}_{F,D} \mathbf{h}(k) + \mathbf{w}(k)$$

Equação 1

Em que:

- P é o número de portadoras pilotos e D é o número de derivações de canal *presumidas* pelo receptor.
- 5 • Os vetores Y, H, w, possuem comprimento P e o ruído w é Gaussiano complexo branco com variância N_0 .
- A matriz W_{pd} é a submatriz P x D da matriz DFT *não normalizada*

$$W_{N,N}(m,n) = \exp\left(-j \frac{2\pi mn}{N}\right)$$

10 Em que N é o número total de subportadoras.

- O vetor $h(k)$ possui comprimento D e é normalizado para que

$$E[h(k)^H h(k)] = E_p$$

Em que E_p é a energia de símbolo do piloto recebido. Com as definições acima é fácil constatar que o valor de canal em
15 cada portadora no domínio das frequências atende a:

$$E|H_p(k)|^2 = E_p$$

Da equação (1) fica evidente que o número de derivações de canal $D \leq P$. No entanto, estimativas de canal
20 mais longas são de um modo geral desejadas para (a) sincronização fina de temporização - provendo concomitantemente uma estimativa de canal mais longa e posicionando a janela FFT de modo a maximizar a energia coletada; e (b) lidar com situações em que o canal possui
25 um espalhamento de retardo maior do que o prefixo cíclico. Para gerar uma estimativa de canal mais longa, um aspecto consiste de escalonar os pilotos em frequência através de símbolo OFDM sucessivos, isto é, os índices de portadoras pilotos são modificados em símbolos OFDM sucessivos. Para
30 maior simplicidade, pode ser presumido um padrão de escalonamento de dois símbolos: por exemplo, para um sistema FLO exemplar com 96 portadoras de guarda, os

índices de portadoras piloto são {50, 58, ..., 4042} nos símbolos pares e {54, 62, ..., 4046} nos símbolos ímpares. De um modo mais geral, caso as portadoras piloto uniformemente espaçadas sejam da forma $(N/P)n + n_0$ nos
 5 símbolos pares, elas seriam $(N/P)n + n_0 + N/(2P)$ nos símbolos ímpares.

Com tal escalonamento, uma estimativa pode ser recebida com um comprimento de até $2P$ pelo uso das observações de pilotos provenientes de pelo menos dois
 10 símbolos OFDM vizinhos. Especificamente, presumindo-se um canal com $2P$ derivações no domínio do tempo (e ajustando-se $n_0 = 2$), então:

$$\begin{aligned} H_p(2k) &= \sum_{l=0}^{2P-1} h_l(2k) e^{-j \frac{2\pi l((N/P)p+2)}{N}} = \sum_{l=0}^{2P-1} h_l(2k) e^{-j \frac{2\pi lp}{P}} e^{-j \frac{4\pi l}{N}} \\ &= \sum_{l=0}^{P-1} \left[h_l(2k) + e^{-j \frac{4\pi l}{N}} h_{l+P}(2k) \right] e^{-j \frac{2\pi lp}{P}} e^{-j \frac{4\pi l}{N}} \\ &= \sum_{l=0}^{P-1} [h_l(2k) - j h_{l+P}(2k)] e^{-j \frac{2\pi lp}{P}} e^{-j \frac{4\pi l}{N}}, \text{ quando } N=8P \end{aligned}$$

Enquanto

$$\begin{aligned} H_p(2k+1) &= \sum_{l=0}^{2P-1} h_l(2k+1) e^{-j \frac{2\pi l((N/P)p+(N/2P)+2)}{N}} \\ &= \sum_{l=0}^{P-1} [h_l(2k+1) + j h_{l+P}(2k+1)] e^{-j \frac{2\pi lp}{P}} e^{-j \frac{4\pi l}{N}} e^{-j \frac{2\pi l}{P}}, \text{ quando } N=8P \end{aligned}$$

15

Dessa forma, as observações de pilotos nos símbolos pares e ímpares podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(2k) &= \mathbf{W}_{P,P} \Lambda_1 [\mathbf{h}^{\text{actual}}(2k) - j \mathbf{h}^{\text{excess}}(2k)] + \mathbf{w}(2k) \\ \mathbf{Y}(2k+1) &= \mathbf{W}_{P,P} \Lambda_2 [\mathbf{h}^{\text{actual}}(2k+1) + j \mathbf{h}^{\text{excess}}(2k+1)] + \mathbf{w}(2k+1) \end{aligned}$$

Equação 2

$$\Lambda_1 = \text{diag} \left\{ e^{-j \frac{4\pi l}{N}} \right\}_{l=0}^{D-1}, \quad \Lambda_2 = \text{diag} \left\{ e^{-j \frac{2\pi l}{P}} e^{-j \frac{4\pi l}{N}} \right\}_{l=0}^{D-1}$$

20 Em que "actual" e "excess" se referem a derivações que correspondem a $l = 0, \dots, P-1$ e $l = P, \dots, 2P-1$.

Para determinar uma estimativa do canal a partir das observações na equação (2), uma etapa consiste de usar o critério de mínimos quadrados:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}(2k) &= \Lambda_1^{-1} \mathbf{W}_{P,P}^H \mathbf{Y}(2k) \\ \hat{\mathbf{h}}(2k+1) &= \Lambda_2^{-1} \mathbf{W}_{P,P}^H \mathbf{Y}(2k+1)\end{aligned}$$

5 Equação 3

As estimativas acima incluem os componentes real e em excesso. Uma forma possível de obter a estimativa de canal de 2P derivações completa é:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}^{actual} &= \frac{\hat{\mathbf{h}}(2k) + \hat{\mathbf{h}}(2k+1)}{2} \\ \hat{\mathbf{h}}^{excess} &= \frac{\hat{\mathbf{h}}(2k) - \hat{\mathbf{h}}(2k+1)}{-2j}\end{aligned}$$

10 No entanto, este é um caso especial de uma operação mais geral em que as estimativas no domínio do tempo na equação (3) (obtidas a cada símbolo OFDM) são mediadas através de múltiplos símbolos OFDM. Esta é a etapa de filtragem de tempo da estimação de canal. A filtragem de
15 tempo pode ser efetuada individualmente para cada derivação no domínio do tempo separadamente e a estimativa resultante da derivação 1 em qualquer símbolo OFDM m (par ou ímpar) pode ser escrita como:

$$\hat{\mathbf{h}}_i(m) = \sum_{n=-N_f}^{N_b-1} \alpha_n \hat{\mathbf{h}}_i(m-n)$$

20 Em que N_f e N_b são o número de derivações não causais e causais, respectivamente. Deve ser notado que, devido ao escalonamento, pode não ser possível filtrar os pilotos no domínio das frequências e portanto a filtragem de tempo é efetuada no domínio do tempo. Dito de outra forma, a ordem
25 de estimação de mínimos quadrados e filtragem de tempo possivelmente não pode ser intercambiada. Os coeficientes de filtro $\{\alpha_n\}$ provêm uma compensação entre o ganho devido à coleta de energia de piloto adicional proveniente de símbolo outros que não o símbolo atual (reduzindo o ruído

de piloto) e a perda devido à variação do canal entre os símbolos (reduzindo o ruído de variação do tempo). Além disso, tal como ilustrado acima, uma vez que as estimativas na equação (3) incluem a contribuição dos componentes de retardo em excesso, os coeficientes de filtro de tempo podem ser usados para suprimir também tal contribuição. Antes da filtragem de tempo das estimativas de canal provenientes de vários símbolos, é importante assegurar que as estimativas de canal estejam alinhadas no tempo. A descrição que se segue provê um exemplo de meios para determinar e efetuar tal alinhamento de temporização para estimativas de canal coletadas a partir de vários símbolos antes da filtragem de tempo.

As Figuras 2 e 3 e a descrição que se segue propiciam vários exemplos de como as correções de tempo podem ser efetuadas em um sistema OFDM. Pode ser presumido que um canal composto real está limitado a M derivações no domínio do tempo, quais sejam:

$$H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} h(m)z^{-m} \quad (1)$$

Além disso, no que se segue, letras em negrito denotam matrizes e vetores. O símbolo W_K fica reservado para uma matriz DFT $K \times K$ e I_K para uma matriz de identidade de tamanho K . Caso $H(z)$ seja uma função de transferência de canal definida em (1), então usa-se $H[k]$ para denotar sei k^o coeficiente DFT ($0 \leq k \leq K-1$), definido por:

$$H[k] = \sum_{m=0}^{M-1} h(m)e^{-j2\pi \frac{km}{K}} \quad (2)$$

Caso $K = 4096$, os coeficientes (2) correspondem a ganhos do canal no domínio das frequências nos tons das portadoras. De um modo geral, a dimensão da transformada de Fourier, K , deve sempre ficar claro pelo contexto.

Na descrição que se segue, considere-se os efeitos de amostragem de símbolo mal colocadas nas observações de canal. Para estudar tais efeitos, derivar as observações de canal baseadas em pilotos no entrelaçamento α , $0 \leq \alpha \leq 7$, quando o alinhamento de temporização for perfeito, porém o canal for de comprimento $M = N = 8P = 4096$ (neste caso N é o número de subportadoras, P é o número de pilotos). Isto dá:

$$\begin{bmatrix} H[0] \\ H[1] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} = \mathbf{W}_N \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ h(N-1) \end{bmatrix}.$$

Concentrando nos valores de canal em um entrelaçamento de piloto α , para $0 \leq l \leq P-1$, dá:

$$H[8l+\alpha] = \sum_{r=0}^7 \left[\sum_{p=0}^{P-1} h(p+rP) e^{-j2\pi \frac{lp}{P}} \right] \cdot e^{-j2\pi \frac{\alpha p}{N}} \cdot e^{-j2\pi \frac{r\alpha}{8}}. \quad (3)$$

Note-se que a soma entre chaves representa a DFT de P pontos da resposta de canal dentro do r -ésimo nicho "alias". Fazendo referência à Figura 2, um diagrama 200 identifica oito nichos alias para canais de comprimento $N = 4096$. Os dois termos de correção de fase em (3) são uma consequência de (a) considerar um entrelaçamento diferente de zero e (b) se ter menos observações do que derivações de canal, o que resulta em termos alias. Fica claro de (3) que considerando-se apenas um entrelaçamento não é possível identificar canais de comprimento $M > P$, devido a tal "aliasing". Tal fato serve como motivação para a técnica de escalonamento de pilotos. Coletando-se equações (3) para diferentes valores de l é provida uma matriz de igualdade:

$$\begin{bmatrix} H[\alpha] \\ H[8+\alpha] \\ \vdots \\ H[8(P-1)+\alpha] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_P \Delta_\alpha e^{-j2\pi \frac{\alpha}{8}} \mathbf{W}_P \Delta_\alpha \cdots e^{-j2\pi \frac{7\alpha}{8}} \mathbf{W}_P \Delta_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ h(N-1) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\Delta_\alpha = \text{diag}_{0 \leq p \leq P-1} \left\{ e^{-j2\pi \frac{\alpha p}{N}} \right\}.$$

com Uma conclusão é a de que cada observação de canal da forma (4) consiste não só das amostras de canal contidas no 0° nicho alias, com as correções de fase apropriadas, porém é uma superposição de conteúdo de todos os nichos alias. Seguindo uma notação similar a de acima, denota-se o vetor à esquerda de (4) por $Y_\alpha(n)$, em que o índice n denota o instante de tempo em que a observação é coletada e o subscrito denota o entrelaçamento correspondente.

Em um caso, presume-se que a sincronização de temporização seja perfeita, não existindo portanto qualquer desvio na estimativa de canal. Dito de outra forma, a resposta de impulso de canal estimada em 200 na Figura 2 se inicia com $h(0)$ posicionado na posição 0, tal como mostrado em 210 na Figura 2. lembrando a hipótese de que o espalhamento de retardo máximo corresponde a 1024 amostras, pode ser concluído que a observação de canal $Y_\alpha(n)$ consiste dos nichos alias 0 e 1 apenas. Dessa forma, em tal caso ideal, tem-se:

$$y_\alpha(n) = \Delta_\alpha^{-1} W_P^{-1} Y_\alpha(n) = \begin{bmatrix} h(0) + e^{-j2\pi \frac{\alpha}{8}} h(P+0) \\ h(1) + e^{-j2\pi \frac{\alpha}{8}} h(P+1) \\ \vdots \\ h(P-1) + e^{-j2\pi \frac{\alpha}{8}} h(2P+1) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Denotando-se o vetor das primeiras P derivações do canal no instante n por $HA(n)$ e as segundas P derivações por $HA(n)$, o lado direito em (5) se torna $h_o(n) + e^{-j2\pi \frac{\alpha}{8}} h_s(n)$. Portanto, os canais de comprimento $2P$ podem ser estimados a partir de duas observações consecutivas quando os pilotos ocupam os entrelaçamentos 2 e 6 como:

$$h_a = \frac{y_2(n-1) + y_6(n)}{2}, \quad e \quad h_s = \frac{y_2(n-1) - y_6(n)}{2j}.$$

Tal operação, estendida apenas sobre três observações consecutivas para melhor mediação do ruído, é implementada em um chamado filtro de tempo não causal, que opera no bloco de estimação de canal. No que se segue, é
 5 provida uma descrição de como tais observações, e portanto a estimativa de canal, são afetadas por erros de sincronização de temporização.

A estimativa de canal $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_r^T \mathbf{h}_f^T]^T$ no momento n é calculada a partir das observações $y_{\alpha 1}(n-1)$, $y_{\alpha 2}(n)$, $y_{\alpha 2}(n)$ e
 10 $y_{\alpha 1}(n+1)$. Com base em $\mathbf{h}$, a unidade de seguimento de tempo no modo de dados (DMTT) calcula a posição de amostragem correta para o próximo símbolo OFDM. Considere-se que o resultado da sincronização de temporização sugere que a posição de amostragem deve ser modificada. Isto implica em
 15 que foi utilizada amostragem imprecisa para obter as observações de canal anteriores. No que se segue, são descritos os prejuízos ou danos resultantes.

Na Figura 2 em 220 são mostrados dois erros de temporização possíveis, que resultam em posições erradas da janela FFT. A posição de janela 1 em 230 é designada como
 20 *amostragem precoce* e leva a uma estimativa de canal retardada - apresentada em 240. note-se que, neste caso, um total de três nichos alias consecutivos contêm derivações de canal, o que é refletido na observação de canal
 25 alterada.

$$y_{\alpha}^{(early)}(n) = \begin{bmatrix} 0 & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P-x) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{4}}h(2P-x) \\ 0 & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P-x+1) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{4}}h(2P-x+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P-1) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{4}}h(2P-1) \\ h(0) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P) & +0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h(P-x-1) & \vdots & \vdots \\ & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(2P-x-1) & +0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

De forma similar, no caso de amostragem tardia (posição de janela 2 em 250), é observada uma estimativa de canal adiantada. Ela é suposta iniciar a partir da amostra -x e terminar em 2P - x. No entanto, uma vez que a inserção de prefixo cíclico em sistemas OFDM transforma convoluções lineares para circulares, a estimativa de canal equivalente é apresentada em 260. novamente, são ocupados três nichos alias circularmente consecutivos: os nichos 7, 0 e 1. a observação de canal correspondente é agora:

$$y_{\alpha}^{(late)}(n) = \begin{bmatrix} h(x) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P+x) & +0 \\ h(x+1) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P+x+1) & +0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h(P-1) & \vdots & +0 \\ h(P) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(2P-1) & +e^{-j2\pi\frac{7\alpha}{8}}h(0) \\ \vdots & +0 & \vdots \\ h(P+x-1) & \vdots & \vdots \\ & +0 & +e^{-j2\pi\frac{7\alpha}{8}}h(x-1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

A unidade de rastreamento de tempo deve corrigir os casos de amostragem para os símbolos futuros, porém para assegurar desempenho sem interrupções do filtro de tempo de estimação de canal, as distorções em observações de canal anteriores devem ser desfeitas.

A sequência de operações efetuadas pelos blocos de estimação de canal e DMTT é apresentada em 300 na Figura

3. Durante a recepção do símbolo n , as observações de canal dos símbolos $n - 3$, $n - 2$ e $n - 1$ estão prontas e a estimativa de canal $h(n - 2)$ é calculada. Neste ponto, um bloco de demodulação pode começar a operar sobre o símbolo $n - 2$. Concomitantemente, a unidade DMTT observa $h(n - 2)$ e, com base no algoritmo para sincronização de temporização, estima a posição de amostragem correta para o próximo símbolo $(n + 1)$.

Vamos supor que um offset de amostragem diferente de zero tenha sido detectado neste momento, isto é, uma correção de amostragem deve ser aplicada ao símbolo $n + 1$, ver o diagrama 300. Tal sinal aciona duas outras operações: a rotação cíclica da estimativa de canal atual e a correção das observações de canal anteriores. Sem perda de generalidade, vamos presumir que um offset positivo x tenha sido detectado por DMTT, isto é, a amostragem de símbolo no passado imediato foi precoce. Isto corresponde a 240 na Figura 2. Note-se que a correção de temporização aplicada não afeta a computação da estimativa de canal para o símbolo $n - 1$, que usa observações de piloto dos símbolos $n - 2$, $n - 1$ e n . Portanto, nenhuma modificação necessita ser aplicada para a demodulação de dados do símbolo $n - 1$. Durante o próximo símbolo OFDM, as observações de canal $y(n - 1)$, $y(n)$ e $y(n + 1)$ são usadas para calcular $h(n)$. Note-se que $y(n + 1)$ é obtida com o último temporização, enquanto $y(n - 1)$ e $y(n)$ estão provavelmente corrompidas. No entanto, a estimativa de canal $h(n)$ que é computada para o símbolo n deve estar de acordo com a janela de temporização usada para amostrar o n° símbolo. Caso isto não seja feito haverá uma discordância entre os ganhos de canal experimentados pelo n° símbolo e a estimativa de canal $h(n)$ gerada para decodificar os dados no n° símbolo OFDM. Portanto, correções apropriadas serão aplicadas a $y(n + 1)$ para adequar o temporização de símbolo de $y(n - 1)$ e $y(n)$ para gerar $h(n)$.

Durante o próximo símbolo OFDM, as observações de canal $y(n)$, $y(n + 1)$ e $y(n + 2)$ serão usadas para gerar a estimativa de canal $h(n + 1)$ para demodular dados provenientes de $y(n + 1)$. Note-se que um novo temporização
 5 foi aplicado a partir de $y(n + 1)$ de forma a que $y(n + 1)$ e $y(n + 2)$ cheguem com o mesmo temporização, enquanto $y(n)$ chega com um temporização diferente. Uma vez que a estimativa de canal $h(n + 1)$ é gerada para demodular $y(n + 1)$, deve ser assegurado que $h(n + 1)$ porta o temporização
 10 usado para $y(n + 1)$. Portanto, correções de temporização serão aplicadas a $y(n)$ para estar de acordo com o temporização de $y(n + 1)$ e $y(n + 2)$ para gerar $h(n + 1)$. Dessa forma, é presumido que as estimativas de canal de $h(n + 2)$ em diante estejam alinhadas com zero, até que o
 15 próximo desvio de canal leve a unidade DMTT a reagir. A natureza das correções de temporização a serem aplicadas juntamente com as operações envolvidas para amostragem relativa precoce e tardia de símbolo OFDM é apresentada a seguir.

20 Uma transformação de volta a uma forma desejada é dada pelas seguintes matrizes (a seguir, α denota o entrelaçamento de piloto)

Correção de amostragem precoce:

$$y_{\alpha}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(P-x) \times x} & \mathbf{I}_{P-x} \\ e^{j2\pi \frac{\alpha}{8}} \cdot \mathbf{I}_x & \mathbf{0}_{x \times (P-x)} \end{bmatrix} \cdot y_{\alpha}^{(early)}(n), \quad (8)$$

25 Correção de amostragem tardia:

$$y_{\alpha}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{x \times (P-x)} & e^{-j2\pi \frac{\alpha}{8}} \cdot \mathbf{I}_x \\ \mathbf{I}_{P-x} & \mathbf{0}_{(P-x) \times x} \end{bmatrix} \cdot y_{\alpha}^{(late)}(n). \quad (9)$$

Note-se que a correção de amostragem precoce em x amostras sobre $y_{\alpha}^{early}(n)$ é facilmente implementada efetuando-se primeiramente um deslocamento cíclico para a
 30 direita de x amostras sobre $y_{\alpha}^{early}(n)$ e a seguir multiplicando-se as primeiras x amostras (aquelas que

sobrarão) por $e^{j2\pi\alpha/8}$. De forma similar, a correção de amostragem tardia em x amostras sobre $y_{\alpha}^{\text{late}}(n)$ pode ser implementada efetuando-se primeiramente um deslocamento cíclico para a esquerda de x amostras sobre $y_{\alpha}^{\text{late}}(n)$ e a seguir multiplicando-se as últimas x amostras (aquelas que sobrarão) por $e^{j2\pi\alpha/8}$.

Tais transformações equivalem a um simples deslocamento cíclico seguido por uma multiplicação complexa constante aplicada sobre uma porção das amostras. A sequência de operações é resumida como se segue:

1. Caso o offset provido pela unidade DMTT seja $x > 0$ durante o símbolo OFDM ($n + 1$):
 - Iniciar a amostragem do próximo símbolo OFDM, $n+2$, com atraso de x amostras.
 - Para obter a estimativa de canal $h(n+1)$ para o símbolo $n+1$, deslocar ciclicamente as observações de canal futuras a partir de $y(n+2)$ por x amostras para a direita e aplicar a correção de amostragem precoce tal como dada pela equação (8) acima.
 - Para obter a estimativa de canal $h(n+2)$ para o símbolo $n+2$, deslocar ciclicamente as observações de canal anteriores $y(n+12)$ por x amostras para a esquerda e aplicar a correção de amostragem tardia tal como dada pela equação (9) acima.
2. Caso contrário, se o offset provido pela unidade DMTT for $x < 0$:
 - Iniciar a amostragem do próximo símbolo OFDM, $n+2$, x amostras mais cedo.
 - Para obter a estimativa de canal $h(n+1)$ para o símbolo $n+1$, deslocar ciclicamente as observações de canal futuras a partir de $y(n+2)$ em x amostras para a esquerda e aplicar a correção de amostragem tardia tal como dada na equação (9) acima.

- Para obter a estimativa de canal $h(n+2)$ para o símbolo $n+2$, deslocar ciclicamente as observações de canal anteriores $y(n+1)$ em x amostras para a direita e aplicar a correção de amostragem precoce tal como dada na equação (8) acima.

Note-se que mesmo que a descrição acima seja efetuada usando-se um exemplo de um filtro de tempo não causal com uma derivação não causal, a técnica descrita é de escopo bem geral e pode ser facilmente estendida para um filtro de tempo de qualquer comprimento. No exemplo acima, foi também presumido que somente um símbolo está fora de sincronia e portanto deve ser alinhado com os outros símbolos. Em um caso mais geral, todos os símbolos processados pelo algoritmo de estimação de canal chegariam com diferentes temporizações de símbolo. O conceito acima de correção de amostragem precoce e amostragem tardia será então aplicado a cada símbolo com um argumento dado pelo correspondente offset de temporização. Em particular, deve ser assegurado que o temporização de todas as observações de canal usadas para processamento devem estar de acordo com o temporização usado para gerar as amostras para o símbolo OFDM que deve ser decodificado.

Ao final do conjunto acima de operações, as estimativas de canal estão todas alinhadas no tempo para permitir a filtragem de tempo das estimativas de canal no domínio do tempo. Presumindo-se que não exista qualquer espalhamento de retardo em excesso (ver comentários mais adiante) e que o canal está truncado para P derivações, a perda com a estimação de canal pode ser analisada.

A Figura 4 ilustra um exemplo das considerações de correção de tempo 400. Em 410, as correções de tempo são consideradas em vista de pouco ou nenhum excesso de espalhamento de retardo para os símbolos transmitidos. Para

um dado conjunto de coeficientes $\{\alpha_n\}$, a perda de SNR da estimação de canal perfeita pode ser dada por:

$$\text{SNR}_{\text{loss}} = 10 \log \left[1 + \frac{E_d}{E_p} \frac{1}{r^2} \sum \alpha_n^2 \left(1 + \frac{1}{\text{SNR}_{\text{eff}}} \right) + (1 + \text{SNR}_{\text{eff}}) \left(\frac{\sigma_h^2}{r^2} - 1 \right) \right] \text{ dB}$$

Equação 4

- 5 Pode ser presumido que a amostragem ($D = P$) e E_d denota a energia de símbolo de dados. Os parâmetros r e σ_h^2 estão relacionados aos coeficientes de filtro de tempo e à variação do canal através dos símbolos:

$$r = \sum_{n=-N_f}^{N_b-1} \alpha_n R(n) \quad \text{e} \quad \sigma_h^2 = \sum_{n,n'=-N_f}^{N_b-1} \alpha_n \alpha_{n'} R(n-n')$$

- 10 em que $R(n)$ é a função de correlação de cada derivação de canal, com o argumento normalizado para o intervalo de símbolo OFDM TS. Para o modelo Jakes com frequência Doppler f_d ,

$$R(n) = J_0(2\pi f_d T_s n)$$

- 15 SNR_{eff} inclui o efeito de ICI devida a Doppler e está relacionada à SNR real por:

$$\text{SNR}_{\text{eff}} = \frac{\text{SNR}}{1 + \sigma_{\text{ICI}}^2 \text{SNR}}$$

- 20 em que σ_{ICI}^2 pode ser derivado exatamente para um dado espectro Doppler. Para o espectro Jakes, um limite superior restrito é dado por:

$$\sigma_{\text{ICI}}^2 = \frac{\pi^2}{6} (f_d T_{\text{FFT}})^2$$

em que T_{FFT} é a duração da FFT (não incluindo o prefixo cíclico).

- 25 Passando a 420 na Figura 4, é considerada a seleção do filtro não causal. O potencial e desempenho da filtragem de tempo FIR causal ($N_f = 0$) das estimativas de canal foram estudados em detalhes. As derivações de filtro foram otimizadas usando-se o método MMSE robusto, bem como a técnica de regressão linear generalizada. Porém a

compensação analítica, bem como os resultados de simulação, mostraram que pode não ser possível obter um ganho "razoável" em relação a nenhuma filtragem de tempo para a totalidade da faixa de velocidades (até 120 km/h) e
 5 eficiências espectrais (< 2 bps/Hz) que estão sendo colimadas atualmente. Tais resultados apontaram as limitações do uso de um filtro causal.

Uma melhor compensação pode ser conseguida se for utilizado um filtro não causal. O uso de mais de uma
 10 derivação não causal pode ser proibitivo em termos de demandas de armazenamento em buffer, portanto uma derivação não causal pode ser preferida. No entanto, mais de uma pode ser empregada. Para maior simplicidade é empregado um símbolo anterior, dando um total de três derivações para o
 15 filtro de tempo. Para obter uma estimativa não tendenciosa de canais estáticos, uma restrição é a de que:

$$\sum \alpha_n = 1.$$

Além disso, por simetria da correlação de canal ao longo do tempo pesos substancialmente iguais devem ser
 20 aplicados para os símbolos OFDM passados e futuros, $\alpha_{-1} = \alpha_1$. Sob tais restrições, a escolha do coeficiente do filtro não causal se reduz à escolha de um parâmetro = a derivação central α_0 . Usando a equação 4 acima, α_0 pode ser variada para prover uma compensação entre a perda estática e a
 25 perda em alta velocidade. Fazendo breve referência à Figura 5, a compensação com o filtro MMSE de 4 derivações de um filtro não causal de 3 derivações é comparada através do gráfico 500, em uma SNR de operação de 20 dB e utilizando a equação 4. Para o filtro não causal, a região de interesse
 30 é então a linha inferior a partir de (3, 3), que corresponde a nenhuma filtragem de tempo, até (1,25, 1,4), que corresponde a se ter pesos iguais para os três símbolos. Da Figura 3 pode ser visto que o filtro não causal é resistente a variações de tempo em altas

velocidades e propicia uma melhor compensação do que o filtro causal MMSE. Além disso, pode parecer melhor fazer todas as três derivações do filtro não causal iguais a 1/3, uma vez que ele minimiza a perda nos canais estáticos e tal perda permanece quase a mesma em canais de alta velocidade. No entanto, deve-se considerar também o efeito do excesso de espalhamento de retardo na escolha dos pesos de derivação α_0 : resistência ao excesso de espalhamento de retardo no canal.

Voltando a 430 da Figura 4, serão descritas considerações quanto ao excesso de retardo. Uma vez que o canal está sendo criticamente amostrado a 512 pilotos a cada símbolo OFDM no domínio das frequências, as derivações de canal no domínio do tempo além de 512 passam para as primeiras 512 derivações. Portanto, na presença de excesso de espalhamento de retardo, a j^a derivação de canal no domínio do tempo observada pode ser escrita (para k e piloto pares no entrelaçamento 2) como:

$$h_l(k) = h_l^{\text{actual}}(k) - j h_l^{\text{excess}}(k), \quad l = 0, \dots, P-1$$

Além disso, quando os pilotos são escalonados por quatro portadoras através de sucessivos símbolos OFDM, o canal observado nos símbolos OFDM futuros e passados pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} h_l(k+1) &= h_l^{\text{actual}}(k+1) + j h_l^{\text{excess}}(k+1) \\ h_l(k-1) &= h_l^{\text{actual}}(k-1) + j h_l^{\text{excess}}(k-1), \quad l = 0, \dots, P-1 \end{aligned}$$

Portanto, com o filtro não causal, a estimação de canal perfeita se torna:

$$\begin{aligned} &\alpha_0 h_l(k) + \frac{1-\alpha_0}{2} [h_l(k-1) + h_l(k+1)] \\ &= \alpha_0 h_l^{\text{actual}}(k) + \frac{1-\alpha_0}{2} [h_l^{\text{actual}}(k-1) + h_l^{\text{actual}}(k+1)] \\ &\quad - j \alpha_0 h_l^{\text{excess}}(k) + j \frac{1-\alpha_0}{2} [h_l^{\text{excess}}(k-1) + h_l^{\text{excess}}(k+1)] \end{aligned}$$

Equação 5

Para o caso de um canal estático, os canais real e em excesso são independentes de k e a saída do filtro é simplificada para $h_1^{\text{actual}} - (2\alpha_0 - 1)h_1^{\text{excess}}$.

É desejável eliminar a contribuição de retardo em excesso para o canal observado e estimar o canal real isoladamente. Isto pode ser conseguido fazendo-se α_0 igual a $1/2$ em lugar de $1/3$. Outra questão é a de como o filtro não causal lidará com variações de tempo no canal em excesso. No entanto, a variação do canal em excesso é aproximada como sendo linear ao longo dos três símbolos, fica evidente que qualquer escolha simétrica de derivações irá também eliminar a variação de tempo no canal em excesso. Da descrição acima, uma escolha de $\{0,25, 0,5, 0,25\}$ para as derivações não causais remove a variação de tempo no canal real, qualquer reinício cíclico de derivações do canal com excesso de retardo e quaisquer variações de tempo em tais derivações com excesso. Uma questão na escolha de tais derivações em lugar de derivações iguais consiste de um aumento na perda estática de 1,25 dB para 1,38 dB, a qual é bem pequena. Portanto, um filtro de três derivações é adotado, com coeficientes de $\{0,25, 0,5, 0,25\}$, para a geração de resultados de erro de pacotes codificados na próxima seção.

Passando a 440 da Figura 4, são comentadas considerações sobre a energia para otimização de uma razão de energia de dados para piloto. A descrição acima presumiu que a energia de símbolo de dados é aproximadamente a mesma que a energia de símbolo pilotos. Sob a restrição de que a energia total de piloto + dados é fixa, uma maior energia de símbolo piloto leva a melhor estimativa de canal (ou ruído de piloto mais baixo), ao custo de SNR de símbolo de dados mais baixa (ruído de dados mais alto). A razão pode então ser escolhida para otimizar a compensação. Para um canal estático, a compensação pode ser otimizada

analiticamente e a melhoria em relação ao caso em que a razão de energia não é otimizada é:

$$10\log(1+\sum \alpha_n^2) - \left[20\log\left(1+\sqrt{\frac{P\sum \alpha_n^2}{N-P}}\right) - 10\log\left(\frac{N}{N-P}\right) \right] \text{ dB}$$

O termos entre as chaves é a perda estática após a energia de dados para piloto ser otimizada. Para o filtro não causal, tal melhoria é igual a cerca de 0,16 dB.

As Figuras 6 a 9 ilustram exemplos de simulações para um processo de correção de temporização. Os resultados de simulação são apresentados para QPSK / 16 QAM com codificação de taxa 1/2 (portanto eficiências espectrais de 1 bps/Hz e 2 bps/Hz) e canais de baixa / alta velocidade. Para baixas velocidades, o modelo de canal ATSC repetido foi considerado com um segundo agrupamento / cluster 5 dB abaixo do cluster principal e em um retardo de 40 μ s. O modelo de canal ATSC possui um forte componente especular que é essencialmente estático e presume-se que os componentes de Rayleigh dos canais se atenuam com uma velocidade de 20 km/h. Para altas velocidades, perfis PEDB repetidos são usados com o mesmo retardo de cluster de 40 μ s e uma diferença de potência de 5 dB. Todas as trajetórias no canal "PEDB" estão com fading / atenuação Rayleigh a uma velocidade de 120 km/h. Para os resultados, pode ser presumido que existem 96 portadoras de guarda e a interpolação no domínio das frequências presume que os valores de canal nos pilotos de guarda são iguais ao valor de canal no piloto transmitido mais próximo.

Os resultados nas Figuras 6 a 9 incluem o efeito de ICI devida à variação de canal dentro de um símbolo OFDM. A ICI deve ser incluída na estimativa de variância de ruído que é usada no cálculo da LLR. É usado um algoritmo de estimação de variância de ruído real. Além disso, é usada uma técnica de limitação para reduzir o ruído de

piloto, com um limite de 0,1. A limitação é efetuada após a operação de filtragem de tempo no domínio do tempo.

As Figuras 6 e 7 apresentam o desempenho de modulações QPSK e 16-QAM em um canal de fading lento com um perfil ATSC. Pode ser visto que o filtro não causal de três derivações resulta em um ganho de cerca de 1,6 dB comparado ao caso de nenhuma filtragem de tempo em ambos os casos com um canal de fading lento. Os resultados de desempenho na Figura 8 e na Figura 9 em altas velocidades confirmam que o filtro não causal realmente cancela as variações de tempo na leitura do canal para uma estimativa de canal que é resistente ao erro de variação de tempo. A resistência do filtro não causal é mais pronunciada quando comparada ao desempenho de um filtro causal (tal como MMSE resistente por exemplo) em uma situação de alta velocidade. A Figura 9 mostra o desempenho de QPSK com código de taxa 1/2 em um perfil de canal pedB repetido a uma velocidade de 300 km/h correspondente a um Doppler de cerca de 195 Hz.

A Figura 10 ilustra um processo de correção de temporização 1000 para sistemas sem fio. Apesar, com o propósito de simplicidade da explanação, de a metodologia ser apresentada e descrita na forma de uma série ou número de ações, deve ficar claro e ser notado que os processos aqui descritos não estão limitados pela ordem das ações, uma vez que algumas ações podem ocorrer em ordens diferentes e/ou concomitantemente com outras ações, daquelas apresentadas e aqui descritas. Como exemplo, os técnicos na área notarão que uma metodologia poderia ser alternativamente representada como uma série de estados ou eventos inter-relacionados, tal como em um diagrama de estado. Além disso, nem todas as ações ilustradas podem ser necessárias para a implementação de uma metodologia de acordo com as metodologias em questão aqui descritas.

Passando a 1010, um subconjunto de símbolo é recebido por um receptor sem fio. Em 1020, símbolos dentro

do subconjunto de símbolo recebido são corrigidos no tempo com relação a cada símbolo no subconjunto empregado para a correção de temporização. Após o alinhamento inicial entre os símbolos em 1020, alinhamentos ou ajustes de símbolo subseqüentes são determinados em 1030 onde são determinados padrões de temporização novos e antigos. Em 1040 e durante o processo de demodulação de símbolo recebidos no receptor sem fio, padrões de temporização antigos ou novos são aplicados para corrigir um símbolo enquanto um símbolo atual está sendo demodulado de acordo com outra consideração de tempo. Como foi acima mencionado, um subconjunto de derivações de filtro pode ser selecionado para efetuar a sincronização de tempo para símbolos dentro do contexto de um módulo de filtro de tempo em um bloco de estimação de canal. Dessa forma, como foi acima mencionado, enquanto se demodula um símbolo atual que pode ser o n -ésimo símbolo no subconjunto (n sendo um número inteiro), mudanças e correções de temporização podem ser aplicadas concomitantemente a um símbolo precedente ou subseqüente no subconjunto, por exemplo. Padrões de temporização novos ou anteriores podem ser determinados, em que em alguns casos um novo tempo determinado é aplicado a um respectivo símbolo e, em outros casos, um temporização anterior é aplicado para compensar diferenças de temporização entre um símbolo e o restante dos membros do subconjunto.

A Figura 11 ilustra exemplos de camadas de rede 1100 para um sistema sem fio. Um modelo de referência de protocolo de interface aérea apenas de link direto (FLO) é apresentado na Figura 11. De um modo geral, a especificação de interface aérea FLO cobre protocolos e serviços correspondentes à OS16 possuindo camadas 1 (camada física) e camada 2 (camada de link de dados). A camada de link de dados é adicionalmente subdividida em duas subcamadas, quais sejam a subcamada de acesso a meio (MAC) e a subcamada de fluxo. As camadas superiores podem incluir a

compressão de conteúdo multimídia, controle de acesso a multimídia, juntamente com conteúdo e formatação de informações de controle.

A especificação de interface aérea FLO tipicamente não especifica as camadas superiores para permitir flexibilidade de projeto no suporte de vários aplicativos e serviços. Tais camadas são apresentadas para prover contexto. A camada de fluxo inclui multiplexações de até três correntes de camadas superiores em um canal lógico, ligação de pacotes de camada superior a fluxos para cada canal lógico, e provê funções de empacotamento e gerenciamento de erro residual. As características ou recursos da camada de controle de acesso ao meio (MAC) incluem acesso de controles à camada física, efetua o mapeamento entre canais lógicos e canais físicos, multiplexa canais lógicos para transmissão através do canal físico, demultiplexa canais lógicos no dispositivo móvel e/ou impõe exigências de qualidade de serviço (QoS). As características da camada física incluem o provimento de estrutura de canal para o link direto e definição de exigências de frequência, modulação e codificação.

De um modo geral, a tecnologia FLO utiliza a multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM), a qual é também utilizada por DAB (Digital Audio Broadcasting) 7, DVB-T (Terrestrial Digital Video Broadcasting) 8 e ISDB-T (Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting). De um modo geral, a tecnologia OFDM pode atingir elevada eficiência espectral, efetivamente atendendo concomitantemente às exigências de mobilidade em uma SFN de célula ampla. Além disso, a OFDM pode lidar com longos retardos de múltiplos transmissores com um comprimento adequado de prefixo cíclico, um intervalo de guarda sendo adicionado à frente do símbolo (o qual é uma cópia da última parte do símbolo de dados) para facilitar a ortogonalidade e reduzir a interferência entre portadoras.

Enquanto o comprimento de tal intervalo for maior do que o retardo de canal máximo, as reflexões de símbolo anteriores são removidas e a ortogonalidade é preservada.

A Figura 12 é uma ilustração de um dispositivo de usuário 1200 que é empregado em um ambiente de comunicação sem fio, de acordo com um ou mais aspectos aqui descritos. O dispositivo de usuário 1200 compreende um receptor 1202 que recebe um sinal proveniente, por exemplo, de uma antena de recepção (não é mostrada) e efetua ações típicas em si (por exemplo, filtra, amplifica, converte descendentemente, etc.) sobre o sinal recebido e digitaliza o sinal condicionado para a obtenção de amostras. O receptor 1202 pode ser um receptor não linear. Um processador 1206 pode ser provido para sincronização de temporização e estimação de canal. Um componente de canal FLO 1210 é provido para processar sinais FLO tal como acima descrito. O processador 1206 pode ser um processador dedicado para analisar informações recebidas pelo receptor 1202. O dispositivo de usuário 1200 pode compreender adicionalmente uma memória 1208 que está operacionalmente acoplada ao processador 1206 e que armazena informações e instruções relacionadas às modalidades aqui descritas.

Será notado que os componentes de armazenamento de dados (por exemplo, memórias) aqui descritos podem ser memórias voláteis ou memórias não voláteis, ou podem incluir tanto memórias voláteis como não voláteis. Como exemplo, mas não limitação, a memória não volátil pode incluir uma memória apenas para leitura (ROM), ROM programável (PROM), ROM eletricamente programável (EPROM), ROM eletricamente apagável (EEPROM), ou memória flash. A memória volátil pode incluir uma memória de acesso aleatório (RAM), que atua como uma memória cache externa. Como exemplo, mas não limitação, a RAM está disponível em várias formas, tais como RAM síncrona (SRAM), RAM dinâmica (DRAM), DRAM síncrona (SDRAM), SDRAM de taxa de dados dupla

(DDR SDRAM), SDRAM ampliada (ESDRAM), DRAM Synchlink (SL-DRAM) e RAM de barramento de RAM direta (DRRAM). A memória 1208 dos sistemas e métodos em questão tenciona incluir, sem ficar limitada a, estes e outros tipos adequados de memória. O dispositivo de usuário 1200 compreende também um monitor de fundo / background 1214 para processamento de dados FLO.

A Figura 13 ilustra um exemplo de um sistema 1300 que compreende uma estação base 1302 com um receptor 1310 que recebe sinais provenientes de um ou mais dispositivos de usuário 1304 através de uma pluralidade de antenas de recepção 1306, e um transmissor 1324 que transmite para os um ou mais dispositivos de usuário 1304 através de uma antena de transmissão 1308. O receptor 1310 pode receber informações provenientes de antenas de recepção 1306 e está operacionalmente associado a um demodulador 1312 que demodula informações recebidas. Os símbolos demodulados são analisados por um processador 1314 que é similar ao processador acima descrito e que está acoplado a uma memória 1316 que armazena informações relacionadas a hierarquias de usuários, tabelas de consulta a elas relacionadas e/ou quaisquer outras informações adequadas relacionadas à execução das várias ações e funções aqui descritas. O processador 1314 também está acoplado a um componente de canal FLO 1318 que facilita o envio de informações FLO a um ou mais respectivos dispositivos de usuário 1304.

Um modulador 1322 pode multiplexar um sinal para transmissão por um transmissor 1324 através da antena de transmissão 1308 para dispositivos de usuário 1304. O componente de canal FLO 1318 pode anexar informações a um sinal relacionado a um fluxo de dados atualizado para um dado fluxo de transmissão para comunicação com um dispositivo de usuário 1304, que pode ser transmitida para o dispositivo de usuário 1304 para prover uma indicação de

que um novo canal ideal foi identificado e confirmado. Dessa forma, a estação base 1302 pode interagir com um dispositivo de usuário 1304 que provê informações FLO e emprega um protocolo de decodificação em conjunto com um
5 receptor não linear.

A Figura 14 apresenta um sistema de comunicação sem fio 1400 exemplar. O sistema de comunicação sem fio 1400 apresenta uma estação base e um terminal para maior brevidade. No entanto, deve ser notado que o sistema pode
10 incluir mais de uma estação base e/ou mais de um terminal, em que estações base e/ou terminais adicionais podem ser substancialmente similares ou diferentes para a estação base e terminal exemplares descritos a seguir.

Fazendo agora referência à Figura 14, através de
15 um downlink, no ponto de acesso 1405, um processador de dados de transmissão (TX) 1410 recebe, formata, codifica, intercala e modula (ou mapeia para símbolos) dados de tráfego e provê símbolos de modulação ("símbolos de dados"). Um modulador de símbolo 1415 recebe e processa os
20 símbolos de dados e símbolos piloto e provê um fluxo de símbolo. Um modulador de símbolo 1420 multiplexa símbolos de dados e de piloto e os provê para uma unidade transmissora (TMTR) 1420. Cada símbolo de transmissão pode ser um símbolo de dados, um símbolo piloto, ou um valor de
25 sinal de zero. Os símbolos piloto podem ser enviados continuamente em cada período de símbolo. Os símbolos piloto podem ser multiplexados por divisão de frequência (FDM), multiplexados por divisão de frequência ortogonal (OFDM), multiplexados por divisão de tempo (TDM),
30 multiplexados por divisão de frequência (FDM), ou multiplexados por divisão de código.

A TMTR 1420 recebe e converte o fluxo de símbolo para um ou mais sinais analógicos e condiciona
adicionalmente (por exemplo, amplifica, filtra e converte
35 ascendentemente em frequência) os sinais analógicos para

gerar um sinal de downlink adequado para transmissão através do canal sem fio. O sinal de downlink é a seguir transmitido através de uma antena 1425 para os terminais. No terminal 1430, uma antena 1435 recebe o sinal de downlink e provê um sinal recebido para uma unidade receptora ou receptora (RCVR) 1440. A unidade receptora 1440 condiciona (por exemplo, filtra, amplifica e converte ascendentemente em frequência) o sinal recebido e digitaliza o sinal condicionado para a obtenção de amostras. Um demodulador de símbolo 1445 demodula e provê símbolos piloto recebidos para um processador 1450 para estimação de canal. O demodulador de símbolo 1445 também recebe uma estimativa de resposta de frequência para o downlink a partir do processador 1450, efetua a demodulação de dados sobre os símbolos de dados recebidos para a obtenção de estimativas de símbolo de dados (que são estimativas dos símbolos de dados transmitidos), e provê as estimativas de símbolo de dados para um processador de dados RX 1455, o qual demodula (isto é, demapeia símbolos), deintercala e decodifica as estimativas de símbolo de dados para recuperar os dados de tráfego transmitidos. O processamento pelo demodulador de símbolo 1445 e processador de dados RX 1455 é complementar ao processamento pelo modulador de símbolo 1415 e processador de dados TX 1410, respectivamente, no ponto de acesso 1405.

Através do uplink, um processador de dados TX 1460 processa dados de tráfego e provê símbolos de dados. Um modulador de símbolo 1465 recebe e multiplexa os símbolos de dados com símbolos piloto, efetua a modulação e provê um fluxo de símbolo. Uma unidade transmissora 1470 a seguir recebe e processa o fluxo de símbolo para gerar um sinal de uplink, o qual é transmitido pela antena 1435 para o ponto de acesso 1405.

No ponto de acesso 1405, o sinal de uplink proveniente do terminal 1430 é recebido pela antena 1425 e

processado por uma unidade receptora 1475 para obtenção de amostras. Um demodulador de símbolo 1480 a seguir processa as amostras e provê símbolos piloto recebidos e estimativas de símbolo de dados para o uplink. Um processador de dados RX 1485 processa as estimativas de símbolo de dados para recuperar os dados de tráfego transmitidos pelo terminal 1430. Um processador 1490 efetua a estimação de canal para cada terminal ativo que transmite através do uplink. Múltiplos terminais podem transmitir o piloto concomitantemente através do uplink através de seus respectivos conjunto designados de sub-bandas piloto, em que os conjuntos de sub-bandas piloto podem ser entrelaçados.

Os processadores 1490 e 1450 dirigem (por exemplo, controlam, coordenam, gerenciam, etc.) a operação no ponto de acesso 1405 e terminal 1430, respectivamente. Os respectivos processadores 1490 e 1450 podem estar associados a unidades de memória (não são mostradas) que armazenam códigos de programas e dados. Os processadores 1490 e 1450 podem também efetuar computações para derivar estimativas de frequência e resposta de impulso para o uplink e o downlink, respectivamente.

Para um sistema de múltiplo acesso (por exemplo, FDMA, OFDMA, CDMA, TDMA, etc.), múltiplos terminais podem transmitir concomitantemente através do uplink. Para tal sistema, as sub-bandas piloto podem ser compartilhadas entre diferentes terminais. As técnicas de estimação de canal podem ser usadas nos casos em que as sub-bandas piloto para cada terminal abrangem toda a banda de operação (exceto possivelmente pelas bordas da banda). Tal estrutura de sub-bandas piloto seria desejável para a obtenção de diversidade de frequência para cada terminal. As técnicas 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, as unidades de processamento usadas para estimação de canal podem ser implementadas dentro de um ou mais circuitos integrados de aplicação específica (ASICs), processadores de sinais digitais (DSPs), dispositivos processadores de sinais digitais (DSPDs), dispositivos lógicos programáveis (PLDs), arranjos de porta programáveis em campo (FPGAs), processadores, controladores, micro controladores, microprocessadores, outras unidades eletrônicas projetadas para efetuar as funções aqui descritas, ou uma combinação de tais. Com software a implementação pode ocorrer por meio de módulos (por exemplo, procedimentos, funções e assim por diante) que efetuam as funções aqui descritas. Os códigos de software podem ser armazenados em unidades de memória e executadas pelos processadores 1490 e 1450.

Para uma implementação em software, as técnicas aqui descritas podem ser implementadas por meio de módulos (por exemplo, procedimentos, funções e assim por diante) que efetuam as funções aqui descritas. Os códigos de software podem ser armazenados em unidades de memória e executadas por processadores. A unidade de memória pode ser implementada no interior do processador ou externamente ao processador, caso este em que ela pode estar acoplada em comunicação com o processador através de vários dispositivos como é do conhecimento dos técnicos na área.

O que foi acima descrito inclui modalidades exemplares. Não é, naturalmente, possível descrever cada combinação concebível de componentes ou metodologias com o propósito de descrever as modalidades, porém os técnicos na área notarão que várias outras combinações e permutações são possíveis. Assim sendo, tais modalidades se destinam a englobar todas estas alterações, modificações e variações que se insiram no espírito e escopo das reivindicações anexas. Ademais, no grau em que é usado o termo "inclui", seja na descrição detalhada ou nas reivindicações, tal

termo tenciona a ser inclusivo de uma maneira similar ao termo "compreende", tal como "compreende" é interpretado quando empregado na forma de uma palavra de transição em uma reivindicação.

REIVINDICAÇÕES

1. Um método de correção de temporização para um sistema de comunicação, compreendendo:

5 alinhar o temporização de símbolo de dois ou mais símbolos com relação uns aos outros a partir de um subconjunto de símbolo para compensar diferenças de temporização entre os símbolos; e

10 obter uma estimativa de canal com base nos símbolos a partir do subconjunto de símbolo, em que um ou mais símbolos foram alinhados no tempo.

2. O método, de acordo com a reivindicação 1, empregando a estimativa de canal para gerar informações de correção de temporização para os símbolos no subconjunto ou símbolos fora do subconjunto.

15 3. O método, de acordo com a reivindicação 1, empregando a estimativa de canal para demodular dados contidos nos símbolos provenientes do subconjunto ou símbolos fora do subconjunto.

20 4. O método, de acordo com a reivindicação 1, compreendendo também demodular um primeiro símbolo enquanto se corrige o temporização de um símbolo subsequente ou símbolo anterior ao primeiro símbolo.

25 5. O método, de acordo com a reivindicação 1, compreendendo também efetuar uma estimativa de canal de comprimento $2P$, em que P é um número inteiro de portadoras pilotos.

30 6. O método, de acordo com a reivindicação 5, compreendendo também empregar observações de pilotos provenientes de pelo menos dois símbolos vizinhos para determinar correções de temporização.

35 7. O método, de acordo com a reivindicação 1, compreendendo também determinar uma ou mais derivações de filtro de tempo para gerar uma estimativa de canal que é usada para demodulação de dados e determinar correções de temporização.

8. O método, de acordo com a reivindicação 1, compreendendo também efetuar um critério de mínimos quadrados para determinar uma estimativa de canal.

9. O método, de acordo com a reivindicação 8, compreendendo também determinar componentes reais e em excesso para a estimativa de canal.

10. O método, de acordo com a reivindicação 8, compreendendo também mediar estimativas de canal no domínio do tempo através de múltiplos símbolos.

11. O método, de acordo com a reivindicação 1, compreendendo também determinar um ou mais coeficientes de filtro de tempo para estimativa de canal.

12. Um módulo de estimativa de canal para um receptor sem fio, compreendendo:

um componente de filtro de tempo para processar um subconjunto de símbolo recebido em uma rede apenas de link direto; e

um componente de alinhamento para ajustar o temporização entre símbolos no subconjunto de símbolo e para ajustar o temporização de pelo menos um símbolo com relação a outros membros de símbolo no subconjunto enquanto demodula um símbolo atual.

13. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também um componente para determinar uma razão de sinal para ruído para uma estimativa de canal.

14. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também um componente para determinar a energia de símbolo.

15. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também um componente para determinar parâmetros relacionados a coeficientes de filtro de tempo e a variação de canal através dos símbolos.

16. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também um componente para determinar uma frequência Doppler.

17. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também pelo menos um filtro não causal para gerar uma estimativa de canal para demodulação de dados e correção de temporização.

5 18. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também um componente para determinar o excesso de espalhamento de retardo.

10 19. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também pelo menos três derivações de filtro no domínio do tempo para gerar demodulação de dados de estimativa de canal e correção de temporização.

20. O módulo, de acordo com a reivindicação 19, compreendendo também ajustar as derivações para valores de {0,25, 0,5 e 0,25, respectivamente}.

15 21. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também um componente para otimizar uma razão de energia de dados para piloto.

20 22. O módulo, de acordo com a reivindicação 12, compreendendo também um meio para leitura por máquina possuindo instruções para leitura por máquina nele armazenadas para executar o componente de filtro de tempo ou o componente de alinhamento.

23. Um componente de correção de tempo para um receptor sem fio, compreendendo:

25 dispositivos para receber um subconjunto de símbolo em um broadcast OFDM;

 dispositivos para filtrar o subconjunto de símbolo;

30 dispositivos para alinhar símbolos dentro do subconjunto; e

 dispositivos para alinhar um ou mais símbolos em vista de uma demodulação atual do subconjunto de símbolo.

24. Um meio para leitura por máquina, possuindo instruções executáveis por máquina nele armazenadas, 35 compreendendo:

receber um subconjunto de símbolo em um broadcast apenas de link direto;

decodificar o subconjunto de símbolo;

determinar uma correção de tempo para símbolos
5 dentro do subconjunto; e

ajustar o temporização para um símbolo durante uma demodulação atual e de acordo com a correção de tempo.

25. Um meio para leitura por máquina, possuindo uma estrutura de dados nele armazenada, compreendendo:

10 receber um subconjunto de símbolo em uma rede sem fio; e

designar pelo menos três estruturas de derivação de filtro não causais para ajustar diferenças de temporização dentro do subconjunto de símbolo.

15 26. Um equipamento de comunicação sem fio, compreendendo:

uma memória que inclui um componente para determinar correções de tempo para um subconjunto de símbolo recebido; e

20 pelo menos um processador associado com um receptor que decodifica pelo menos um símbolo atual enquanto ajusta o temporização para outro símbolo no subconjunto de símbolo.

27. Um método para efetuar sincronização de
25 tempo em um ambiente de comunicações, compreendendo:

determinar correções de temporização a serem aplicadas com operações baseadas na amostragem relativa precoce ou tardia de símbolo OFDM; e

30 efetuar uma correção de amostragem com base em parte na amostragem precoce ou tardia de símbolo OFDM.

28. O método, de acordo com a reivindicação 27, compreendendo também pelo menos uma das seguintes equações para efetuar a correção de amostragem:

$$\mathbf{y}_\alpha(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(P-x) \times x} & \mathbf{I}_{P-x} \\ e^{j2\pi \frac{\alpha}{8}} \cdot \mathbf{I}_x & \mathbf{0}_{x \times (P-x)} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{y}_\alpha^{(early)}(n)$$

correção de amostragem precoce:

$$\mathbf{y}_\alpha(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{x \times (P-x)} & e^{-j2\pi \frac{\alpha}{8}} \cdot \mathbf{I}_x \\ \mathbf{I}_{P-x} & \mathbf{0}_{(P-x) \times x} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{y}_\alpha^{(late)}(n).$$

correção de amostragem tardia:

29. O método, de acordo com a reivindicação 28, a correção de amostragem precoce compreendendo também
5 efetuar um deslocamento cíclico à direita de x amostras sobre um valor $y_\alpha^{early}(n)$ e a seguir multiplicar as primeiras x amostras obtidas após o deslocamento cíclico por $e^{j2\pi\alpha/8}$.

30. O método, de acordo com a reivindicação 28, a correção de amostragem tardia compreendendo também
10 efetuar um deslocamento cíclico à esquerda de x amostras sobre um valor $y_\alpha^{late}(n)$ e a seguir multiplicar as últimas x amostras obtidas após o deslocamento cíclico por $e^{j2\pi\alpha/8}$.

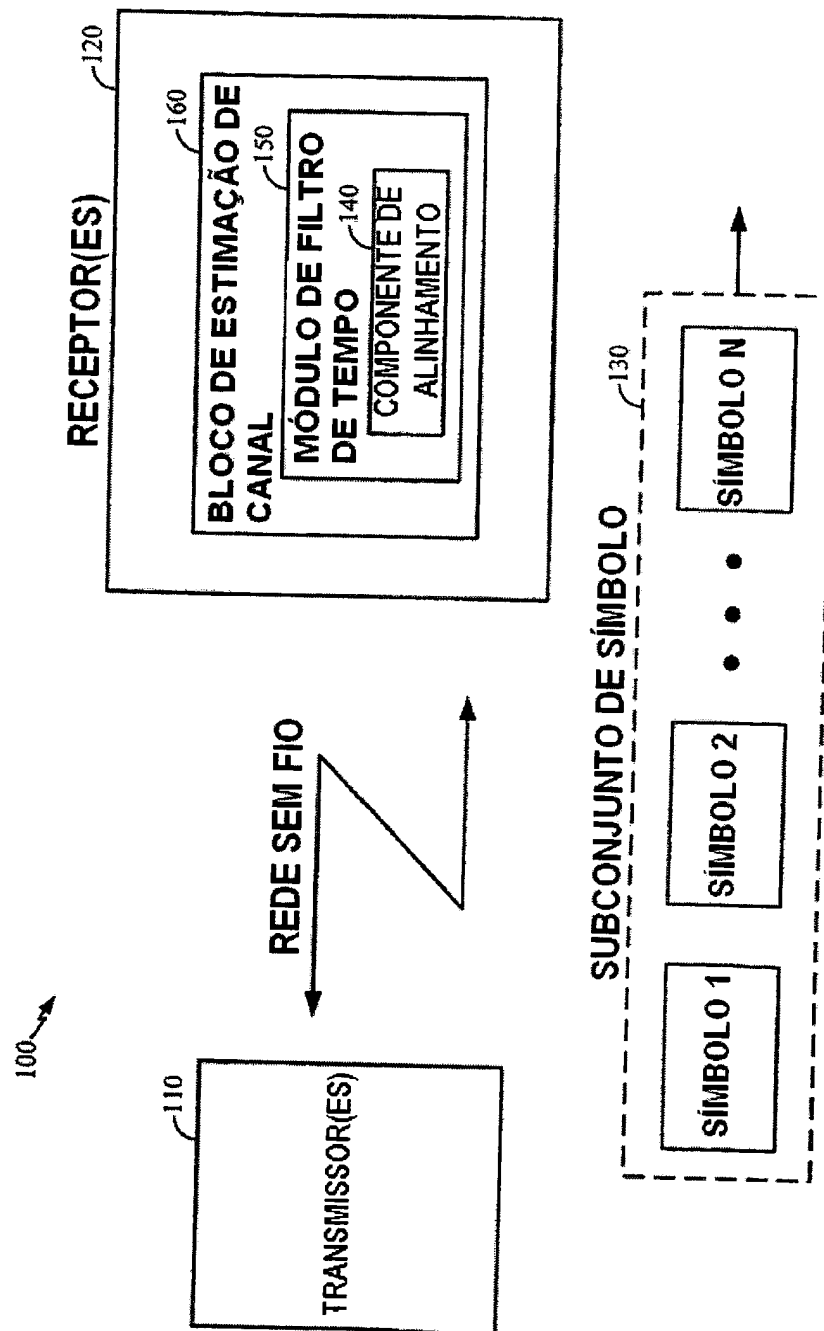


FIG. 1

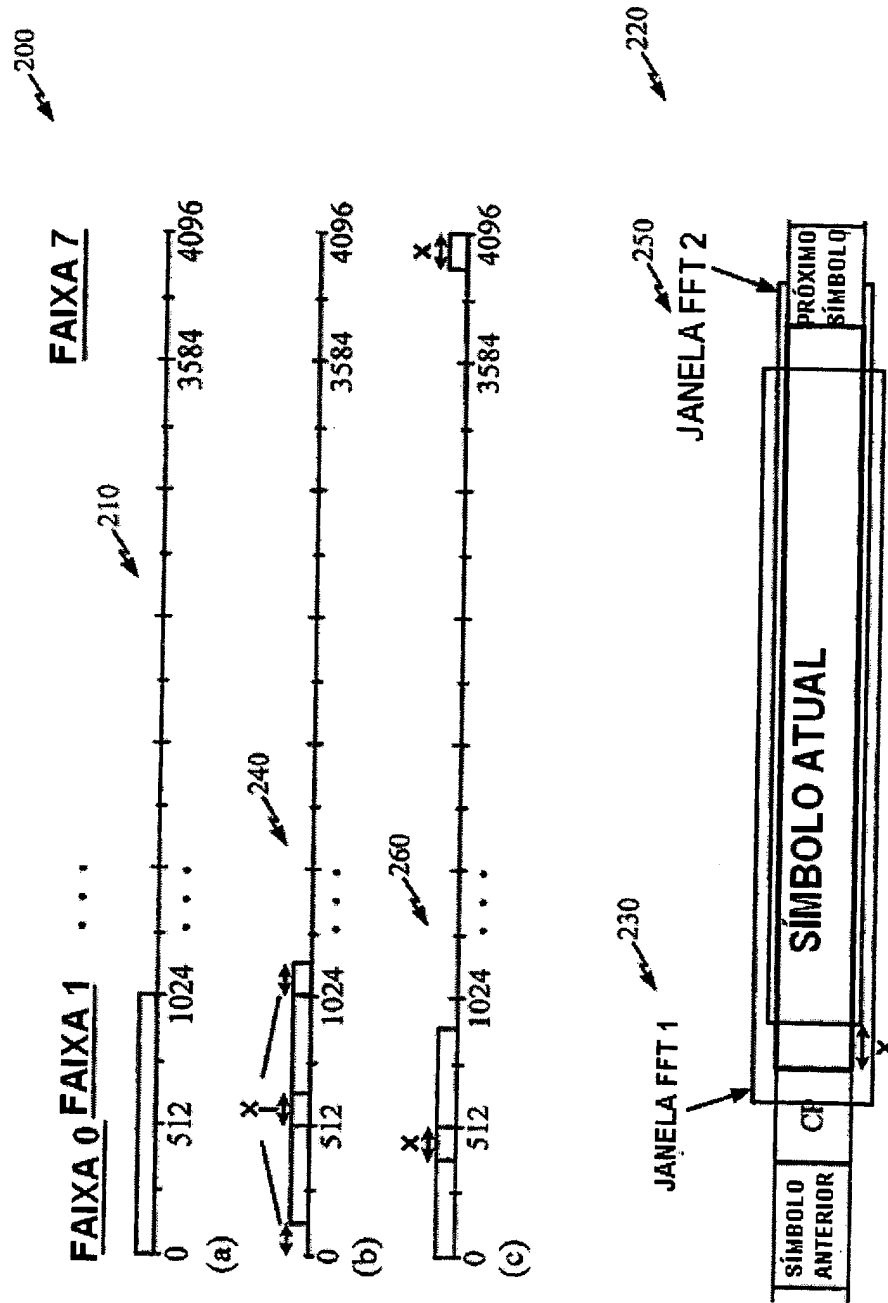


FIG. 2

300

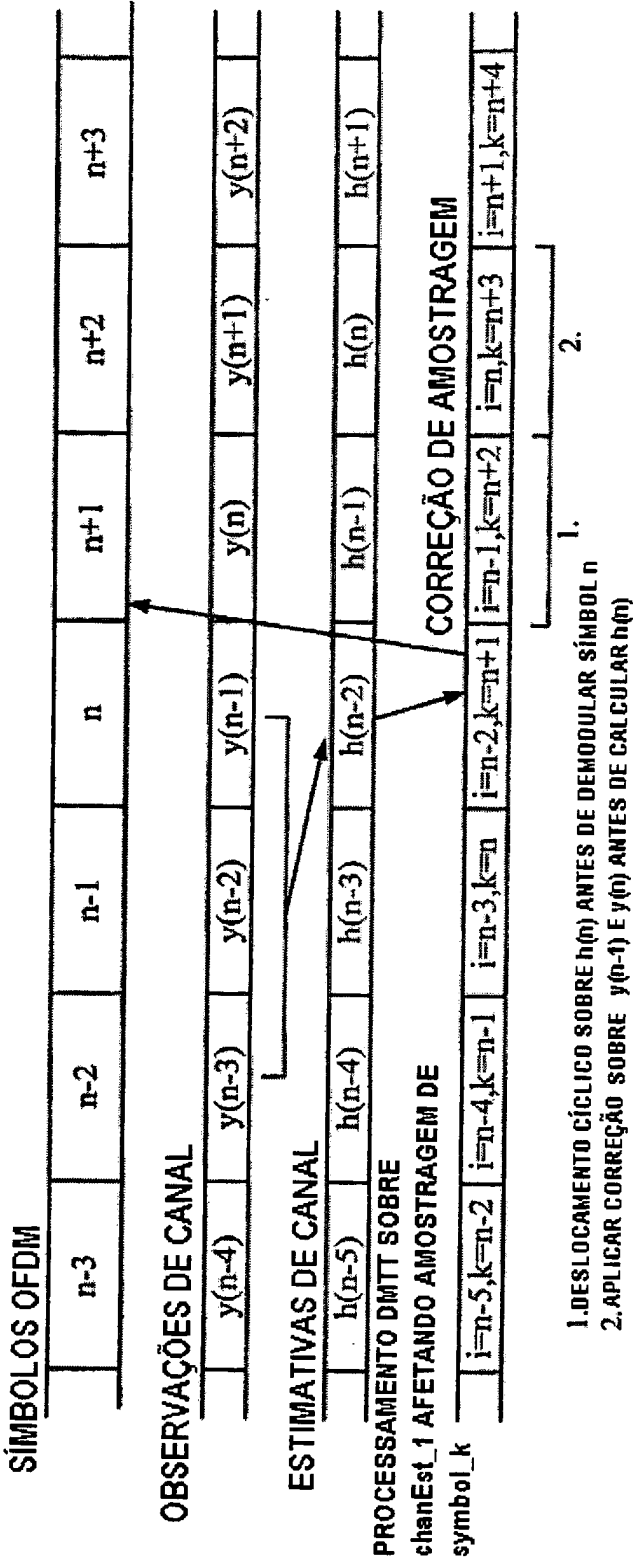


FIG. 3

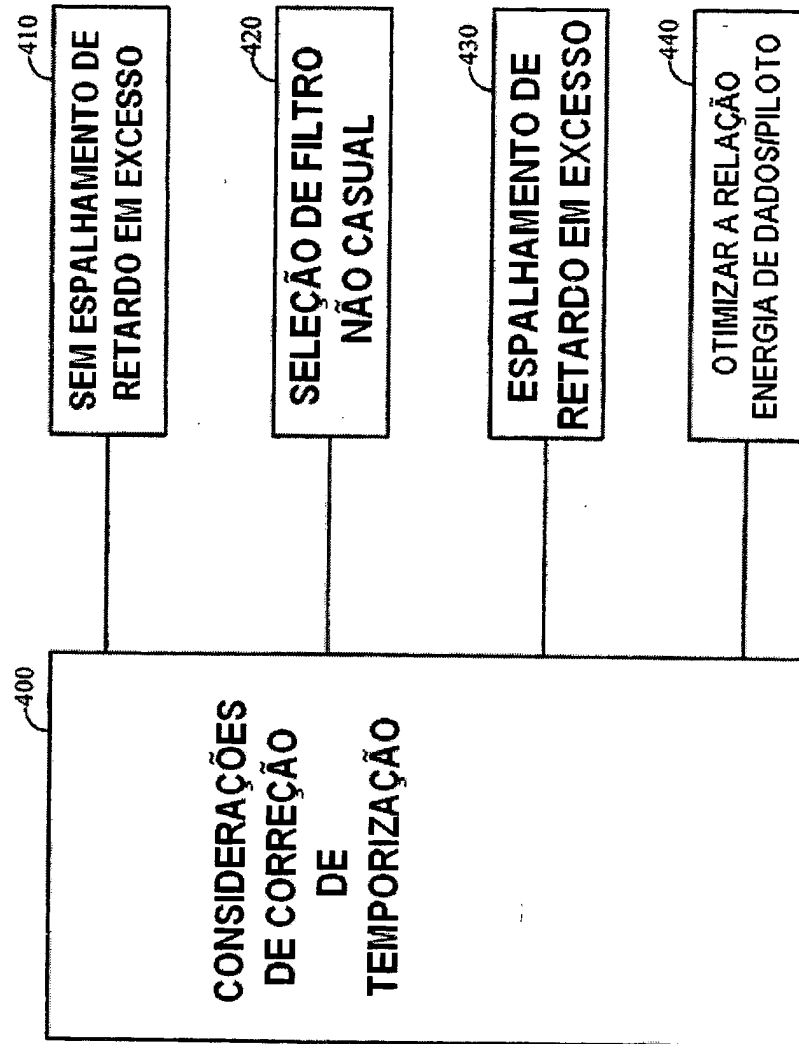


FIG. 4

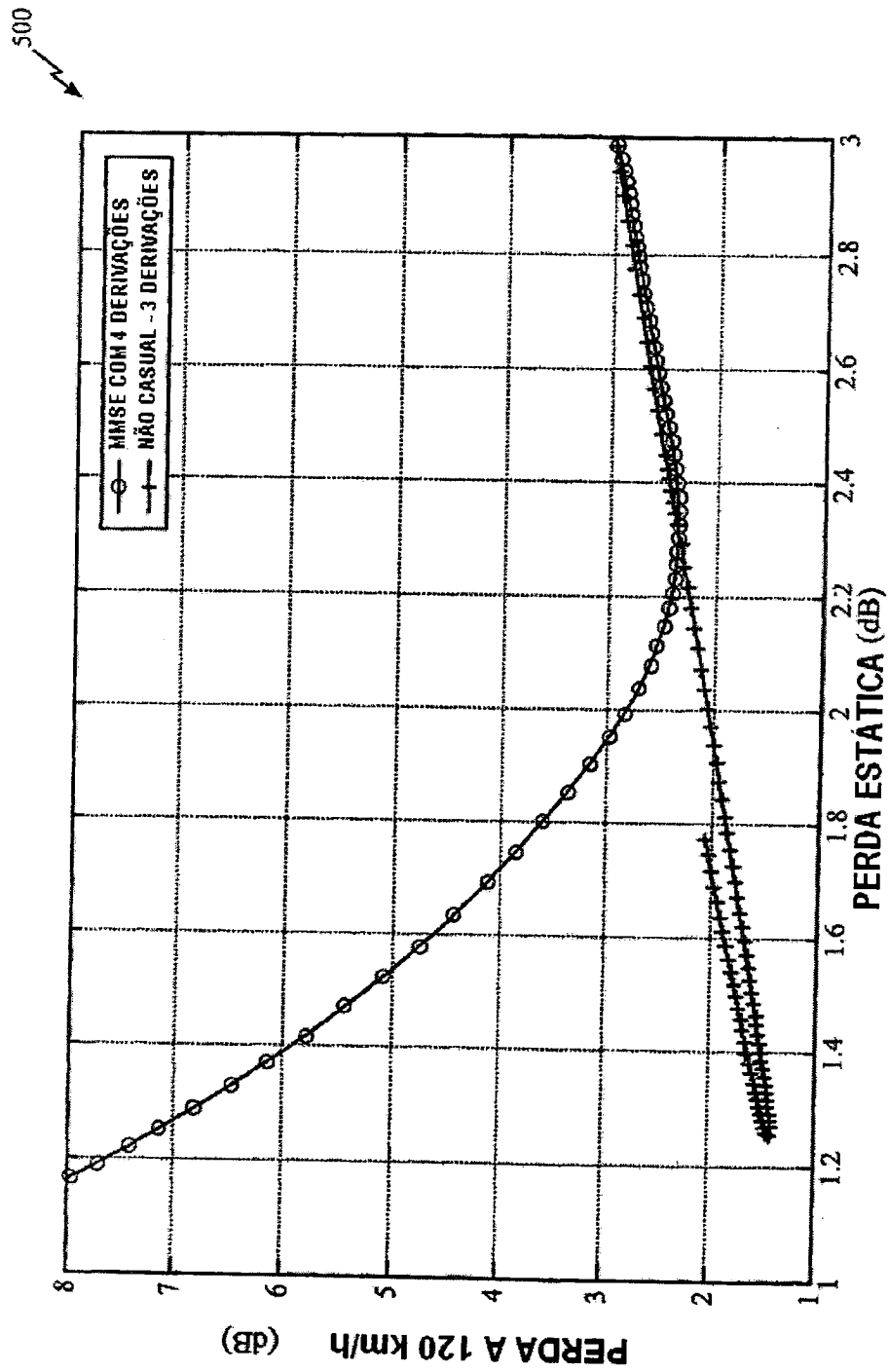


FIG. 5

600

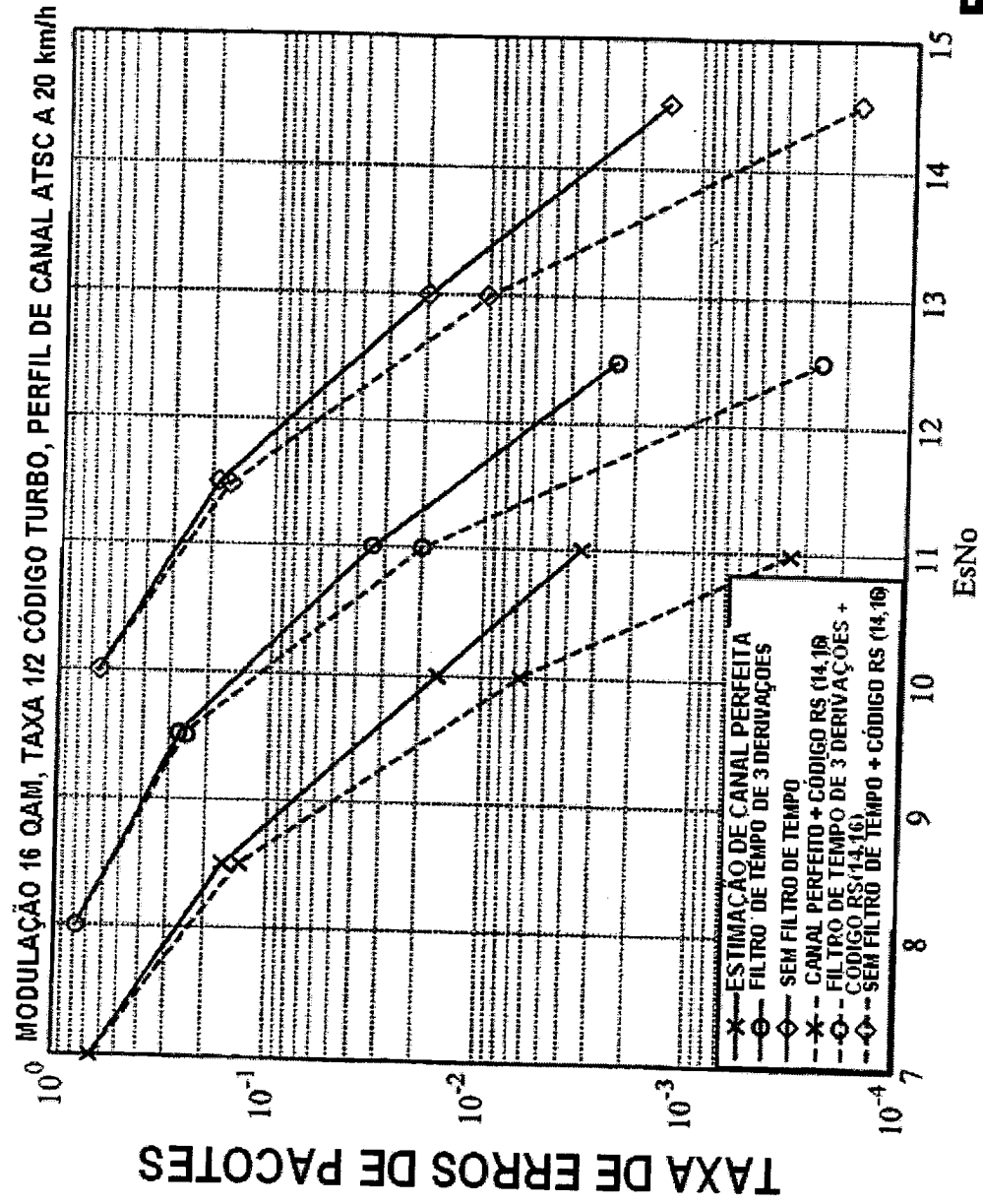


FIG 6

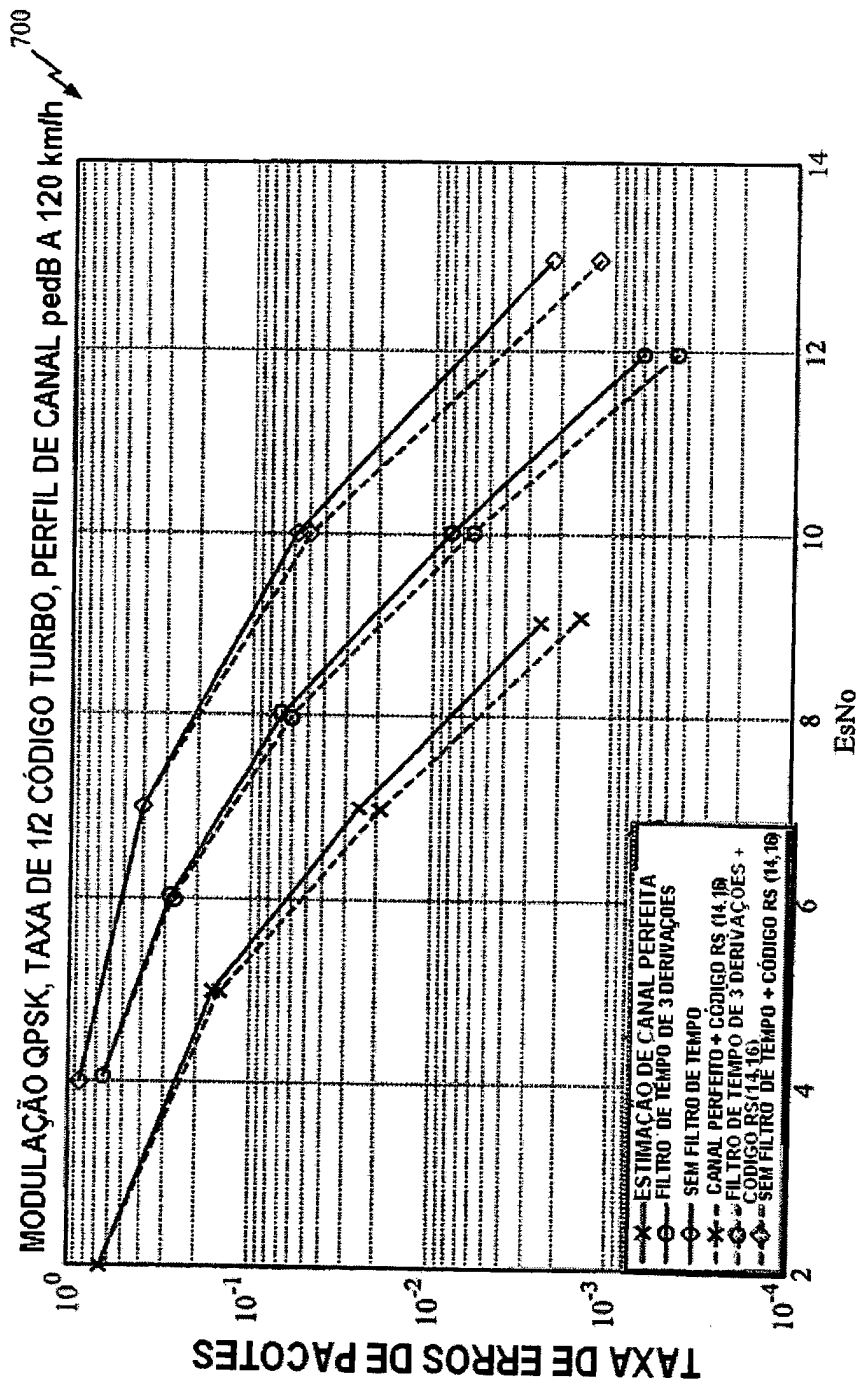


FIG. 7

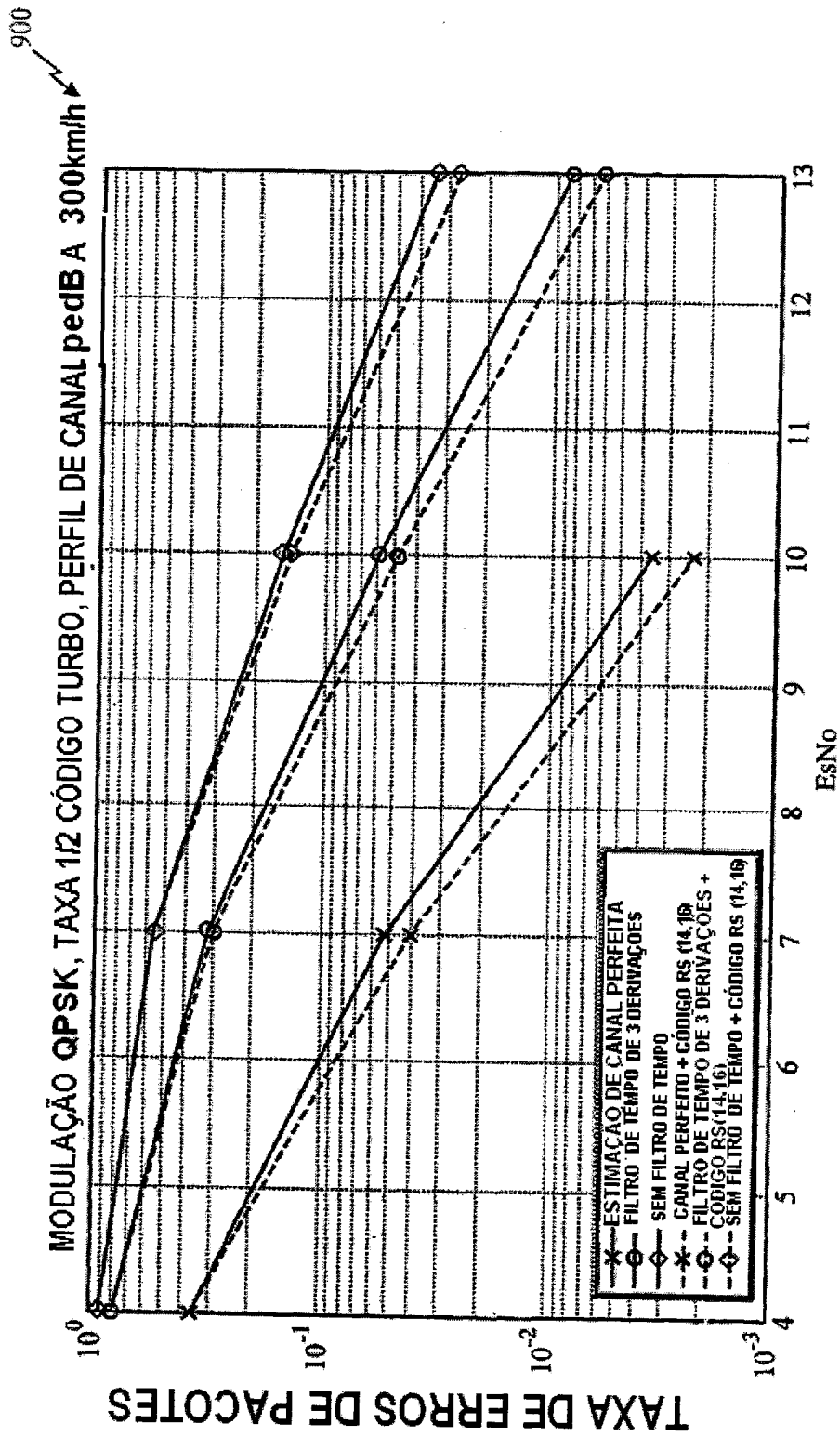


FIG. 9

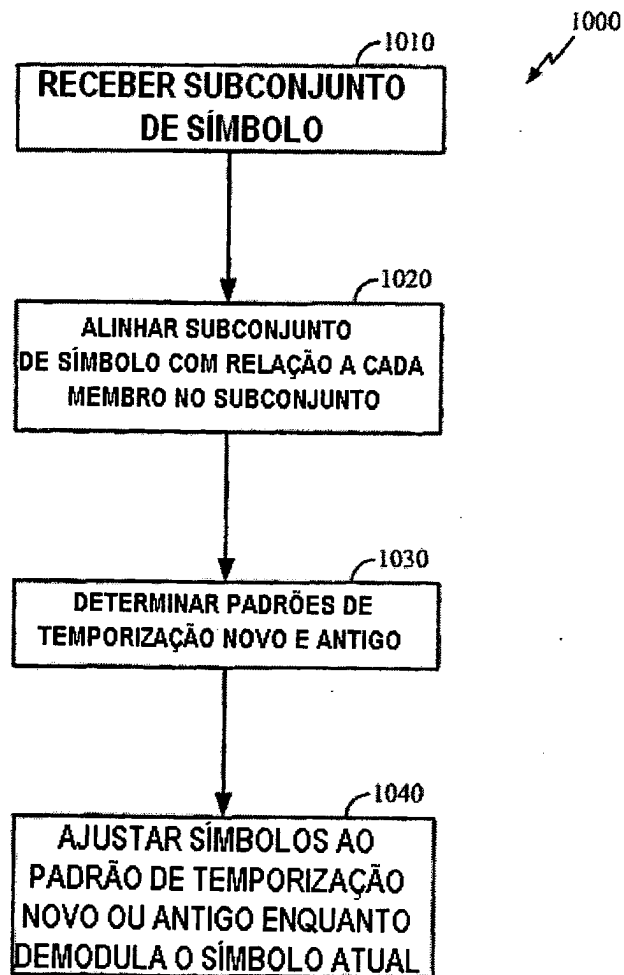


FIG. 10

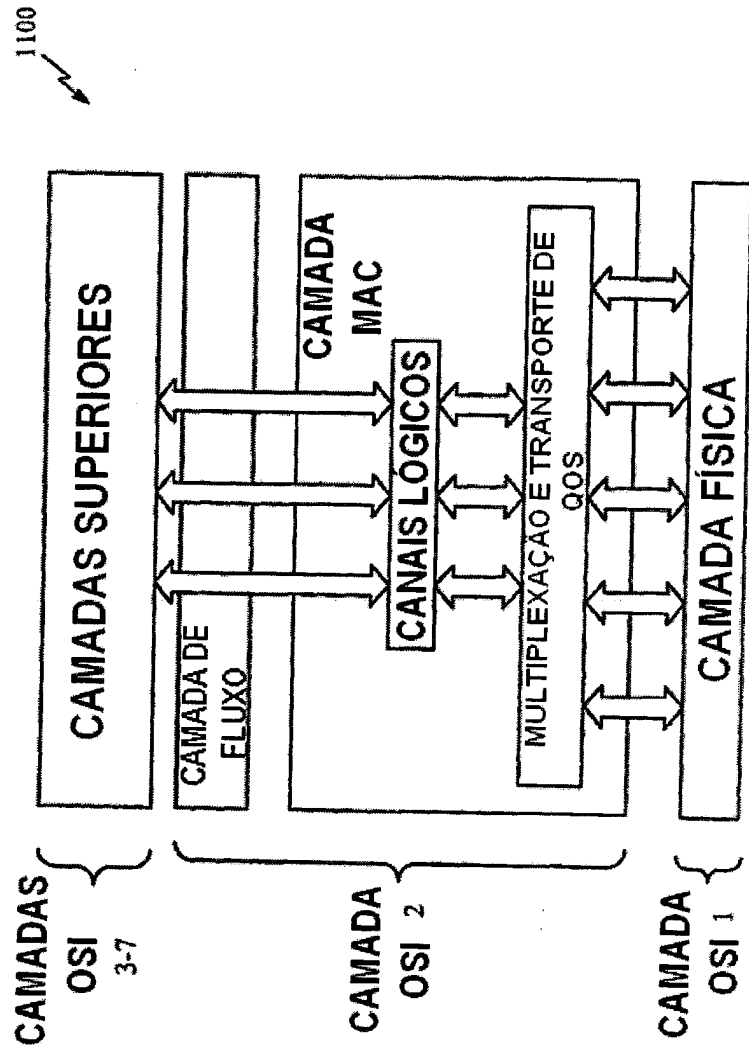


FIG. 11

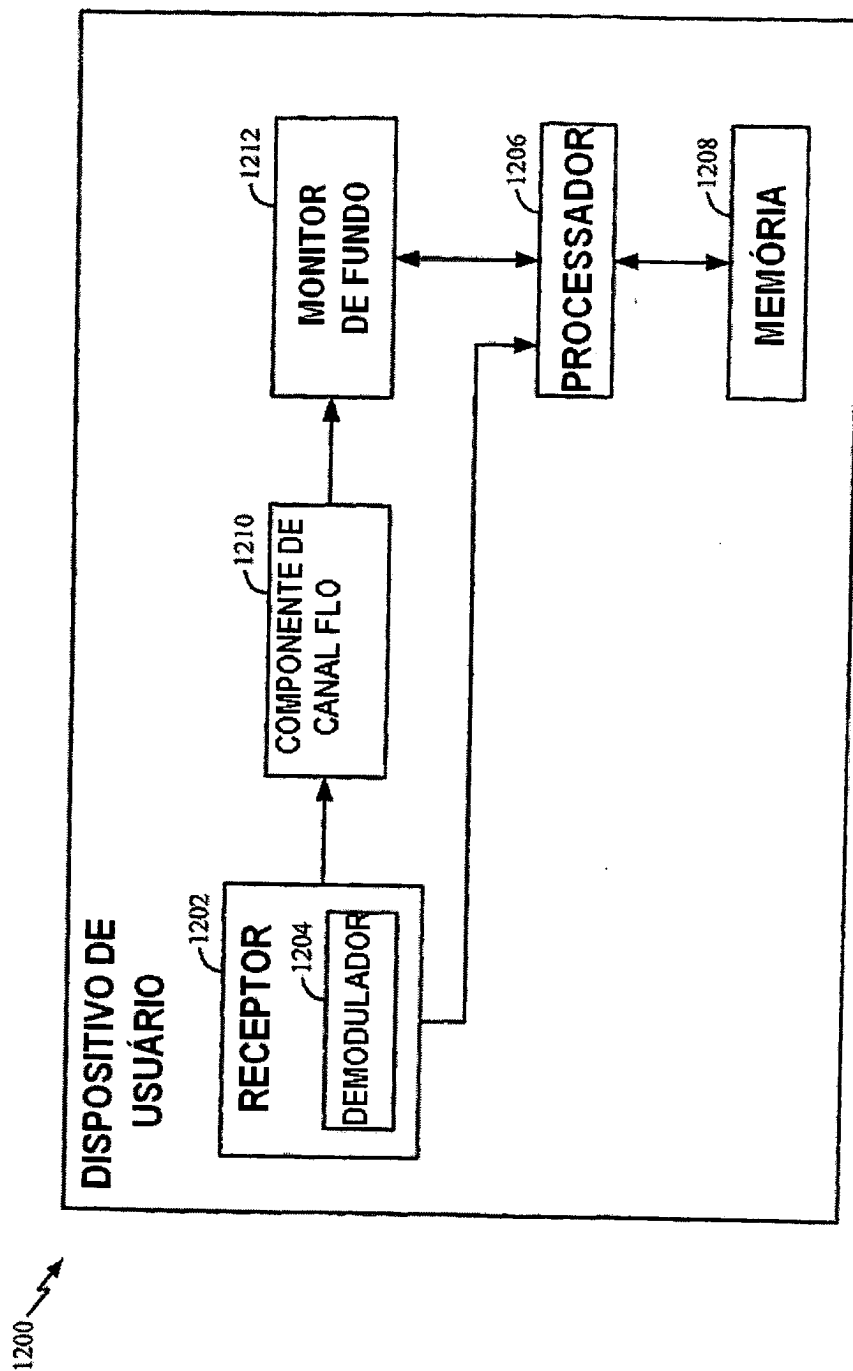


FIG. 12

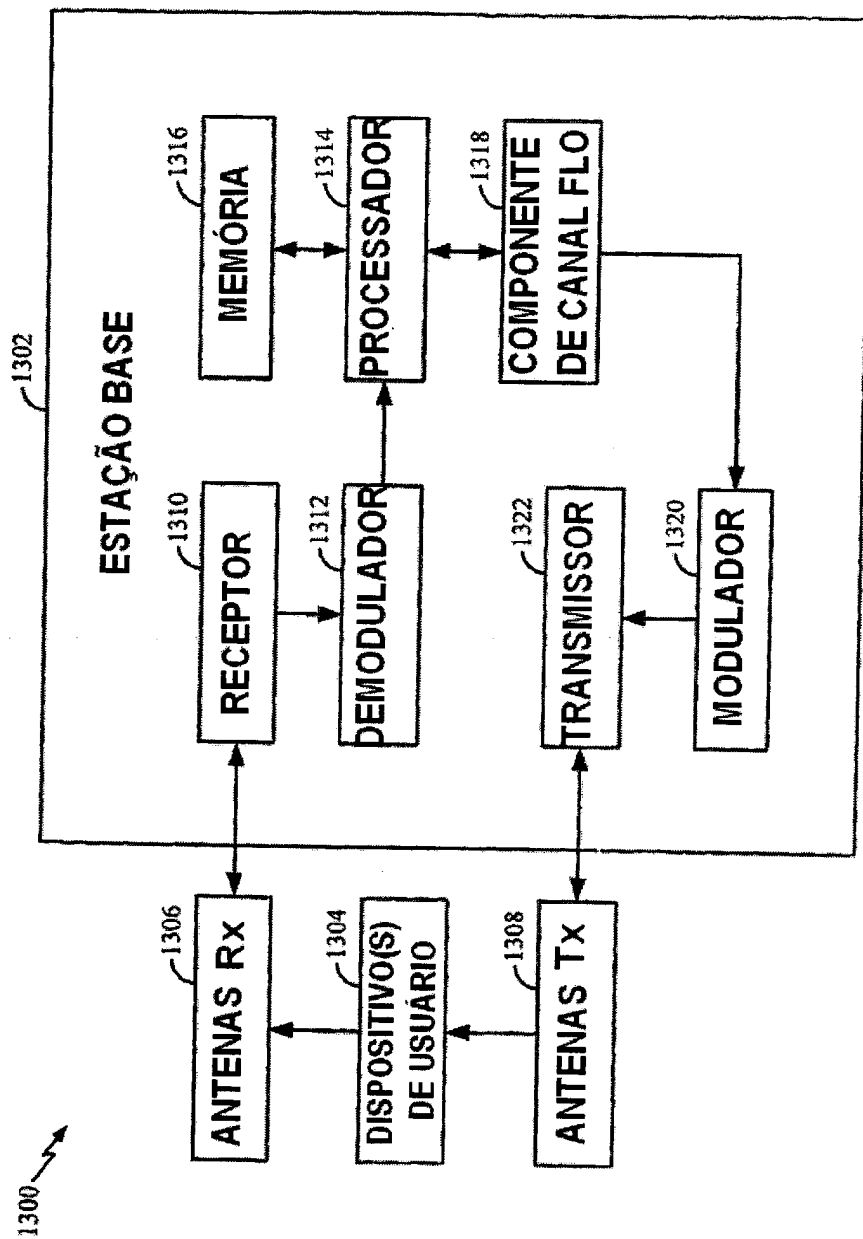


FIG. 13

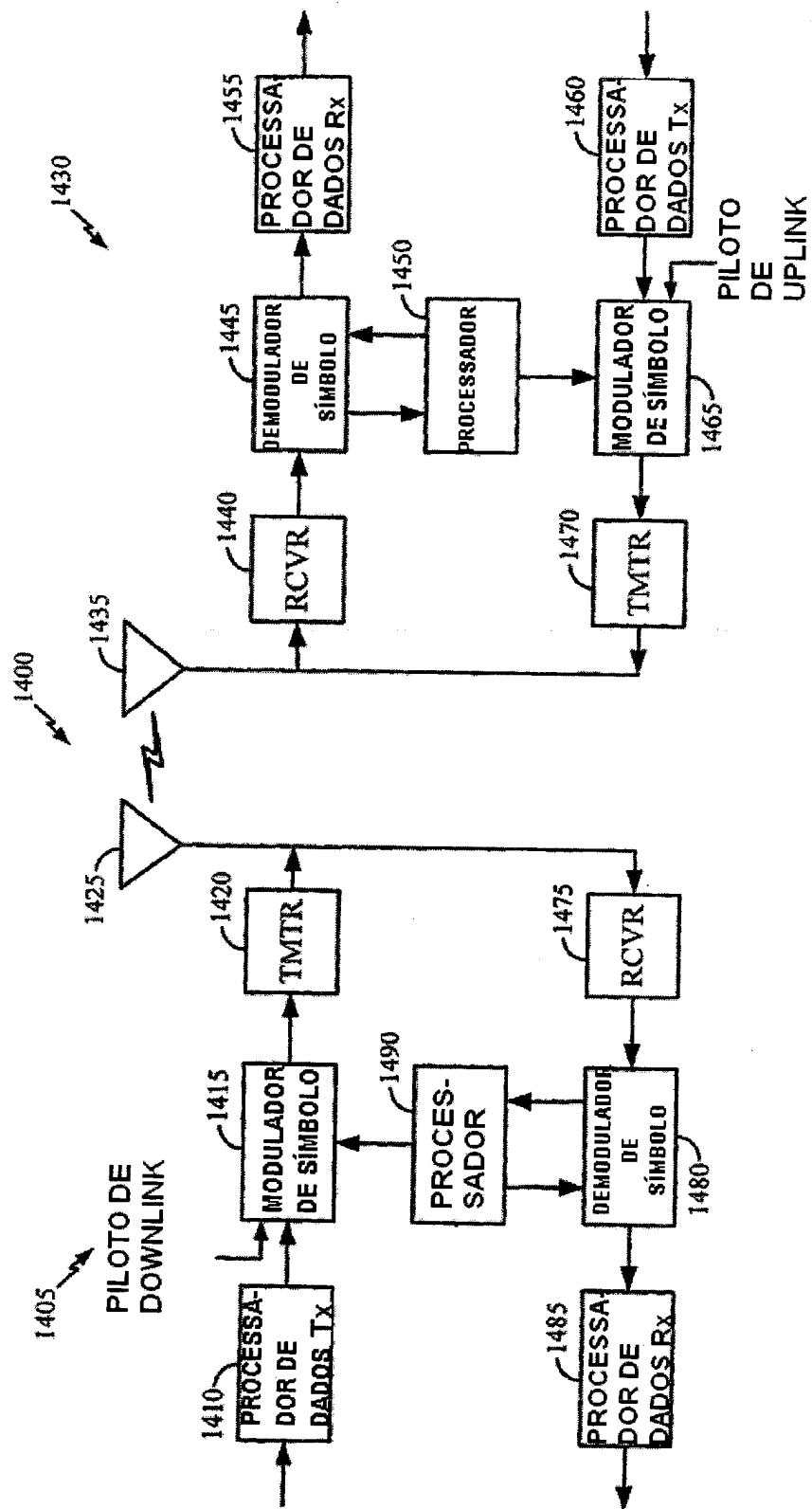


FIG. 14

RESUMO

"CORREÇÕES DE TEMPORIZAÇÃO DE SÍMBOLO EM UM SISTEMA DE MULTIPORTADORA UTILIZANDO A ESTIMAÇÃO DE CANAL"

São providos sistemas e métodos para a
5 determinação e aplicação de correções de temporização em um
sistema de multiportadora. O alinhamento dos símbolos é
inicialmente efetuado para gerar estimativas de canal. As
estimativas de canal assim geradas, juntamente com as
informações de alinhamento de temporização, são por sua vez
10 usadas para a determinação de correções de temporização a
serem aplicadas a símbolos futuros.

MODIFICAÇÃO VOLUNTÁRIA E PEDIDO DE EXAME

02009 0022881

PI 06092705

Processo: PI 0609270-5, DE 10/03/2006.

Titular: QUALCOMM INCORPORATED

Título: "CORREÇÕES DE TEMPORIZAÇÃO DE SÍMBOLO EM UM SISTEMA DE MULTIPORTADORA UTILIZANDO A ESTIMAÇÃO DE CANAL".

RAZÕES

Com base no Artigo 32 da LPI e em atendimento às prescrições do Ato Normativo 127, de 05/03/1997, a requerente apresenta:

1. novo quadro reivindicatório, substancialmente idêntico ao quadro reivindicatório como concedido na Patente Européia EP 1856868 B1 correspondente, que se originou, tal como o presente pedido, do pedido internacional PCT/US2006/008490. O novo quadro reivindicatório foi limitado considerando a anterioridade citada no exame Europeu "An algorithm for joint symbol timing and channel estimation for OFDM systems", de Larsson ET AL, IEEE 2001;
2. novas páginas do relatório descritivo e do resumo com correções no texto e mudanças em alguns termos técnicos empregados. Todas essas alterações, entretanto, não introduzem matéria nova; e
3. novas páginas das figuras, modificadas com o intuito de se adequar às modificações realizadas no relatório descritivo.

A requerente solicita que o exame técnico do presente pedido seja feito com base nas modificações anexas.

Nestes Termos,

Pede Deferimento.

Rio de Janeiro, 10 / 03 / 2009

Maria Luísa Duarte Baldanza

CREA/RJ Nº 1994101229

**"CORREÇÕES DE TEMPORIZAÇÃO DE SÍMBOLO EM UM SISTEMA DE
MULTIPORTADORA UTILIZANDO A ESTIMAÇÃO DE CANAL".**

Campo da Invenção

A tecnologia em questão está de um modo geral
5 relacionada a métodos e sistemas de comunicação e, mais
particularmente, a sistemas e métodos que efetuam correções
de temporização que são aplicadas a estimativas de canal
através de símbolos piloto em redes sem fio.

Descrição da Técnica Anterior

10 A multiplexação por divisão de frequência
ortogonal (OFDM) constitui um método de modulação digital
em que um sinal é dividido em vários canais de banda
estreita em diferentes frequências. Tais canais são algumas
vezes denominados como sub-bandas ou sub-portadoras. A
15 tecnologia foi inicialmente concebida durante pesquisas
para minimizar a interferência entre canais com frequências
próximas umas as outras. Sob certos pontos de vista, a OFDM
é similar à multiplexação por divisão de frequência (FDM)
convencional. A diferença reside na forma pela qual os
20 sinais são modulados e demodulados. De um modo geral, é
dada prioridade a minimizar a interferência ou conversa
cruzada entre os canais e símbolos que constituem o fluxo
de dados.

Em uma área, a OFDM vem sendo também usada nos
25 serviços europeus de broadcast de áudio digital. A
tecnologia se presta à televisão digital e está sendo
considerada como um método para a obtenção de transmissão
de dados digitais em alta velocidade através de linhas
telefônicas convencionais. Esta é também usada em redes de
30 área local sem fio. A multiplexação por divisão de
frequência ortogonal pode ser considerada uma técnica de
modulação FDM para a transmissão de grandes quantidades de
dados digitais através de uma onda de rádio em que a OFDM
opera pela divisão de um sinal de rádio em múltiplos sub-

sinais ou sub-portadoras menores que são então transmitidos simultaneamente em diferentes frequências para o receptor. Uma vantagem da tecnologia OFDM é a de que esta reduz a quantidade de conversa cruzada nas transmissões de sinais em que as especificações atuais, tais como as tecnologias 802.11a WLAN, 802.16 e WiMAX empregam vários aspectos da OFDM. Outro exemplo de sistema sem fio baseado em OFDM é o FLO (apenas de link direto). O FLO é um sistema sem fio que foi desenvolvido para eficientemente realizar broadcast de sinais de áudio e vídeo em tempo real para receptores móveis usando a tecnologia OFDM.

Os sistemas de comunicação sem fio tal como o FLO são projetados para funcionar em um ambiente móvel em que as características de canal em termos do número de derivações de canal com energia significativa, os ganhos em trajetória e os retardos em trajetória são esperados para variar de forma bastante significativa durante um período de tempo. Em um sistema OFDM, o bloco de sincronização de temporização no receptor responde a mudanças no perfil de canal através da seleção apropriada dos limites de símbolo OFDM de modo a maximizar a energia capturada na janela FFT. Quando ocorrem tais correções de temporização, é importante que o algoritmo de estimação de canal leve as correções de temporização em consideração ao computar a estimativa de canal a ser usada para demodular um dado símbolo OFDM. Em algumas implementações, a estimativa de canal é também usada para determinar o ajuste de temporização para o limite de símbolos que deve ser aplicado a símbolos futuros, resultando, dessa forma, em uma sutil interação entre correções de temporização que já foram introduzidas e as correções de temporização que serão determinadas para os símbolos futuros. Além disso, é comum para o bloco de estimação de canal processar observações de pilotos provenientes de múltiplos símbolos OFDM de modo a resultar em uma estimativa de canal que apresenta melhor mediação de

ruído e também soluciona espalhamentos de retardo de canal mais longos. Quando observações de pilotos provenientes de múltiplos símbolos OFDM são processadas em conjunto para a geração da estimativa de canal, é importante que os
5 símbolos OFDM subjacentes fiquem alinhados com relação à temporização de símbolo. Sem tal alinhamento, estimativas de canal errôneas serão geradas e então a operação apropriada dos receptores sem fio pode não ser assegurada.

Resumo da Invenção

10 A presente invenção relaciona a um método de correção de temporização para um sistema de comunicação, a um módulo de estimação de canal para um receptor sem fio e a um aparelho de comunicação sem fio como definido nas reivindicações apensas.

15 O que se segue apresenta um resumo simplificado de várias modalidades, de modo a proporcionar uma compreensão básica de alguns aspectos das modalidades. Tal resumo não constitui uma visão geral abrangente. Este não tenciona identificar elementos chave ou críticos, ou
20 delinear o escopo das modalidades aqui descritas. Seu único propósito consiste em apresentar alguns conceitos de uma forma simplificada, como um prelúdio para a descrição mais detalhada que será apresentada mais adiante.

Correções de temporização são determinadas para
25 sistemas de multiportadora em uma rede sem fio quando múltiplos símbolos são processados por um receptor sem fio. As correções de temporização são aplicadas a uma estimativa de canal que é obtida a partir de observações de pilotos através de vários símbolos. De um modo geral, cada um de
30 tais símbolos pode estar potencialmente utilizando uma janela FFT diferente devido a diferentes correções de temporização através dos símbolos de interesse. Os offsets de temporização são aplicados para compensar variações potenciais nos relógios de amostragem e na mobilidade do

receptor resultando em condições de canal dinâmicas enquanto recebe o sinal proveniente de um dado transmissor.

Em uma modalidade, os símbolos dentro de um subconjunto de símbolos (por exemplo, 3 símbolos) são primeiramente alinhados no tempo com relação a eles próprios. A partir das informações de temporização obtidas e determinadas a partir de tal alinhamento inicial, ocorrem alinhamentos ou ajustes de símbolo subseqüentes durante o processo de demodulação de símbolo recebidos. Como exemplo, enquanto o símbolo atual é demodulado, mudanças e correções de temporização podem ser aplicadas a um símbolo precedente ou subseqüente. Dessa forma, diferentes bases de tempo estão sendo continuamente determinadas, em que em alguns casos um novo tempo determinado é aplicado a um respectivo símbolo, enquanto em outros casos uma temporização anterior é aplicada para compensar diferenças de temporização entre os símbolos. Em um aspecto, é provido um método de correção de temporização para um sistema de multiportadora. Isto inclui o alinhamento de dois ou mais símbolos uns em relação aos outros de um subconjunto de símbolo, de modo a compensar diferenças de temporização entre os símbolos. O processo então emprega as diferenças de temporização entre os símbolos para sincronizar a temporização para um ou mais símbolos no subconjunto de símbolo.

Para estas finalidades e outras correlacionadas, serão aqui descritas certas modalidades ilustrativas em conexão com a descrição que se segue e os desenhos anexos. Tais aspectos são indicativos de várias formas através das quais podem ser praticadas as modalidades, todas as quais se tenciona cobrir.

Breve Descrição dos Desenhos

A Figura 1 é um diagrama em blocos esquemático ilustrando uma rede de comunicação sem fio e um receptor que efetua correções de temporização de símbolo.

As Figuras 2 e 3 ilustram aspectos e correções de temporização exemplares para uma rede de comunicação sem fio.

5 A Figura 4 ilustra um exemplo de considerações de correção de tempo para um receptor sem fio.

A Figura 5 ilustra um exemplo de padrão de limites entre dados.

As Figuras 6 a 9 ilustram exemplos de dados de simulação para um processo de correção de temporização.

10 A Figura 10 ilustra um exemplo de processo de correção de temporização para um sistema sem fio.

A Figura 11 é um diagrama que ilustra exemplos de camadas de rede para um sistema sem fio.

15 A Figura 12 é um diagrama que ilustra um exemplo de dispositivo de usuário para um sistema sem fio.

A Figura 13 é um diagrama que ilustra um exemplo de estação base para um sistema sem fio.

A Figura 14 é um diagrama que ilustra um exemplo de transceptor para um sistema sem fio.

20 Descrição Detalhada da Invenção

Sistemas e métodos são providos para determinar correções de temporização em uma rede apenas de link direto. Em um aspecto, é provido um método de correção de temporização para um sistema de multiportadora. Este inclui
25 alinhar dois ou mais símbolos uns em relação aos outros a partir de um subconjunto de símbolo de modo a compensar diferenças de temporização entre os símbolos. O processo a seguir emprega offsets de temporização entre os símbolos para sincronizar a temporização para um ou mais símbolos no
30 subconjunto de símbolos. Em um exemplo, a sincronização de temporização pode ser efetuada em um módulo de filtragem de tempo/temporal que pode estar associado em um bloco de estimação de canal.

Tal como usados no presente pedido, os termos
35 "componente", "rede", "sistema", "módulo" e similares se

referem a uma entidade relacionada a computadores, seja hardware, uma combinação de hardware e software, software, ou software em execução. Como exemplo, um componente pode ser, porém não está limitado a ser, um processo operando em
5 um processador, um processador, um objeto, um componente executável, um fio ou via de execução, um programa e/ou um computador. Como exemplo, tanto um aplicativo operando em um dispositivo de comunicação como o dispositivo podem constituir um componente. Um ou mais componentes podem
10 residir dentro de um processo e/ou fio de execução e um componente pode estar localizado em um computador e/ou estar distribuído entre dois ou mais computadores. Além disso, tais componentes podem ser executados a partir de vários meios legíveis por computador possuindo várias
15 estruturas de dados ali armazenadas. Os componentes podem se comunicar através de processos locais e/ou remotos, tal como de acordo com um sinal possuindo um ou mais pacotes de dados (por exemplo, dados provenientes de um componente interagindo com outro componente em um sistema local, um
20 sistema distribuído e/ou através de uma rede cabeada ou sem fio tal como a Internet).

A Figura 1 ilustra um sistema de rede sem fio 100 para efetuar correções de temporização. O sistema 100 inclui um ou mais transmissores 110 que se comunicam
25 através de uma rede sem fio com um ou mais receptores 120. Os receptores 120 podem incluir substancialmente qualquer tipo de dispositivo de comunicação, tal como um telefone celular, computador, assistente de dados pessoal, dispositivos portáteis ou laptop e assim por diante. Partes
30 do receptor 120 são empregadas para decodificar um subconjunto de símbolo 130 possuindo um ou mais símbolos que podem ser amostrados com uma temporização de símbolo diferente, pelo que o receptor utiliza um componente de alinhamento 140 para solucionar discrepâncias de
35 temporização entre os símbolos. As correções de

temporização aplicadas a uma estimativa de canal no receptor 120 são obtidas a partir de observações de piloto através de vários símbolos 130.

De um modo geral, cada um dos símbolos 130 pode
5 estar potencialmente utilizando um intervalo ou janela diferente de transformada rápida de Fourier (FFT) devido a diferentes correções de temporização entre os símbolos de interesse. Dessa forma, podem estar ocorrendo offsets de temporização devido a potenciais variações ou desvios nos
10 relógios de amostragem e à dinâmica de canal que surge devido à mobilidade do receptor 120 enquanto recebe o sinal proveniente de um dado conjunto de um ou mais transmissores 110. Como mostrado, o componente de alinhamento 140 pode estar associado a um módulo de filtro de tempo 150 que
15 opera com um bloco de estimação de canal 160. O subconjunto de símbolo 130 é de um modo geral transmitido em uma rede de multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM), que emprega protocolo apenas de link direto (FLO) para transferência de dados de multimídia. A estimação de
20 canal é de um modo geral baseada em tons pilotos uniformemente espaçados inseridos no domínio das frequências, e em respectivos símbolos OFDM. Em uma implementação particular, os pilotos são espaçados por 8 portadoras e o número de portadoras piloto é ajustado para
25 512 (um overhead de 12,5%).

Em um aspecto, um sistema de comunicação de multiportadora 100 é considerado, no qual pilotos multiplexados por divisão de frequência (FDM) posicionados dentro de símbolos transmitidos são usados para estimação
30 de canal. Em tal sistema, com escalonamento de pilotos FDM, vários símbolos recebidos 130 sucessivos podem ser usados para extrair mais informações sobre o canal de propagação (obtendo estimativas de canal mais longas). Em um exemplo, isto pode ser efetuado no módulo de filtragem de tempo 150
35 do bloco de estimação de canal 160 através do componente de

alinhamento 140. Uma vez que as correções de temporização podem ser efetuadas concomitantemente com tal processo, o componente de alinhamento facilita que diferentes temporizações de símbolo OFDM que possam ocorrer através de
5 vários símbolos vizinhos em 130 sejam levados em consideração no interior do módulo de filtragem de tempo 150. Tal processo de correção de tempo também aborda problemas de interação entre os blocos de estimação de canal e sincronização de tempo. Em um aspecto, é provido um
10 componente de correção de tempo para um receptor sem fio. Este pode incluir dispositivos para receber um subconjunto de símbolo em um broadcast OFDM (por exemplo, 120) e dispositivos para filtrar o subconjunto de símbolo (por exemplo, 150). Este também pode incluir dispositivos para
15 alinhar símbolos no interior do subconjunto e dispositivos para alinhar um símbolo em vista de uma demodulação atual do subconjunto de símbolo (por exemplo, 140).

Em uma modalidade, os símbolos dentro do subconjunto de símbolos 130 são primeiramente alinhados no
20 tempo uns em relação aos outros. Como exemplo, caso três símbolos forem empregados para estimação de canal e subsequente para determinação do offset de temporização, então seriam determinados ajustes para diferenças entre os três símbolos. A partir das informações
25 obtidas e determinadas a partir do alinhamento inicial, subseqüentes alinhamentos de símbolos ou ajustes ocorrem durante o processo de demodulação de símbolo recebidos, os quais podem ser amostrados em diferente temporização de símbolo a partir da demodulação de símbolo atual. Como
30 exemplo, enquanto demodula o símbolo atual, o qual pode ser o quarto símbolo no subconjunto, podem ser aplicadas mudanças de temporização e correções concomitantemente pelo componente de alinhamento 140 a um símbolo precedente ou subseqüente, tal como, por exemplo, ao símbolo dois no
35 subconjunto. Desta forma, diferentes temporizações estão

sendo continuamente determinadas, em que, em alguns casos, um novo offset de temporização determinado é aplicado a um respectivo símbolo e, em outros casos, uma temporização anterior é aplicada para compensar diferenças de
5 temporização entre os símbolos 130. Deve ser notado que as correções de temporização de símbolo podem ocorrer em uma pluralidade de combinações. Como exemplo, caso fossem empregados três símbolos, então poderiam ocorrer potencialmente oito diferentes combinações de ajustes, em
10 que o tempo de um símbolo seria mantido ou ajustado em vista dos outros dois membros de símbolo no subconjunto 130. Como exemplo, um segundo símbolo pode ter sua temporização corrigida em vista do tempo de um primeiro símbolo e do tempo de um terceiro símbolo. Em outro
15 exemplo, o símbolo um pode ser ajustado em vista dos símbolos dois e três e assim por diante. Como poderá ser notado, podem ser empregados subconjuntos de símbolo 130 de diferentes números e correções de temporização.

A sincronização de temporização em sistemas de
20 multiportadora inclui a determinação da posição correta de uma janela de amostragem FFT usada para demodular símbolos OFDM. Presumindo-se que o canal equivalente entre o transmissor e o receptor seja caracterizado por um espalhamento de retardo mais curto do que o comprimento do
25 prefixo cíclico embutido no início de cada símbolo, é possível evitar os aspectos indesejados da interferência entre símbolos (ISI). Este pode ser dependente da capacidade do receptor para recuperar a posição de temporização correta a partir da entrada de fluxo de dados.
30 Uma posição ideal para posicionamento da janela FFT (também designado como amostragem de símbolo) é iniciando a partir da primeira amostra após o prefixo cíclico. Nos sistemas OFDM, as informações sobre sincronização de temporização podem ser extraídas a partir das estimativas de canal.
35 Estas podem ser obtidas com o auxílio de tons pilotos,

usando algum conhecimento preliminar sobre a posição correta de amostragem. A escolha da sincronização de canal auxiliada por estimativas é motivada pela observação de que qualquer offset na posição da janela FFT usada para a
5 estimação de canal resulta no deslocamento apropriado da estimativa. Portanto, a estimativa de tal deslocamento é de um modo geral equivalente a estimar o offset de amostragem. Em muitos sistemas OFDM, o bloco de sincronização de temporização utiliza a estimativa de canal obtida a partir
10 de símbolo de dados anteriores para calcular o desvio da posição de amostragem ideal e aplica tal offset a símbolos OFDM que chegam.

O sistema de estimação de canal 100 pode ser projetado de forma que lhe permita processar canais com
15 comprimento de até duas vezes o prefixo cíclico ou mais. Isto pode ser conseguido por escalonamento dos pilotos. Um aspecto inclui um chamado filtro de tempo não causal no receptor 120, o qual combina as observações de canal provenientes de pelo menos três símbolos OFDM consecutivos,
20 de modo a calcular uma estimativa de canal mais longa, a qual é a seguir usada para demodulação. Caso a unidade de sincronização indique que um offset diferente de zero deve ser aplicado quando da amostragem do próximo símbolo OFDM, a correspondente observação de canal não estará alinhada
25 com as duas observações de canal anteriores (uma vez que estas resultaram em uma estimativa de canal não alinhada com zero). Dessa forma, a combinação destas três observações pode produzir um resultado distorcido. O remédio consiste em aplicar a transformação apropriada
30 sobre as duas estimativas de canal anteriores quando o offset de temporização for diferente de zero, de forma a mantê-las alinhadas com a presente.

O que se segue propicia alguns comentários matemáticos introdutórios para observações mais detalhadas

que serão apresentadas mais adiante. O $k^{\text{ésimo}}$ símbolo OFDM recebido no domínio de frequência pode ser escrito como:

$$Y(k) = H(k) + w(k) = W_{P,D}h(k) + w(k) \quad \text{Equação 1}$$

em que:

- P é o número de portadoras pilotos e D é o número de derivações de canal *presumidas* pelo receptor.
- Os vetores Y, H, w, possuem comprimento P e o ruído w é Gaussiano complexo branco com variância N_0 .
- A matriz $W_{P,D}$ é a sub-matriz P x D da matriz DFT *não normalizada*

$$W_{N,N}(m,n) = \exp\left(-j \frac{2\pi mn}{N}\right)$$

Em que N é o número total de sub-portadoras.

- O vetor $h(k)$ possui comprimento D e é normalizado para que

$$E[h(k)^H h(k)] = E_p$$

Em que E_p é a energia de símbolo piloto recebida. Com as definições acima é fácil constatar que o valor de canal em cada portadora no domínio da frequência atende a:

$$E|H_p(k)|^2 = E_p$$

Da equação (1) fica evidente que o número de derivações de canal $D \leq P$. No entanto, estimativas de canal mais longas são de um modo geral desejadas para (a) sincronização fina de temporização - provendo concomitantemente uma estimativa de canal mais longa e posicionando a janela FFT de modo a maximizar a energia coletada; e (b) lidar com situações em que o canal possui

um espalhamento de retardo maior do que o prefixo cíclico. Para gerar uma estimativa de canal mais longa, um aspecto consiste de escalonar os pilotos em frequência através de símbolos OFDM sucessivos, isto é, os índices de portadoras

5 pilotos são modificados em símbolos OFDM sucessivos. Para maior simplicidade, pode ser presumido um padrão de escalonamento de dois símbolos: por exemplo, para um sistema FLO exemplar com 96 portadoras de guarda, os índices de portadoras piloto são {50, 58, ..., 4042} nos

10 símbolos pares e {54, 62, ..., 4046} nos símbolos ímpares. De um modo mais geral, caso as portadoras piloto uniformemente espaçadas sejam da forma $\frac{N}{P}n+n_0$ nos símbolos pares, elas seriam $\frac{N}{P}n+n_0+\frac{N}{2P}$ nos símbolos ímpares.

Com tal escalonamento, uma estimativa pode ser

15 recebida com um comprimento de até $2P$ pelo uso das observações de pilotos provenientes de pelo menos dois símbolos OFDM vizinhos. Especificamente, presumindo-se um canal com $2P$ derivações de domínio do tempo (e ajustando-se $n_0 = 2$). Então:

$$\begin{aligned}
 H_p(2k) &= \sum_{l=0}^{2P-1} h_l(2k) e^{-j \frac{2\pi[(N/P)p+2]l}{N}} = \sum_{l=0}^{2P-1} h_l(2k) e^{-j \frac{2\pi p}{P} l} e^{-j \frac{4\pi}{N} l} \\
 &= \sum_{l=0}^{P-1} \left[h_l(2k) + e^{-j \frac{4\pi p}{N}} h_{l+P}(2k) \right] e^{-j \frac{2\pi p}{P} l} e^{-j \frac{4\pi}{N} l} \\
 &= \sum_{l=0}^{P-1} [h_l(2k) - j h_{l+P}(2k)] e^{-j \frac{2\pi p}{P} l} e^{-j \frac{4\pi}{N} l}, \quad \text{quando } N = 8P
 \end{aligned}$$

20 Enquanto:

$$\begin{aligned}
 h_p(2k+1) &= \sum_{l=0}^{2P-1} h_l(2k+1) e^{-j \frac{2\pi d[(N/P)p + (N/2P)+2]}{N}} \\
 &= \sum_{l=0}^{P-1} [h_l(2k+1) - j h_{l+P}(2k+1)] e^{-j \frac{\pi d}{P}} e^{-j \frac{4\pi d}{N}} e^{-j \frac{2\pi d p}{P}}, \quad \text{quando } N = 8P
 \end{aligned}$$

Dessa forma, as observações de pilotos nos símbolos pares e ímpares podem ser escritas como:

$$\begin{aligned}
 Y(2K) &= W_{P,P} \Lambda_1 [h^{real}(2k) - j h^{excesso}(2k)] + w(2k) \\
 Y(2K+1) &= W_{P,P} \Lambda_2 [h^{real}(2k+1) + j h^{excesso}(2k+1)] + w(2k+1)
 \end{aligned} \quad \text{Equação 2}$$

Em que $\Lambda_1 = \text{diag} \left\{ e^{-j \frac{4\pi d}{N}} \right\}_{l=0}^{D-1}$, $\Lambda_2 = \text{diag} \left\{ e^{-j \frac{\pi d}{P}} e^{-j \frac{4\pi d}{N}} \right\}_{l=0}^{D-1}$ e "real" e

"excesso" se referem a derivações que correspondem a $l = 0, \dots, P-1$ e $l = P, \dots, 2P-1$.

Para determinar uma estimativa do canal a partir das observações na equação (2), uma etapa consiste de usar o critério de mínimos quadrados:

$$\begin{aligned}
 \hat{h}(2k) &= \Lambda_1^{-1} W_{P,P}^H Y(2K) \\
 \hat{h}(2k+1) &= \Lambda_2^{-1} W_{P,P}^H Y(2K+1)
 \end{aligned} \quad \text{Equação 3}$$

As estimativas acima incluem os componentes real e em excesso. Uma forma possível de obter a estimativa de canal de derivações 2P completa é:

$$\begin{aligned}
 \hat{h}^{real} &= \frac{\hat{h}(2k) + \hat{h}(2k+1)}{2} \\
 \hat{h}^{excesso} &= \frac{\hat{h}(2k) - \hat{h}(2k+1)}{-2j}
 \end{aligned}$$

No entanto, este é um caso especial de uma operação mais geral em que as estimativas no domínio do tempo na equação (3) (obtidas a cada símbolo OFDM) são mediadas através de múltiplos símbolos OFDM. Esta é a etapa

de filtragem de tempo da estimação de canal. A filtragem de tempo pode ser efetuada individualmente para cada derivação no domínio do tempo separadamente e a estimativa resultante da derivação 1 em qualquer símbolo OFDM m (par ou ímpar) pode ser escrita como:

$$\hat{h}_l(m) = \sum_{n=-N_f}^{N_b-1} \alpha_n \hat{h}_l(m-n)$$

Em que N_f e N_b são o número de derivações não causais e causais, respectivamente. Deve ser notado que, devido ao escalonamento, pode não ser possível filtrar os pilotos no domínio das frequências e portanto a filtragem de tempo é efetuada no domínio do tempo. Dito de outra forma, a ordem de estimação de mínimos quadrados e filtragem de tempo possivelmente não pode ser inter-cambiada. Os coeficientes de filtro $\{\alpha_n\}$ provêm uma compensação entre o ganho devido à coleta de energia de piloto adicional proveniente de outros símbolos que não o símbolo atual (reduzindo o ruído de piloto) e a perda devido à variação do canal entre os símbolos (reduzindo o ruído de variação do tempo). Além disso, tal como ilustrado acima, uma vez que as estimativas na equação (3) incluem a contribuição dos componentes de retardo em excesso, os coeficientes de filtro de tempo podem ser usados para suprimir também tal contribuição. Antes da filtragem de tempo das estimativas de canal provenientes de vários símbolos, é importante assegurar que as estimativas de canal estejam alinhadas no tempo. A descrição que se segue provê um exemplo de meios para determinar e efetuar tal alinhamento de temporização para estimativas de canal coletadas a partir de vários símbolos antes da filtragem de tempo.

As Figuras 2 e 3 e a descrição que se segue propiciam vários exemplos de como as correções de

temporização podem ser efetuadas em um sistema OFDM. Pode ser presumido que um canal composto real está limitado a M derivações no domínio do tempo, quais sejam:

$$H(z) = \sum_{m=0}^{M-1} h(m)z^{-m} \quad (1)$$

Além disso, no que se segue, letras em **negrito** denotam matrizes e vetores. O símbolo W_K fica reservado para uma matriz DFT $K \times K$ e I_K para uma matriz identidade de tamanho K . Caso $H(z)$ seja uma função de transferência de canal definida em (1), então usa-se $H[k]$ para denotar seu k° coeficiente DFT ($0 \leq k \leq K-1$), definido por:

$$H[k] = \sum_{m=0}^{M-1} h(m)e^{-j2\pi\frac{km}{K}} \quad (2)$$

Caso $K = 4096$, os coeficientes (2) correspondem a ganhos de canal no domínio das frequências nos tons das portadoras. De um modo geral, a dimensão da transformada de Fourier, K , deve sempre ficar claro pelo contexto.

Na descrição que se segue, considera-se os efeitos de amostragem de símbolo mal colocadas nas observações de canal. Para estudar tais efeitos, deriva-se as observações de canal baseadas em pilotos no entrelaçamento α , $0 \leq \alpha \leq 7$, quando o alinhamento de temporização for perfeito, porém o canal for de comprimento $M = N = 8P = 4096$ (neste caso N é o número de sub-portadoras, P é o número de pilotos). Isto dá:

$$\begin{bmatrix} H[0] \\ H[1] \\ \vdots \\ H[N-1] \end{bmatrix} = W_N \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ \vdots \\ h(n-1) \end{bmatrix}$$

Concentrando nos valores de canal em um entrelaçamento de piloto α , para $0 \leq l \leq P-1$, dá:

$$H[8l + \alpha] = \sum_{r=0}^7 \left[\sum_{p=0}^{P-1} h(p+rP) e^{-j2\pi \frac{1p}{P}} \right] \cdot e^{-j2\pi \frac{\alpha p}{N}} \cdot e^{-j2\pi \frac{r\alpha}{8}}. \quad (3)$$

Nota-se que a soma entre chaves representa a DFT de P pontos da resposta de canal dentro do $r^{\text{ésimo}}$ nicho "alias".
 5 Fazendo referência à Figura 2, o diagrama 200 identifica oito nichos alias para canais de comprimento $N = 4096$. Os dois termos de correção de fase em (3) são uma consequência de (a) considerar um entrelaçamento diferente de zero e (b) se ter menos observações do que derivações de canal, o que
 10 resulta em termos alias. Fica claro de (3) que considerando apenas um entrelaçamento não é possível identificar canais de comprimento $M > P$, devido a tal "aliasing". Tal fato serve como motivação para a técnica de escalonamento de pilotos. Coletando equações (3) para diferentes valores de
 15 l é provida uma matriz de igualdade:

$$\begin{bmatrix} H[\alpha] \\ H[8+\alpha] \\ \vdots \\ H[8(P-1)+\alpha] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_P \Delta_\alpha e^{-j2\pi \frac{\alpha}{8}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{7\alpha}{8}} W_P \Delta_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h(8) \\ h(1) \\ \vdots \\ h(N-1) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

com $\Delta_\alpha = \text{diag}_{0 \leq p \leq P-1} \left\{ e^{-j2\pi \frac{\alpha p}{N}} \right\}$. Uma conclusão é a de que cada

observação de canal da forma (4) consiste não só das amostras de canal contidas no 0° nicho alias, com as correções de fase apropriadas, porém é uma superposição de
 20 conteúdo de todos os nichos alias. Seguindo uma notação similar a de acima, denota-se o vetor à esquerda de (4) por $Y_\alpha(n)$, em que o índice n denota o instante de tempo em que

a observação é coletada e o subscrito denota o entrelaçamento correspondente.

Em um caso, presume-se que a sincronização de temporização seja perfeita, não existindo portanto qualquer desvio na estimativa de canal. Dito de outra forma, a resposta de impulso de canal estimada em 200 na Figura 2 se inicia com $h(0)$ posicionado na posição 0, tal como mostrado em 210 na Figura 2. Lembrando a hipótese de que o espalhamento de retardo máximo corresponde a 1024 amostras, pode ser concluído que a observação de canal $Y_\alpha(n)$ consiste dos nichos alias 0 e 1 apenas. Dessa forma, em tal caso ideal, tem-se:

$$y_\alpha(n) = \Delta_\alpha^{-1} W_\alpha^{-1} Y_\alpha(n) = \begin{bmatrix} h(0) + e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}} h(P+0) \\ h(1) + e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}} h(P+1) \\ \vdots \\ h(P-1) + e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}} h(2P+1) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Denotando-se o vetor das primeiras P derivações de canal no instante n por $h_a(n)$ e as segundas P derivações por $h_e(n)$, o lado direito em (5) se torna $h_a(n) + e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}} h_e(n)$. Portanto, os canais de comprimento $2P$ podem ser estimados a partir de duas observações consecutivas quando os pilotos ocupam os entrelaçamentos 2 e 6 como:

$$h_a = \frac{y_2(n-1) + y_6(n)}{2}, e \quad h_e = \frac{y_2(n-1) - y_6(n)}{2j}$$

Tal operação, estendida apenas sobre três observações consecutivas para melhor mediação do ruído, é implementada em um chamado filtro de tempo não causal, que opera no bloco de estimação de canal. No que se segue, é

provida uma descrição de como tais observações, e portanto a estimativa de canal, são afetadas por erros de sincronização de temporização.

A estimativa de canal $h = [T_a^T T_e^T]^T$ no momento n é calculada a partir das observações $y_{\alpha 1}(n-1)$, $y_{\alpha 2}(n)$, $y_{\alpha 2}(n)$ e $y_{\alpha 1}(n+1)$. Com base em h , a unidade de seguimento de tempo no modo de dados (DMTT) calcula a posição de amostragem correta para o próximo símbolo OFDM. Considere-se que o resultado da sincronização de temporização sugere que a posição de amostragem deve ser modificada. Isto implica em que foi utilizada amostragem imprecisa para obter as observações de canal anteriores. No que se segue, são descritos os prejuízos ou danos resultantes.

Na Figura 2 em 220 são mostrados dois erros de temporização possíveis, que resultam em posições erradas da janela FFT. A posição de janela 1 em 230 é designada como *amostragem anterior* e leva a uma estimativa de canal retardada - apresentada em 240. Nota-se que, neste caso, um total de três nichos alias consecutivos contêm derivações de canal, o que é refletido na observação de canal alterada.

$$y_{\alpha}^{anterior}(n) = \begin{bmatrix} 0 & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P-x) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{4}}h(P-x) \\ 0 & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P-x+1) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{4}}h(2P-x+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P-1) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{4}}h(2P-1) \\ h(0) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P) & +0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h(P-x-1) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(2P-x-1) & +0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

De forma similar, no caso de amostragem posterior (posição de janela 2 em 250), é observada uma estimativa de canal adiantada. Deve-se iniciar a partir da amostra $-x$ e terminar em $2P - x$. No entanto, uma vez que a inserção de prefixo cíclico em sistemas OFDM transforma convoluções lineares em circulares, a estimativa de canal equivalente é apresentada em 260. Novamente, são ocupados três nichos alias circularmente consecutivos: os nichos 7, 0 e 1. A observação de canal correspondente é agora:

10

$$y_{\alpha}^{posterior}(n) = \begin{bmatrix} h(x) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P+x) & +0 \\ h(x+1) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(P+x+1) & +0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h(P-1) & +e^{-j2\pi\frac{\alpha}{8}}h(2P-1) & +0 \\ h(P) & +0 & +e^{-j2\pi\frac{7\alpha}{8}}h(0) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h(P+x-1) & +0 & +e^{-j2\pi\frac{7\alpha}{8}}h(x-1) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

A unidade de rastreamento de tempo deve corrigir os casos de amostragem para os símbolos futuros, porém para assegurar desempenho sem interrupções do filtro de tempo de estimação de canal, as distorções em observações de canal anteriores devem ser desfeitas.

A sequência de operações efetuadas pelos blocos de estimação de canal e DMTT é apresentada em 300 na Figura 3. Durante a recepção do símbolo n , as observações de canal dos símbolos $n - 3$, $n - 2$ e $n - 1$ estão prontas e a estimativa de canal $h(n - 2)$ é calculada. Neste ponto, um bloco de demodulação pode começar a operar sobre o símbolo $n - 2$. Concomitantemente, a unidade DMTT observa $h(n - 2)$ e, com base no algoritmo para sincronização de

temporização, estima a posição de amostragem correta para o próximo símbolo ($n + 1$).

Supõe-se que um offset de amostragem diferente de zero tenha sido detectado neste momento, isto é, uma
 5 correção de amostragem deve ser aplicada ao símbolo $n + 1$, ver o diagrama 300. Tal sinal aciona duas outras operações: a rotação cíclica da estimativa de canal atual e a correção das observações de canal anteriores. Sem perda de generalidade, presume-se que um offset positivo x tenha
 10 sido detectado por DMTT, isto é, a amostragem de símbolo no passado imediato foi anterior. Isto corresponde a 240 na Figura 2. Nota-se que a correção de temporização aplicada não afeta a computação da estimativa de canal para o símbolo $n - 1$, que usa observações de piloto dos símbolos n
 15 $- 2$, $n - 1$ e n . Portanto, nenhuma modificação necessita ser aplicada para a demodulação de dados do símbolo $n - 1$. Durante o próximo símbolo OFDM, as observações de canal $y(n - 1)$, $y(n)$ e $y(n + 1)$ são usadas para calcular $h(n)$. Nota-se que $y(n + 1)$ é obtida com a última temporização,
 20 enquanto $y(n - 1)$ e $y(n)$ estão provavelmente corrompidas. No entanto, a estimativa de canal $h(n)$ que é computada para o símbolo n deve estar de acordo com a janela de temporização usada para amostrar o n° símbolo. Caso isto não seja feito haverá uma discordância entre os ganhos de
 25 canal experimentados pelo n° símbolo e a estimativa de canal $h(n)$ gerada para decodificar os dados no n° símbolo OFDM. Portanto, correções apropriadas serão aplicadas a $y(n + 1)$ para adequar a temporização de símbolo de $y(n - 1)$ e $y(n)$ para gerar $h(n)$.
 30 Durante o próximo símbolo OFDM, as observações de canal $y(n)$, $y(n + 1)$ e $y(n + 2)$ serão usadas para gerar a estimativa de canal $h(n + 1)$ para demodular dados provenientes de $y(n + 1)$. Nota-se que uma nova temporização foi aplicada a partir de $y(n + 1)$ de forma a que $y(n + 1)$ e
 35 $y(n + 2)$ cheguem com a mesma temporização, enquanto $y(n)$

chega com uma temporização diferente. Uma vez que a estimativa de canal $h(n + 1)$ é gerada para demodular $y(n + 1)$, deve ser assegurado que $h(n + 1)$ porta a temporização usada para $y(n + 1)$. Portanto, correções de temporização
 5 serão aplicadas a $y(n)$ para estar de acordo com a temporização de $y(n + 1)$ e $y(n + 2)$ para gerar $h(n + 1)$. Dessa forma, é presumido que as estimativas de canal de $h(n + 2)$ em diante estejam alinhadas com zero, até que o próximo desvio de canal leve a unidade DMTT a reagir. A
 10 natureza das correções de temporização a serem aplicadas juntamente com as operações envolvidas para amostragem relativa anterior e posterior de símbolos OFDM é apresentada a seguir.

Uma transformação de volta a uma forma desejada é
 15 dada pelas seguintes matrizes (a seguir, α denota o entrelaçamento de piloto).

Correção de amostragem anterior:

$$y_{\alpha}(n) = \begin{bmatrix} 0_{(P-x) \times x} & I_{P-x} \\ e^{j2\pi\frac{\pi}{8}} \cdot I_x & 0_{xx(P-x)} \end{bmatrix} \cdot y_{\alpha}^{anterior}(n), \quad (8)$$

Correção de amostragem posterior:

$$y_{\alpha}(n) = \begin{bmatrix} 0_{xx(P-x)} & e^{-j2\pi\frac{\pi}{8}} \cdot I_x \\ I_{P-x} & 0_{(P-x) \times x} \end{bmatrix} \cdot y_{\alpha}^{posterior}(n), \quad (9)$$

Note-se que a correção de amostragem anterior em
 20 x amostras sobre $y_{\alpha}^{anterior}(n)$ é facilmente implementada efetuando-se primeiramente um deslocamento cíclico para a direita de x amostras sobre $y_{\alpha}^{anterior}(n)$ e a seguir multiplicando-se as primeiras x amostras (aquelas que
 sobrarão) por $e^{\frac{j2\pi\alpha}{8}}$. De forma similar, a correção de
 25 amostragem posterior em x amostras sobre $y_{\alpha}^{posterior}(n)$ pode ser

implementada efetuando-se primeiramente um deslocamento cíclico para a esquerda de x amostras sobre $y_a^{posterior}(n)$ e a seguir multiplicando-se as últimas x amostras (aquelas que sobrarão) por $e^{\frac{j2\pi x}{8}}$.

5 Tais transformações equivalem a um simples deslocamento cíclico seguido por uma multiplicação complexa constante aplicada sobre uma porção das amostras. A sequência de operações é resumida como se segue:

1. Caso o offset provido pela unidade DMTT seja $x >$
10 0 durante o símbolo OFDM ($n + 1$):

- Iniciar a amostragem do próximo símbolo OFDM, $n+2$, por atraso de x amostras.
- Para obter a estimativa de canal $h(n+1)$ para o símbolo $n+1$, deslocar ciclicamente as observações de canal
15 futuras a partir de $y(n+2)$ por x amostras para a direita e aplicar a correção de amostragem anterior tal como dada pela equação (8) acima.
- Para obter a estimativa de canal $h(n+2)$ para o símbolo $n+2$, deslocar ciclicamente as observações de canal
20 anteriores $y(n+12)$ por x amostras para a esquerda e aplicar a correção de amostragem posterior tal como dada pela equação (9) acima.

2. Caso contrário, se o offset provido pela unidade DMTT for $x < 0$:

- 25 ▪ Iniciar a amostragem do próximo símbolo OFDM, $n+2$, por x amostras anteriores.
- Para obter a estimativa de canal $h(n+1)$ para o símbolo $n+1$, deslocar ciclicamente as observações de canal futuras a partir de $y(n+2)$ em x amostras para a
30 esquerda e aplicar a correção de amostragem posterior tal como dada na equação (9) acima.
- Para obter a estimativa de canal $h(n+2)$ para o símbolo $n+2$, deslocar ciclicamente as observações de canal

anteriores $y(n+1)$ em x amostras para a direita e aplicar a correção de amostragem anterior tal como dada na equação (8) acima.

Nota-se que mesmo que a descrição acima seja
 5 efetuada usando um exemplo de um filtro de tempo não causal com uma derivação não causal, a técnica descrita é de escopo bem geral e pode ser facilmente estendida para um filtro de tempo de qualquer comprimento. No exemplo acima, foi também presumido que somente um símbolo está fora de
 10 sincronia e portanto deve ser alinhado com os outros símbolos. Em um caso mais geral, todos os símbolos processados pelo algoritmo de estimação de canal chegariam com diferentes temporizações de símbolo. O conceito acima de correção de amostragem anterior e amostragem posterior
 15 será então aplicada a cada símbolo com um argumento dado pelo correspondente offset de temporização. Em particular, deve ser assegurado que a temporização de todas as observações de canal usadas para processamento devem estar de acordo com a temporização usada para gerar as amostras
 20 para o símbolo OFDM que deve ser decodificado.

Ao final do conjunto acima de operações, as estimativas de canal estão todas alinhadas no tempo para permitir a filtragem de tempo das estimativas de canal no domínio do tempo. Presumindo-se que não exista qualquer
 25 espalhamento de retardo em excesso (ver comentários mais adiante) e que o canal está truncado para P derivações, a perda com a estimação de canal pode ser analisada.

A Figura 4 ilustra um exemplo das considerações de correção de tempo 400. Em 410, as correções de tempo são
 30 consideradas em vista de pouco ou nenhum excesso de espalhamento de retardo para os símbolos transmitidos. Para um dado conjunto de coeficientes $\{\alpha_n\}$, a perda de SNR da estimação de canal perfeita pode ser dada por:

$$SNR_{perda} = 10 \log \left[1 + \frac{E_d}{E_p} \frac{1}{r_2} \sum \alpha_n^2 \left(1 + \frac{1}{SNR_{efeito}} \right) + \left(1 + SNR_{efeito} \left(\frac{\sigma_h^2}{r^2} - 1 \right) \right) \right] dB$$

Equação 4

Pode ser presumido que a amostragem ($D = P$) e E_d denota a energia de símbolo de dados. Os parâmetros r e σ_h^2 estão relacionados aos coeficientes de filtro de tempo e à variação do canal através dos símbolos:

5

$$r = \sum_{n=-N_f}^{N_b-1} \alpha_n R(n) \quad e \quad \sigma_h^2 = \sum_{n,n'=-N_f}^{N_b-1} \alpha_n \alpha_{n'} R(n-n')$$

em que $R(n)$ é a função de correlação de cada derivação de canal, com o argumento normalizado para o intervalo de símbolo OFDM TS. Para o modelo Jakes com frequência Doppler f_d ,

$$R(n) = J_0(2\pi f_d T_s n)$$

10

SNR_{eff} inclui o efeito de ICI devido ao Doppler e está relacionada à SNR real por:

$$SNR_{efeito} = \frac{SNR}{1 + \sigma_{ICI}^2 SNR}$$

em que σ_{ICI}^2 pode ser derivado exatamente para um dado espectro Doppler. Para o espectro Jakes, um limite superior restrito é dado por:

$$\sigma_{ICI}^2 = \frac{\pi^2}{6} (f_d T_{FFT})^2$$

15

em que T_{FFT} é a duração da FFT (não incluindo o prefixo cíclico).

Passando a 420 na Figura 4, é considerada a seleção do filtro não causal. O potencial e desempenho da filtragem de tempo FIR causal ($N_f = 0$) das estimativas de canal foram estudados em detalhes. As derivações de filtro foram otimizadas usando o método MMSE robusto, bem como a técnica de regressão linear generalizada. Porém a compensação analítica, bem como os resultados de simulação, mostraram que pode não ser possível obter um ganho "razoável" em relação a nenhuma filtragem de tempo para a totalidade da faixa de velocidades (até 120 km/h) e eficiências espectrais (< 2 bps/Hz) que estão sendo colimadas atualmente. Tais resultados apontaram as limitações do uso de um filtro causal.

Uma melhor compensação pode ser conseguida se for utilizado um filtro não causal. O uso de mais de uma derivação não causal pode ser proibitivo em termos de demandas de armazenamento em buffer, portanto uma derivação não causal pode ser preferida - no entanto, mais de uma pode ser empregada. Para maior simplicidade é empregado um símbolo anterior, dando um total de três derivações para o filtro de tempo. Para obter uma estimativa não tendenciosa de canais estáticos, uma restrição é a de que:

$$\sum \alpha_n = 1$$

Além disso, por simetria da correlação de canal ao longo do tempo, ponderações substancialmente iguais devem ser aplicados para os símbolos OFDM passados e futuros, $\alpha_{-1} = \alpha_1$. Sob tais restrições, a escolha do coeficiente do filtro não causal se reduz à escolha de um parâmetro - a derivação central α_0 . Usando a equação 4 acima, α_0 pode ser variada para prover uma compensação entre a perda estática e a perda em alta velocidade. Fazendo breve referência à Figura 5, a compensação com o

filtro MMSE de 4 derivações de um filtro não causal de 3 derivações é comparada através do gráfico 500, em uma SNR de operação de 20 dB e utilizando a equação 4. Para o filtro não causal, a região de interesse é então a linha inferior a partir de (3, 3), que corresponde a nenhuma filtragem de tempo, até (1,25, 1,4), que corresponde a se ter pesos iguais para os três símbolos. Da Figura 3 pode ser visto que o filtro não causal é resistente a variações de tempo em altas velocidades e propicia uma melhor compensação do que o filtro causal MMSE. Além disso, pode parecer melhor fazer todas as três derivações do filtro não causal iguais a 1/3, uma vez que ele minimiza a perda nos canais estáticos e tal perda permanece quase a mesma em canais de alta velocidade. No entanto, deve-se considerar também o efeito do excesso de espalhamento de retardo na escolha do pesos de derivação α_0 : resistência ao excesso de espalhamento de retardo no canal.

Voltando a 430 da Figura 4, serão descritas considerações quanto ao excesso de retardo. Uma vez que o canal está sendo criticamente amostrado a 512 pilotos a cada símbolo OFDM no domínio das frequências, as derivações de canal no domínio do tempo além de 512 passam para as primeiras 512 derivações. Portanto, na presença de excesso de espalhamento de retardo, a 1ª derivação de canal no domínio do tempo observada pode ser escrita (para k e piloto pares no entrelaçamento 2) como:

$$h_l(k) = h_l^{real}(k) - jh_l^{excesso}(k), l = 0, \dots, P-1$$

Além disso, quando os pilotos são escalonados por quatro portadoras através de sucessivos símbolos OFDM, o canal observado nos símbolos OFDM futuros e passados pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}
h_l(k+1) &= h_l^{real}(k+1) + jh_l^{excesso}(k+1) \\
h_l(k-1) &= h_l^{real}(k-1) + jh_l^{excesso}(k-1), l = 0, \dots, P-1
\end{aligned}$$

Portanto, com o filtro não causal, a estimativa de canal perfeita se torna:

$$\begin{aligned}
&\alpha_0 h_l(k) + \frac{1-\alpha_0}{2} [h_l(k-1) + h_l(k+1)] \\
&= \alpha_0 h_l^{real}(k) + \frac{1-\alpha_0}{2} [h_l^{real}(k-1) + h_l^{real}(k+1)] \\
&\quad - j\alpha_0 h_l^{excesso}(k) + j\frac{1-\alpha_0}{2} [h_l^{real}(k-1) + h_l^{real}(k+1)]
\end{aligned} \tag{Equação 5}$$

Para o caso de um canal estático, os canais real e em excesso são independentes de k e a saída do filtro é simplificada para $h_l^{real} - (2\alpha_0 - 1)h_l^{excesso}$

É desejável eliminar a contribuição de retardo em excesso para o canal observado e estimar o canal real isoladamente. Isto pode ser conseguido fazendo-se α_0 igual a 1/2 no lugar de 1/3. Outra questão é a de como o filtro não causal lidará com variações de tempo no canal em excesso. No entanto, a variação do canal em excesso é aproximada como sendo linear ao longo dos três símbolos, fica evidente que qualquer escolha simétrica de derivações irá também eliminar a variação de tempo no canal em excesso. Da descrição acima, uma escolha de {0,25, 0,5, 0,25} para as derivações não causais remove a variação de tempo no canal real, qualquer reinício cíclico de derivações do canal com excesso de retardo e quaisquer variações de tempo em tais derivações com excesso. Uma questão na escolha de tais derivações no lugar de derivações iguais consiste de um aumento na perda estática de 1,25 dB para 1,38 dB, a qual é bem pequena. Portanto, um filtro de três derivações é adotado, com coeficientes de

{0,25, 0,5, 0,25}, para a geração de resultados de erro de pacotes codificados na próxima seção.

Passando a 440 da Figura 4, são comentadas considerações sobre a energia para otimização de uma razão de energia de dados para piloto. A descrição acima presumiu que a energia de símbolo de dados é aproximadamente a mesma que a energia de símbolo pilotos. Sob a restrição de que a energia total de piloto + dados é fixa, uma maior energia de símbolo piloto leva a melhor estimação de canal (ou ruído de piloto mais baixo), ao custo de SNR de símbolo de dados mais baixa (ruído de dados mais alto). A razão pode então ser escolhida para otimizar a compensação. Para um canal estático, a compensação pode ser otimizada analiticamente e a melhoria em relação ao caso em que a razão de energia não é otimizada é:

$$10\log(1 + \sum \sigma_n^2) - \left[20\log\left(1 + \sqrt{\frac{P \sum \sigma_n^2}{N - P}}\right) - 10\log\left(\frac{N}{N - P}\right) \right] \text{ dB}$$

Os termos entre as chaves é a perda estática após a energia de dados para piloto ser otimizada. Para o filtro não causal, tal melhoria é igual a cerca de 0,16 dB.

As Figuras 6 a 9 ilustram exemplos de simulações para um processo de correção de temporização. Os resultados de simulação são apresentados para QPSK / 16 QAM com codificação de taxa 1/2 (portanto eficiências espectrais de 1 bps/Hz e 2 bps/Hz) e canais de baixa / alta velocidade. Para baixas velocidades, o modelo de canal ATSC repetido foi considerado com um segundo agrupamento / cluster 5 dB abaixo do cluster principal e em um retardo de 40 μ s. O modelo de canal ATSC possui um forte componente especular que é essencialmente estático e presume-se que os componentes de Rayleigh dos canais se atenuam com uma velocidade de 20 km/h. Para altas velocidades, perfis PEDB

repetidos são usados com o mesmo retardo de cluster de 40 μ s e uma diferença de potência de 5 dB. Todas as trajetórias no canal "PEDB" estão com fading / atenuação Rayleigh a uma velocidade de 120 km/h. Para os resultados, 5 pode ser presumido que existem 96 portadoras de guarda e a interpolação no domínio das frequências presume que os valores de canal nos pilotos de guarda são iguais ao valor de canal no piloto transmitido mais próximo.

Os resultados nas Figuras 6 a 9 incluem o efeito 10 de ICI devido à variação de canal dentro de um símbolo OFDM. A ICI deve ser incluída na estimativa de variância de ruído que é usada no cálculo da LLR. É usado um algoritmo de estimação de variância de ruído real. Além disso, é usada uma técnica de limitação para reduzir o ruído de 15 piloto, com um limite de 0,1. A limitação é efetuada após a operação de filtragem de tempo no domínio do tempo.

As Figuras 6 e 7 apresentam o desempenho de modulações QPSK e 16-QAM em um canal de fading lento com um perfil ATSC. Pode ser visto que o filtro não causal de três 20 derivações resulta em um ganho de cerca de 1,6 dB comparado ao caso de nenhuma filtragem de tempo em ambos os caso com um canal de fading lento. Os resultados de desempenho na Figura 8 e na Figura 9 em altas velocidades confirmam que o filtro não causal realmente cancela as variações de tempo 25 na leitura do canal para uma estimativa de canal que é resistente ao erro de variação de tempo. A resistência do filtro não causal é mais pronunciada quando comparada ao desempenho de um filtro causal (tal como MMSE resistente por exemplo) em uma situação de alta velocidade. A Figura 9 30 mostra o desempenho de QPSK com código de taxa 1/2 em um perfil de canal pedB repetido a uma velocidade de 300 km/h correspondente a um Doppler de cerca de 195 Hz.

A Figura 10 ilustra um processo de correção de temporização 1000 para sistemas sem fio. Apesar, com o

propósito de simplicidade da explanação, de a metodologia ser apresentada e descrita na forma de uma série ou número de ações, deve ficar claro e ser notado que os processos aqui descritos não estão limitados pela ordem das ações, uma vez que algumas ações podem ocorrer em ordens diferentes e/ou concomitantemente com outras ações, daquelas apresentadas e aqui descritas. Como exemplo, os técnicos na área notarão que uma metodologia poderia ser alternativamente representada como uma série de estados ou eventos inter-relacionados, tal como em um diagrama de estado. Além disso, nem todas as ações ilustradas podem ser necessárias para a implementação de uma metodologia de acordo com as metodologias em questão aqui descritas.

Passando a 1010, um subconjunto de símbolo é recebido por um receptor sem fio. Em 1020, símbolos dentro do subconjunto de símbolo recebido são corrigidos no tempo com relação a cada símbolo no subconjunto empregado para a correção de temporização. Após o alinhamento inicial entre os símbolos em 1020, alinhamentos ou ajustes de símbolo subseqüentes são determinados em 1030 onde são determinados padrões de temporização novos e antigos. Em 1040 e durante o processo de demodulação de símbolo recebidos no receptor sem fio, padrões de temporização antigos ou novos são aplicados para corrigir um símbolo enquanto um símbolo atual está sendo demodulado de acordo com outra consideração de tempo. Como foi acima mencionado, um subconjunto de derivações de filtro pode ser selecionado para efetuar a sincronização de tempo para símbolos dentro do contexto de um módulo de filtro de tempo em um bloco de estimação de canal. Dessa forma, como foi acima mencionado, enquanto se demodula um símbolo atual que pode ser o $n^{\text{ésimo}}$ símbolo no subconjunto (n sendo um número inteiro), mudanças e correções de temporização podem ser aplicadas concomitantemente a um símbolo precedente ou subseqüente no subconjunto, por exemplo. Padrões de temporização novos ou

anteriores podem ser determinados, em que em alguns casos um novo tempo determinado é aplicado a um respectivo símbolo e, em outros casos, uma temporização anterior é aplicado para compensar diferenças de temporização entre um
5 símbolo e o restante dos membros do subconjunto.

A Figura 11 ilustra exemplos de camadas de rede 1100 para um sistema sem fio. Um modelo de referência de protocolo de interface aérea apenas de link direto (FLO) é apresentado na Figura 11. De um modo geral, a especificação
10 de interface aérea FLO cobre protocolos e serviços correspondentes à OSI6 possuindo camadas 1 (camada física) e camada 2 (camada de link de dados). A camada de link de dados é adicionalmente subdividida em duas subcamadas, quais sejam a sub-camada de acesso a meio (MAC) e a
15 subcamada de fluxo. As camadas superiores podem incluir a compressão de conteúdo multimídia, controle de acesso a multimídia, juntamente com conteúdo e formatação de informações de controle.

A especificação de interface aérea FLO
20 tipicamente não especifica as camadas superiores para permitir flexibilidade de projeto no suporte de vários aplicativos e serviços. Tais camadas são apresentadas para prover contexto. A camada de fluxo inclui multiplexações de até três correntes de camadas superiores em um canal
25 lógico, ligação de pacotes de camada superior a fluxos para cada canal lógico, e provê funções de empacotamento e gerenciamento de erro residual. As características ou recursos da camada de controle de acesso ao meio (MAC) incluem acesso de controles à camada física, efetua o
30 mapeamento entre canais lógicos e canais físicos, multiplexa canais lógicos para transmissão através do canal físico, demultiplexa canais lógicos no dispositivo móvel e/ou impõe exigências de qualidade de serviço (QOS). As características da camada física incluem o provimento de

estrutura de canal para o link direto e definição de exigências de frequência, modulação e codificação.

De um modo geral, a tecnologia FLO utiliza a multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM), a qual é também utilizada por DAB (Digital Audio Broadcasting) 7, DVB-T (Terrestrial Digital Video Broadcasting) 8 e ISDB-T (Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting). De um modo geral, a tecnologia OFDM pode atingir elevada eficiência espectral, efetivamente atendendo concomitantemente às exigências de mobilidade em uma SFN de célula ampla. Além disso, a OFDM pode lidar com longos retardos de múltiplos transmissores com um comprimento adequado de prefixo cíclico, um intervalo de guarda sendo adicionado à frente do símbolo (o qual é uma cópia da última parte do símbolo de dados) para facilitar a ortogonalidade e reduzir a interferência entre portadoras. Enquanto o comprimento de tal intervalo for maior do que o retardo de canal máximo, as reflexões de símbolo anteriores são removidas e a ortogonalidade é preservada.

A Figura 12 é uma ilustração de um dispositivo de usuário 1200 que é empregado em um ambiente de comunicação sem fio, de acordo com um ou mais aspectos aqui descritos. O dispositivo de usuário 1200 compreende um receptor 1202 que recebe um sinal proveniente, por exemplo, de uma antena de recepção (não é mostrada) e efetua ações típicas em si (por exemplo, filtra, amplifica, converte descendentemente, etc.) sobre o sinal recebido e digitaliza o sinal condicionado para a obtenção de amostras. O receptor 1202 pode ser um receptor não linear. Um processador 1206 pode ser provido para sincronização de temporização e estimação de canal. Um componente de canal FLO 1210 é provido para processar sinais FLO tal como acima descrito. O processador 1206 pode ser um processador dedicado para analisar informações recebidas pelo receptor 1202. O dispositivo de usuário 1200 pode compreender adicionalmente uma memória

1208 que está operacionalmente acoplada ao processador 1206 e que armazena informações e instruções relacionadas às modalidades aqui descritas.

Será notado que os componentes de armazenamento de dados (por exemplo, memórias) aqui descritos podem ser memórias voláteis ou memórias não voláteis, ou podem incluir tanto memórias voláteis como não voláteis. Como exemplo, mas não limitação, a memória não volátil pode incluir uma memória apenas para leitura (ROM), ROM programável (PROM), ROM eletricamente programável (EPROM), ROM eletricamente apagável (EEPROM), ou memória flash. A memória volátil pode incluir uma memória de acesso aleatório (RAM), que atua como uma memória temporária externa. Como exemplo, mas não limitação, a RAM está disponível em várias formas, tais como RAM síncrona (SRAM), RAM dinâmica (DRAM), DRAM síncrona (SDRAM), SDRAM de taxa de dados dupla (DDR SDRAM), SDRAM ampliada (ESDRAM), DRAM Synchlink (SL-DRAM) e RAM Rambus direta (DRRAM). A memória 1208 dos sistemas e métodos em questão tenciona incluir, sem ficar limitada a, estes e outros tipos adequados de memória. O dispositivo de usuário 1200 compreende também um monitor de fundo/background 1214 para processamento de dados FLO.

A Figura 13 ilustra um exemplo de um sistema 1300 que compreende uma estação base 1302 com um receptor 1310 que recebe sinais provenientes de um ou mais dispositivos de usuário 1304 através de uma pluralidade de antenas de recepção 1306, e um transmissor 1324 que transmite para os um ou mais dispositivos de usuário 1304 através de uma antena de transmissão 1308. O receptor 1310 pode receber informações provenientes de antenas de recepção 1306 e está operacionalmente associado a um demodulador 1312 que demodula informações recebidas. Os símbolos demodulados são analisados por um processador 1314 que é similar ao processador acima descrito e que está acoplado a uma

memória 1316 que armazena informações relacionadas a hierarquias de usuários, tabelas de consulta a elas relacionadas e/ou quaisquer outras informações adequadas relacionadas à execução das várias ações e funções aqui
5 descritas. O processador 1314 também está acoplado a um componente de canal FLO 1318 que facilita o envio de informações FLO a um ou mais respectivos dispositivos de usuário 1304.

Um modulador 1322 pode multiplexar um sinal para
10 transmissão por um transmissor 1324 através da antena de transmissão 1308 para dispositivos de usuário 1304. O componente de canal FLO 1318 pode anexar informações a um sinal relacionado a um fluxo de dados atualizado para um dado fluxo de transmissão para comunicação com um
15 dispositivo de usuário 1304, que pode ser transmitida para o dispositivo de usuário 1304 para prover uma indicação de que um novo canal ideal foi identificado e confirmado. Dessa forma, a estação base 1302 pode interagir com um dispositivo de usuário 1304 que provê informações FLO e
20 emprega um protocolo de decodificação em conjunto com um receptor não linear.

A Figura 14 apresenta um sistema de comunicação sem fio 1400 exemplar. O sistema de comunicação sem fio 1400 apresenta uma estação base e um terminal para maior
25 brevidade. No entanto, deve ser notado que o sistema pode incluir mais de uma estação base e/ou mais de um terminal, em que estações base e/ou terminais adicionais podem ser substancialmente similares ou diferentes para a estação base e terminal exemplares descritos a seguir.

30 Fazendo agora referência à Figura 14, através de um downlink, no ponto de acesso 1405, um processador de dados de transmissão (TX) 1410 recebe, formata, codifica, intercala e modula (ou mapeia para símbolos) dados de tráfego e provê símbolos de modulação ("símbolos de
35 dados"). Um modulador de símbolo 1415 recebe e processa os

símbolos de dados e símbolos piloto e provê um fluxo de símbolo. Um modulador de símbolo 1420 multiplexa símbolos de dados e de piloto e os provê para uma unidade transmissora (TMTR) 1420. Cada símbolo de transmissão pode
5 ser um símbolo de dados, um símbolo piloto, ou um valor de sinal de zero. Os símbolos piloto podem ser enviados continuamente em cada período de símbolo. Os símbolos piloto podem ser multiplexados por divisão de frequência (FDM), multiplexados por divisão de frequência ortogonal
10 (OFDM), multiplexados por divisão de tempo (TDM), multiplexados por divisão de frequência (FDM), ou multiplexados por divisão de código (CDM).

A TMTR 1420 recebe e converte o fluxo de símbolo para um ou mais sinais analógicos e condiciona
15 adicionalmente (por exemplo, amplifica, filtra e converte ascendentemente em frequência) os sinais analógicos para gerar um sinal de downlink adequado para transmissão através do canal sem fio. O sinal de downlink é a seguir transmitido através de uma antena 1425 para os terminais.
20 No terminal 1430, uma antena 1435 recebe o sinal de downlink e provê um sinal recebido para uma unidade receptora (RCVR) 1440. A unidade receptora 1440 condiciona (por exemplo, filtra, amplifica e converte ascendentemente em frequência) o sinal recebido e digitaliza o sinal
25 condicionado para a obtenção de amostras. Um demodulador de símbolo 1445 demodula e provê símbolos piloto recebidos para um processador 1450 para estimação de canal. O demodulador de símbolo 1445 também recebe uma estimativa de resposta de frequência para o downlink a partir do
30 processador 1450, efetua a demodulação de dados sobre os símbolos de dados recebidos para a obtenção de estimativas de símbolo de dados (que são estimativas dos símbolos de dados transmitidos), e provê as estimativas de símbolo de dados para um processador de dados RX 1455, o qual demodula
35 (isto é, demapeia símbolos), deintercala e decodifica as

estimativas de símbolo de dados para recuperar os dados de tráfego transmitidos. O processamento pelo demodulador de símbolo 1445 e processador de dados RX 1455 é complementar ao processamento pelo modulador de símbolo 1415 e processador de dados TX 1410, respectivamente, no ponto de acesso 1405.

Através do uplink, um processador de dados TX 1460 processa dados de tráfego e provê símbolos de dados. Um modulador de símbolo 1465 recebe e multiplexa os símbolos de dados com símbolos piloto, efetua a modulação e provê um fluxo de símbolo. Uma unidade transmissora 1470 a seguir recebe e processa o fluxo de símbolo para gerar um sinal de uplink, o qual é transmitido pela antena 1435 para o ponto de acesso 1405.

No ponto de acesso 1405, o sinal de uplink proveniente do terminal 1430 é recebido pela antena 1425 e processado por uma unidade receptora 1475 para obtenção de amostras. Um demodulador de símbolo 1480 a seguir processa as amostras e provê símbolos piloto recebidos e estimativas de símbolo de dados para o uplink. Um processador de dados RX 1485 processa as estimativas de símbolo de dados para recuperar os dados de tráfego transmitidos pelo terminal 1430. Um processador 1490 efetua a estimação de canal para cada terminal ativo que transmite através do uplink. Múltiplos terminais podem transmitir o piloto concomitantemente através do uplink através de seus respectivos conjunto designados de sub-bandas piloto, em que os conjuntos de sub-bandas piloto podem ser entrelaçados.

Os processadores 1490 e 1450 dirigem (por exemplo, controlam, coordenam, gerenciam, etc.) a operação no ponto de acesso 1405 e terminal 1430, respectivamente. Os respectivos processadores 1490 e 1450 podem estar associados a unidades de memória (não são mostradas) que armazenam códigos de programas e dados. Os processadores

1490 e 1450 podem também efetuar computações para derivar estimativas de frequência e resposta de impulso para o uplink e o downlink, respectivamente.

Para um sistema de múltiplo acesso (por exemplo, 5 FDMA, OFDMA, CDMA, TDMA, etc.), múltiplos terminais podem transmitir concomitantemente através do uplink. Para tal sistema, as sub-bandas piloto podem ser compartilhadas entre diferentes terminais. As técnicas de estimação de canal podem ser usadas nos casos em que as sub-bandas 10 piloto para cada terminal abrangem toda a banda de operação (exceto possivelmente pelas bordas da banda). Tal estrutura de sub-bandas piloto seria desejável para a obtenção de diversidade de frequência para cada terminal. As técnicas aqui descritas podem ser implementadas por vários meios. 15 Como exemplo, tais técnicas podem ser implementadas em hardware, software, ou uma combinação de tais. Para uma implementação em hardware, as unidades de processamento usadas para estimação de canal podem ser implementadas dentro de um ou mais circuitos integrados de aplicação 20 específica (ASICs), processadores de sinais digitais (DSPs), dispositivos processadores de sinais digitais (DSPDs), dispositivos lógicos programáveis (PLDs), matrizes de porta programáveis em campo (FPGAs), processadores, controladores, microcontroladores, microprocessadores, 25 outras unidades eletrônicas projetadas para efetuar as funções aqui descritas, ou uma combinação destes. Com software a implementação pode ocorrer por meio de módulos (por exemplo, procedimentos, funções e assim por diante) que efetuam as funções aqui descritas. Os códigos de 30 software podem ser armazenados em unidades de memória e executadas pelos processadores 1490 e 1450.

Para uma implementação em software, as técnicas aqui descritas podem ser implementadas por meio de módulos (por exemplo, procedimentos, funções e assim por diante), 35 que efetuam as funções aqui descritas. Os códigos de

software podem ser armazenados em unidades de memória e executadas por processadores. A unidade de memória pode ser implementada no interior do processador ou externamente ao processador, caso este em que esta pode estar acoplada em
5 comunicação com o processador através de vários dispositivos como é do conhecimento dos técnicos na área.

O que foi acima descrito inclui modalidades exemplares. Não é, naturalmente, possível descrever cada combinação concebível de componentes ou metodologias com o
10 propósito de descrever as modalidades, porém os técnicos na área notarão que várias outras combinações e permutações são possíveis. Assim sendo, tais modalidades se destinam a englobar todas estas alterações, modificações e variações que se insiram no espírito e escopo das reivindicações
15 anexas. Ademais, no grau em que é usado o termo "inclui", seja na descrição detalhada ou nas reivindicações, tal termo tenciona a ser inclusivo de uma maneira similar ao termo "compreende", tal como "compreende" é interpretado quando empregado na forma de uma palavra de transição em
20 uma reivindicação.

REIVINDICAÇÕES

1. Método para correção de temporização para um sistema de comunicação, CARACTERIZADO pelo fato de que compreende:

5 - alinhar temporização de símbolo de dois ou mais símbolos OFDM provenientes de um subconjunto de símbolos OFDM com relação uns aos outros para levar em consideração diferenças de temporização entre os símbolos;

10 - obter uma estimativa de canal com base nos símbolos a partir do subconjunto, do qual um ou mais símbolos foram alinhados no tempo; e

 - empregar a estimativa de canal para gerar informação de correção de temporização para os símbolos no subconjunto ou para símbolos fora do subconjunto.

15 2. Método de acordo com a reivindicação 1, CARACTERIZADO pelo fato de que os símbolos OFDM contêm sinais piloto e também compreende executar uma estimativa de canal de comprimento $2P$, onde P é um número inteiro de portadoras piloto.

20 3. Método de acordo com a reivindicação 2, CARACTERIZADO pelo fato de que também compreende empregar observações piloto provenientes de pelo menos dois símbolos vizinhos para determinar correções de temporização.

25 4. Método de acordo com a reivindicação 1, CARACTERIZADO pelo fato de que os símbolos OFDM contêm sinais de dados e também compreende determinar uma ou mais derivações de filtro de tempo para gerar uma estimativa de canal que é usada para demodulação de dados e determinação de correções de temporização.

30 5. Método de acordo com a reivindicação 1, CARACTERIZADO pelo fato de que também compreende executar um critério de mínimos quadrados para determinar uma estimativa de canal e calcular a média das estimativas de canal de domínio do tempo através de múltiplos símbolos.

6. Módulo de estimativa de canal para um receptor sem fio, compreendendo:

- um componente de filtro de tempo para processar um subconjunto de símbolos OFDM recebido em uma rede; e

5 **CARACTERIZADO** pelo fato de que compreende:

- um componente de alinhamento para:

- alinhar temporização de símbolo de dois ou mais símbolos provenientes do subconjunto com relação uns aos outros para compensar diferenças de temporização entre os símbolos;

10

- obter uma estimativa de canal com base nos símbolos do subconjunto, em que um ou mais símbolos foram alinhados no tempo; e

- empregar a estimativa de canal para gerar informação de correção de temporização para os símbolos no subconjunto ou para símbolos fora do subconjunto.

15

7. Módulo de acordo com a reivindicação 6, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a rede é uma rede apenas de link direto.

20 8. Módulo de acordo com a reivindicação 6, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende pelo menos um filtro não-causal possuindo pelo menos uma derivação para gerar a estimativa de canal para demodulação de dados e correção de temporização.

25 9. Módulo de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende um componente para determinar excesso de espalhamento de retardo para uso no cálculo de pelo menos uma derivação do filtro não-causal.

30 10. Módulo de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende um componente para determinar uma relação sinal/ruído para uma estimação de canal para uso no cálculo de pelo menos uma derivação do filtro não-causal.

11. Módulo de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende um componente para determinar energia de símbolo para uso no cálculo de pelo menos uma derivação do filtro não-causal.
- 5 12. Módulo de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende um componente para determinar parâmetros em relação a coeficientes de filtro de tempo e variação de canal através de símbolos para uso no cálculo de pelo menos uma derivação
- 10 do filtro não-causal.
13. Módulo de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende um componente para determinar uma frequência Doppler para uso no cálculo de pelo menos uma derivação do filtro não-
- 15 causal.
14. Módulo de acordo com a reivindicação 6, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende pelo menos três derivações de filtro de domínio do tempo para gerar estimativa de canal para demodulação de dados e correção de
- 20 temporização.
15. Módulo de acordo com a reivindicação 14, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende ajustar as derivações para valores de {0.25, 0.5 e 0.25} respectivamente.
- 25 16. Módulo de acordo com a reivindicação 6, **CARACTERIZADO** pelo fato de que os símbolos OFDM contêm sinais de dados e também compreende um componente para otimizar uma relação de energia de dados para símbolo piloto.
- 30 17. Módulo de acordo com a reivindicação 6, **CARACTERIZADO** pelo fato de que também compreende um meio legível por máquina, em que o componente de filtro de tempo ou o componente de alinhamento é incorporado como

instruções legíveis por máquina armazenadas no meio legível por máquina.

18. Módulo de acordo com a reivindicação 6, **CARACTERIZADO** pelo fato de que a rede é uma rede apenas de link direto.

19. Meio legível por máquina **CARACTERIZADO** pelo fato de que possui instruções executáveis por máquina nele armazenadas que, quando lidas pela máquina, configuram a máquina para executar o método de acordo com as reivindicações 1 a 5.

20. Equipamento de comunicação sem fio, **CARACTERIZADO** pelo fato de que compreende:

- uma memória que inclui instruções legíveis por máquina que, quando lidas por um processador, definem um componente para:

- alinhar temporização de símbolo de dois ou mais símbolos de um subconjunto de símbolos OFDM recebido;

- obter uma estimativa de canal com base nos símbolos do subconjunto, em que um ou mais símbolos foram alinhados no tempo;

- empregar a estimativa de canal para gerar informação de correção de temporização para os símbolos no subconjunto ou para símbolos fora do subconjunto; e

- pelo menos um processador associado com a memória e um receptor que decodifica pelo menos um símbolo OFDM atual enquanto ajusta a temporização para outro símbolo no subconjunto de símbolo.

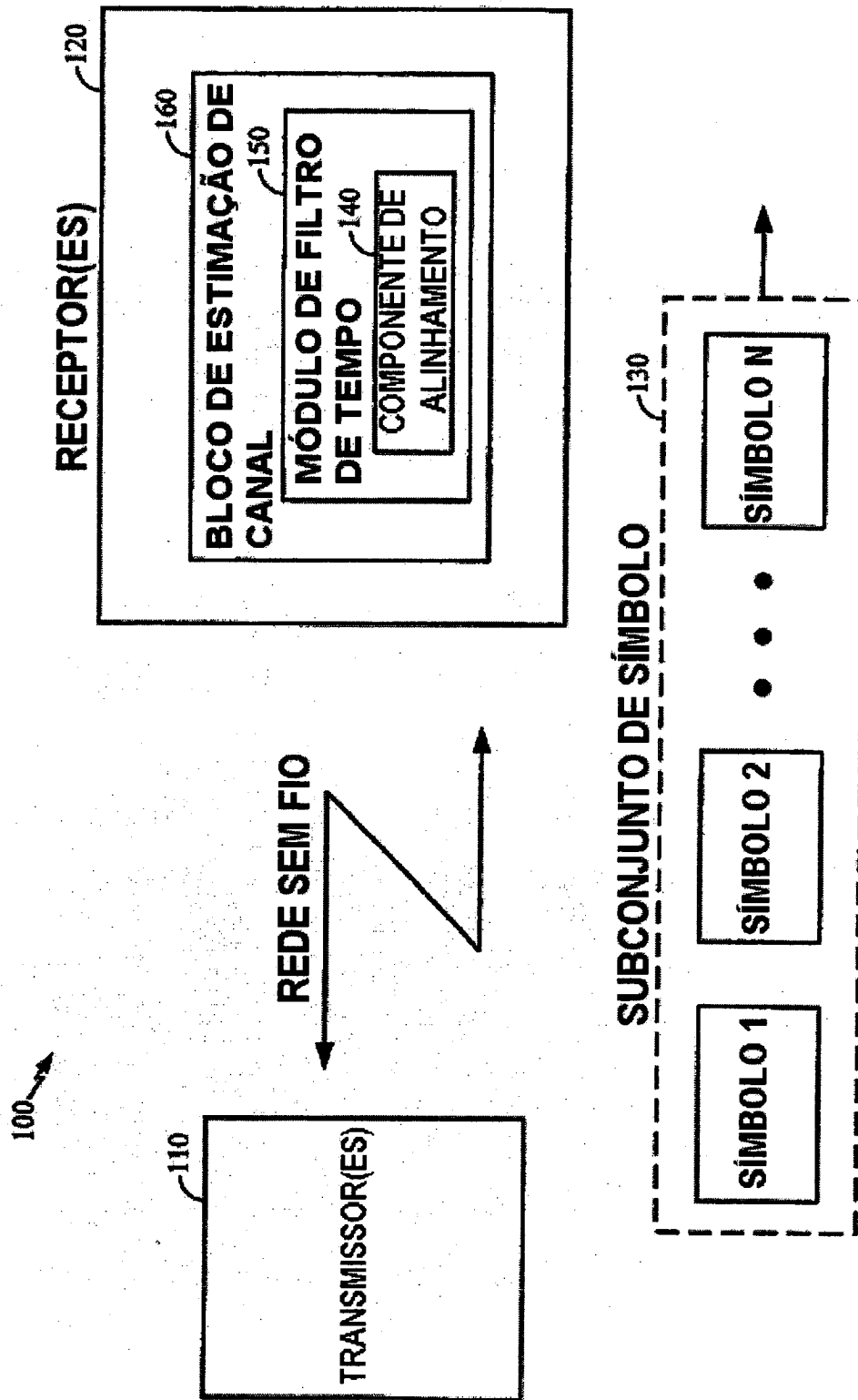


FIG. 1

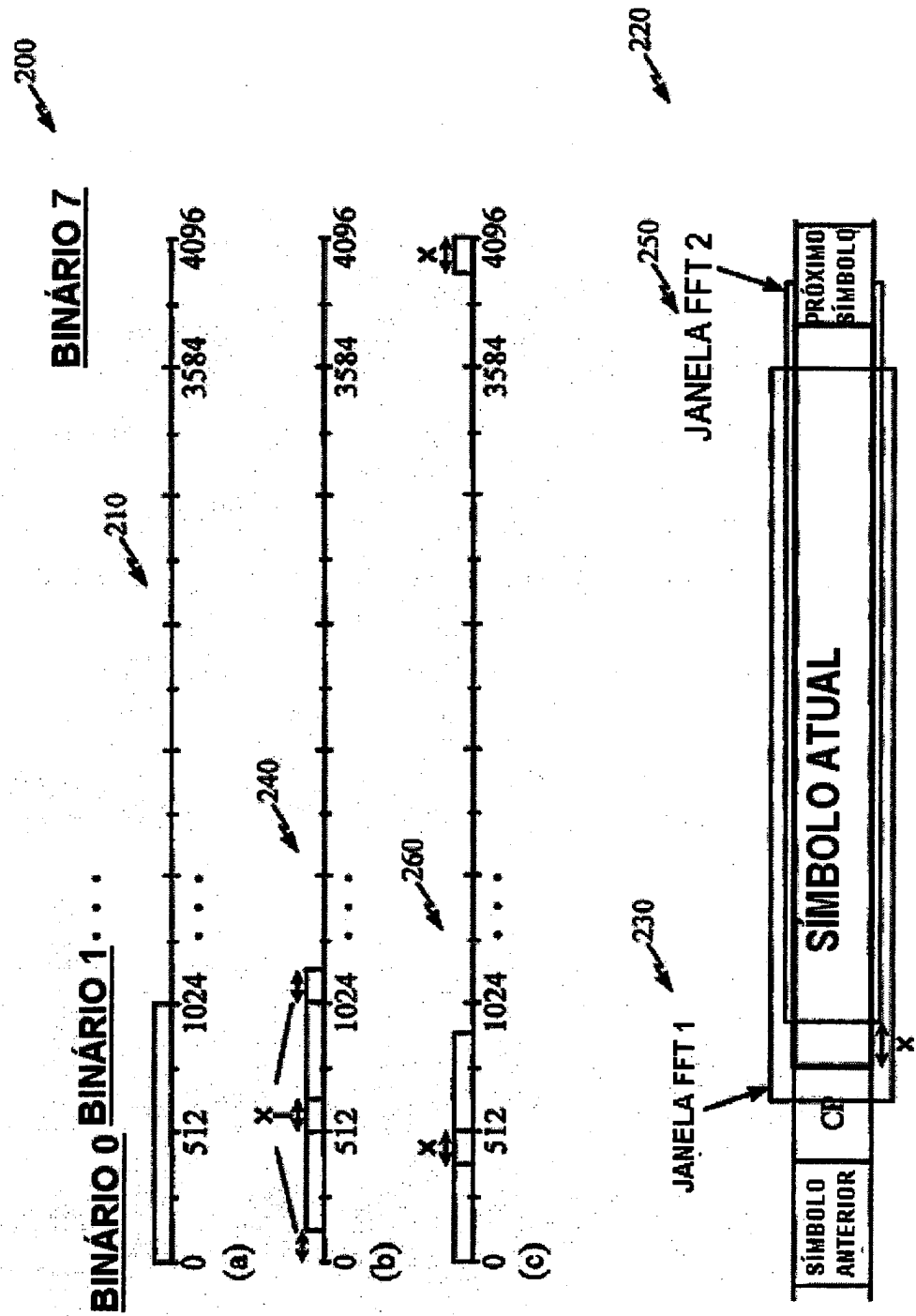


FIG. 2

300

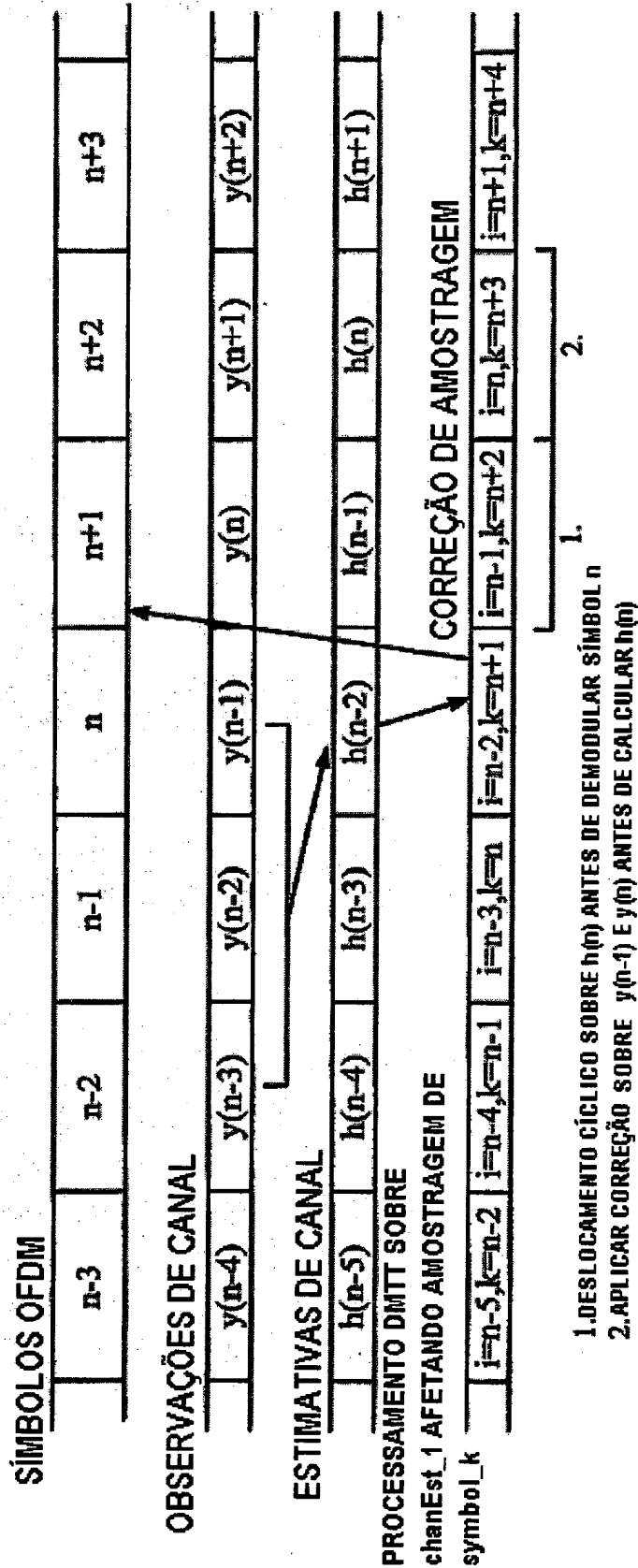


FIG. 3

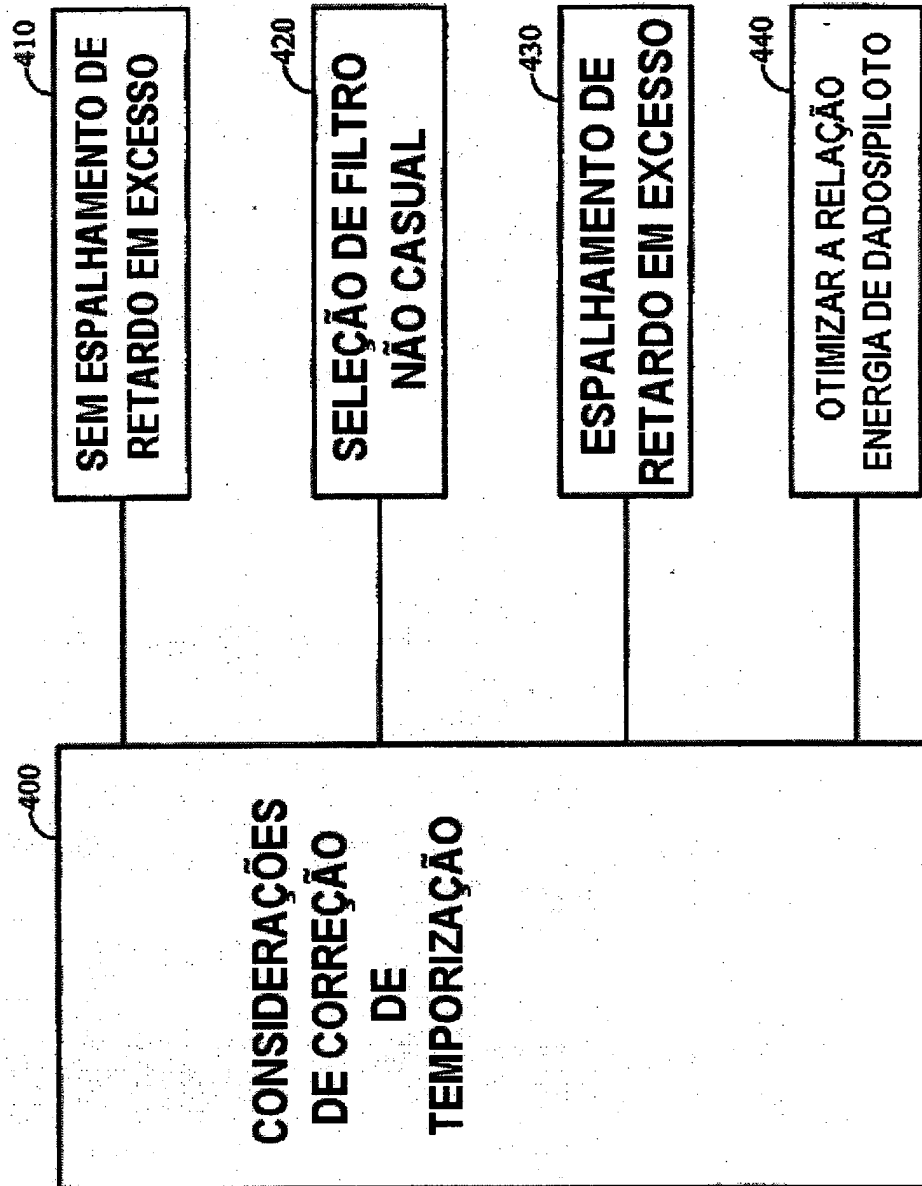


FIG. 4

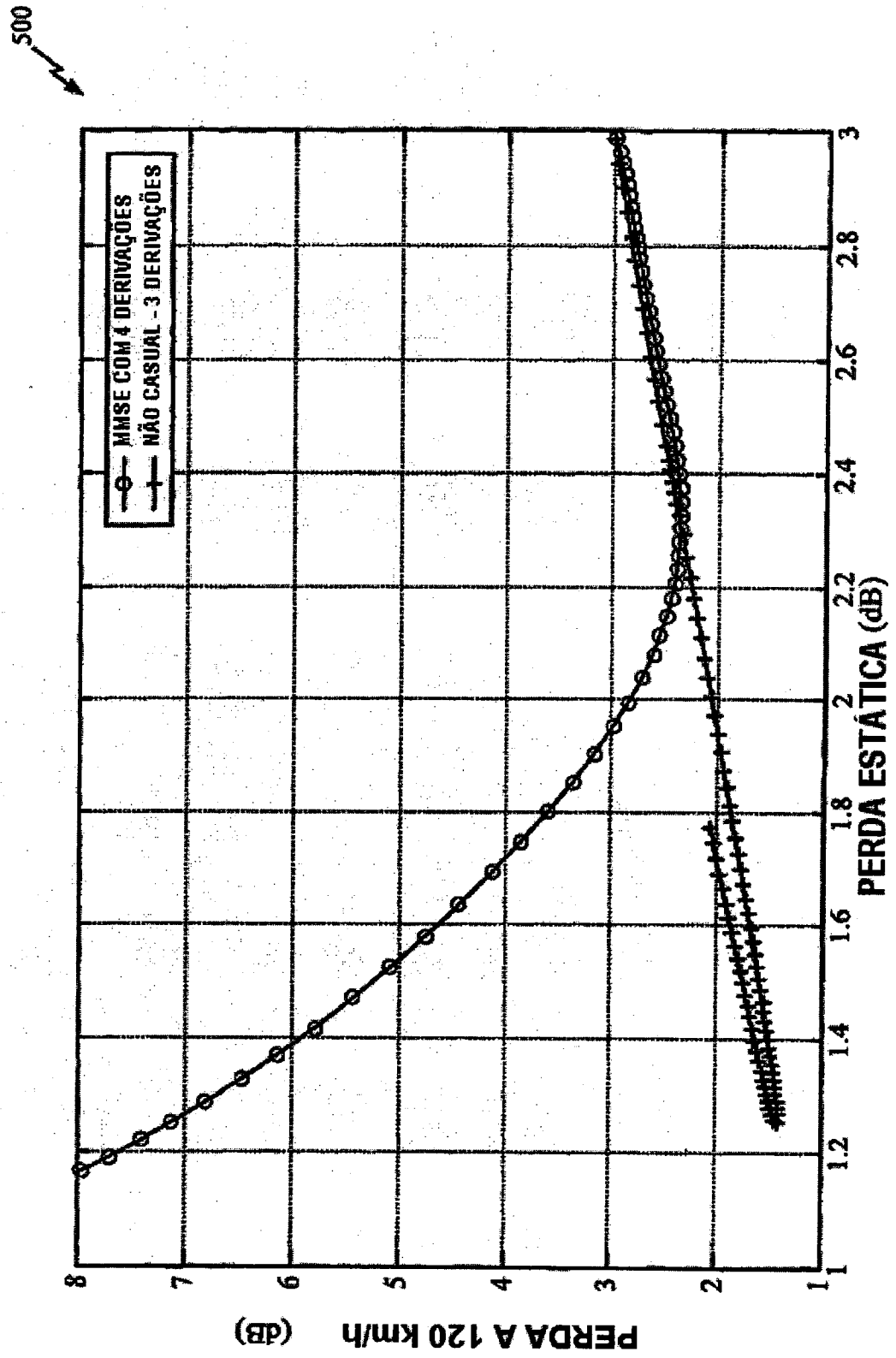


FIG. 5

600

MODULAÇÃO 16 QAM, CÓDIGO TURBO DE 1/2 TAXA, PERFIL DE CANAL ATSC A 20 km/h

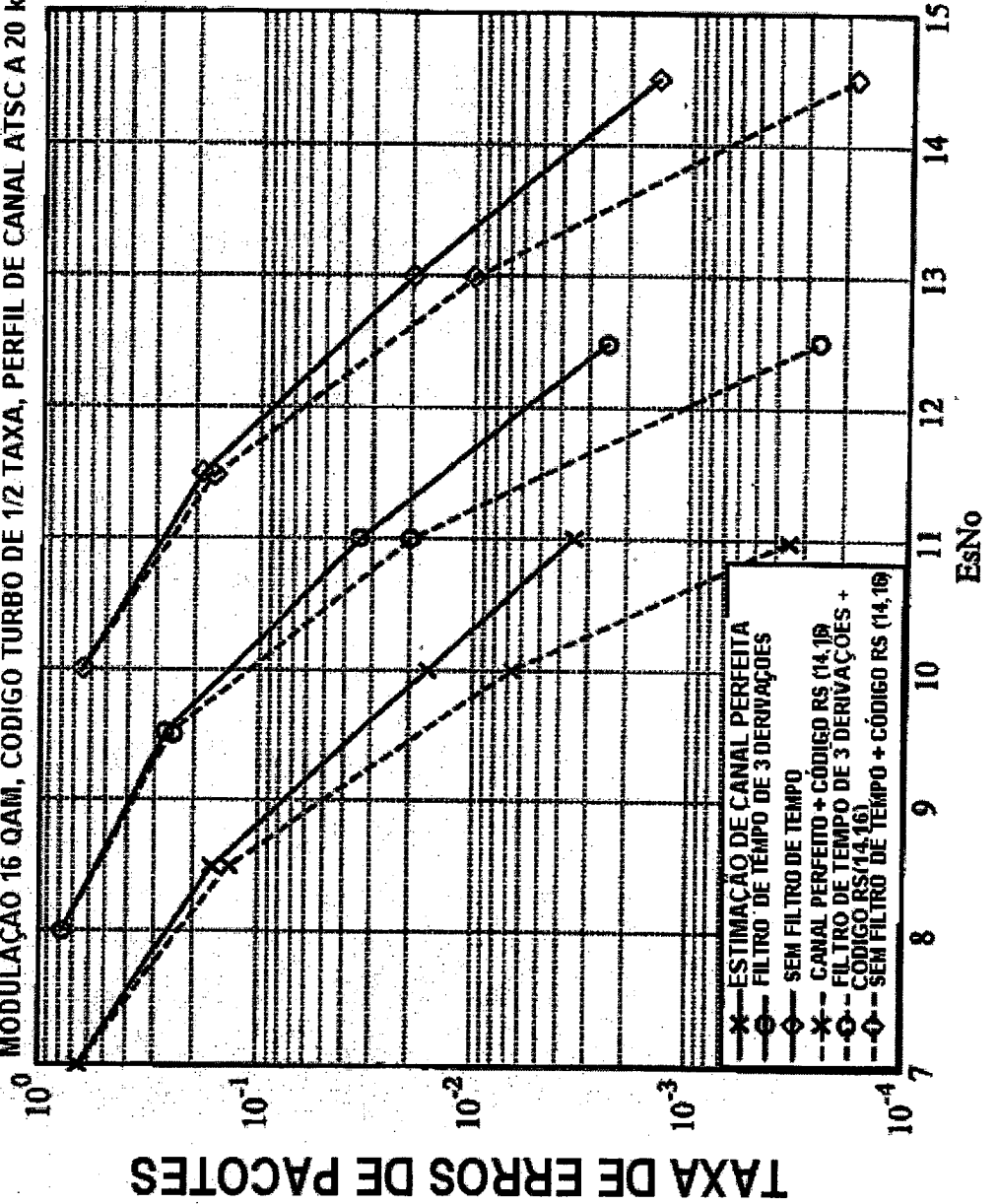


FIG 6

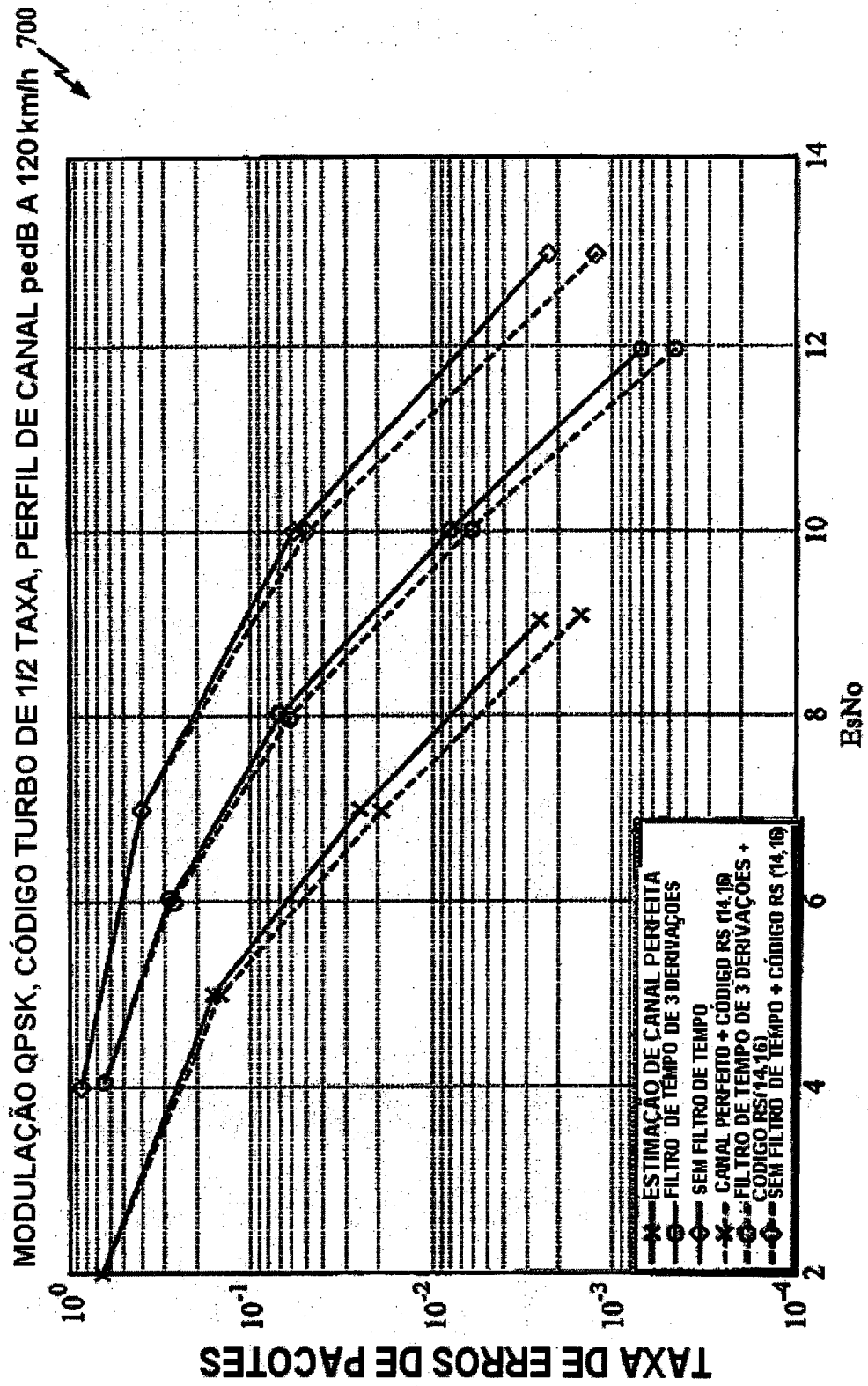


FIG. 7

800

MODULAÇÃO 16QAM, CÓDIGO TURBO DE 1/2 TAXA, PERFIL DE CANAL pedB A 120 km/h

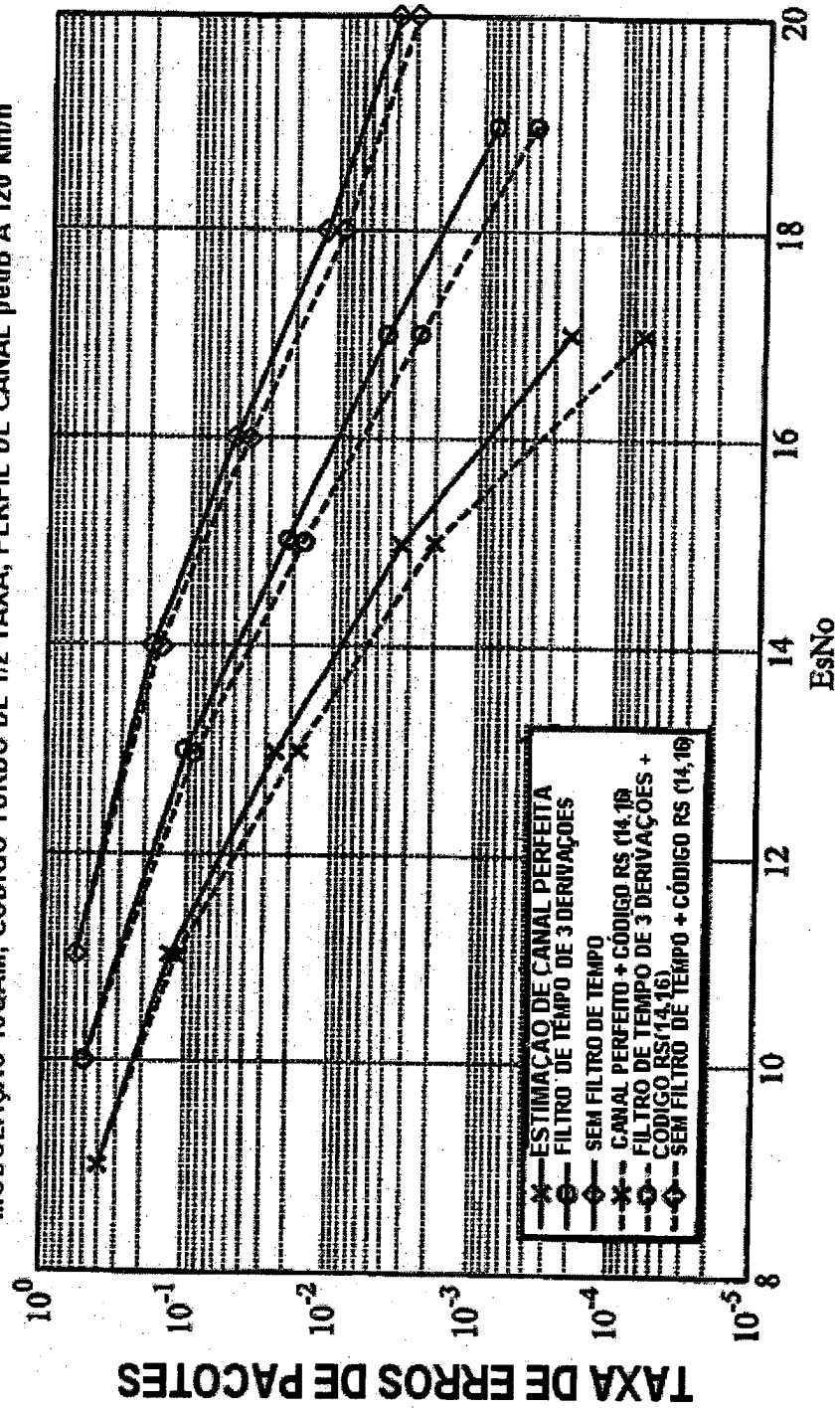


FIG. 8

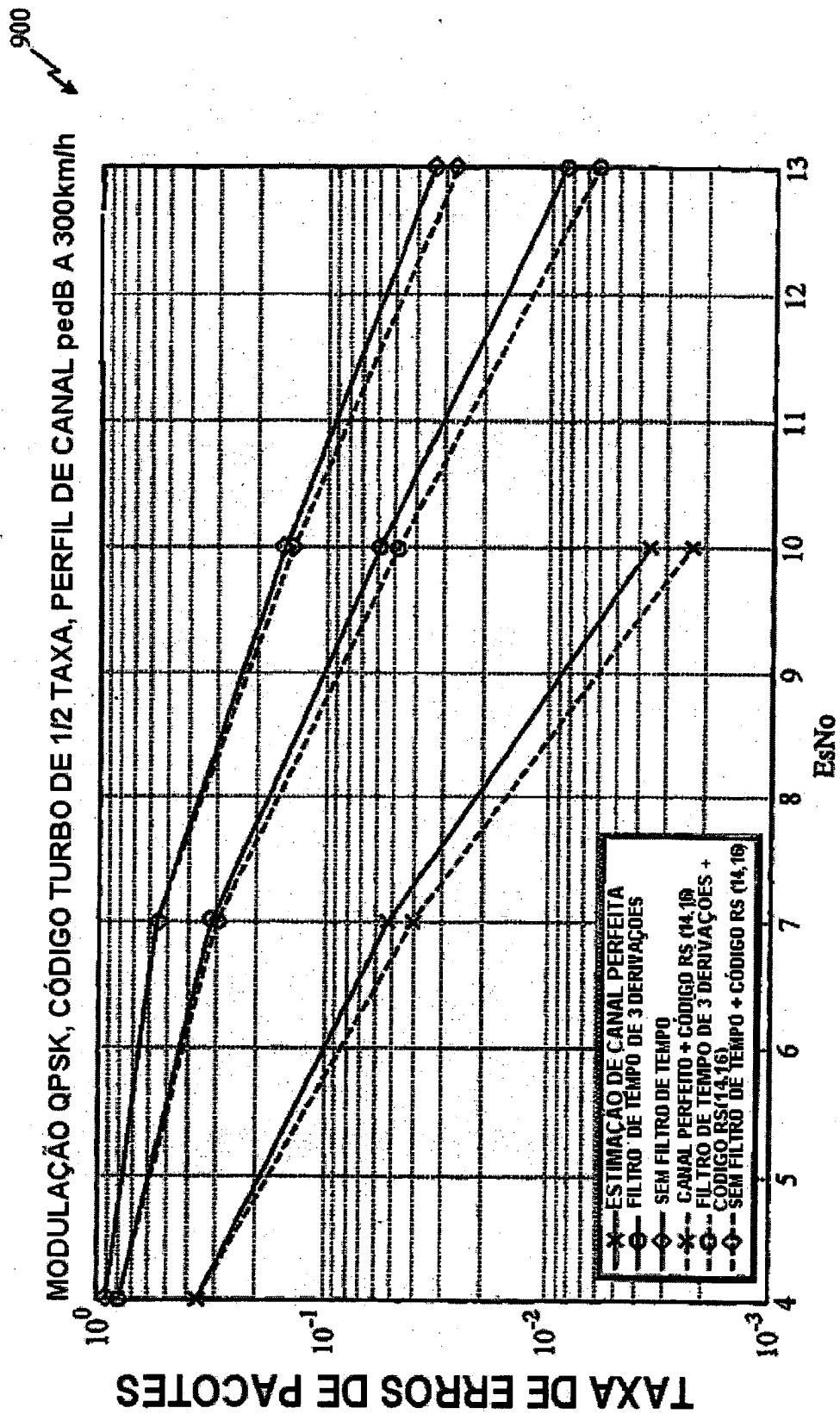


FIG. 9

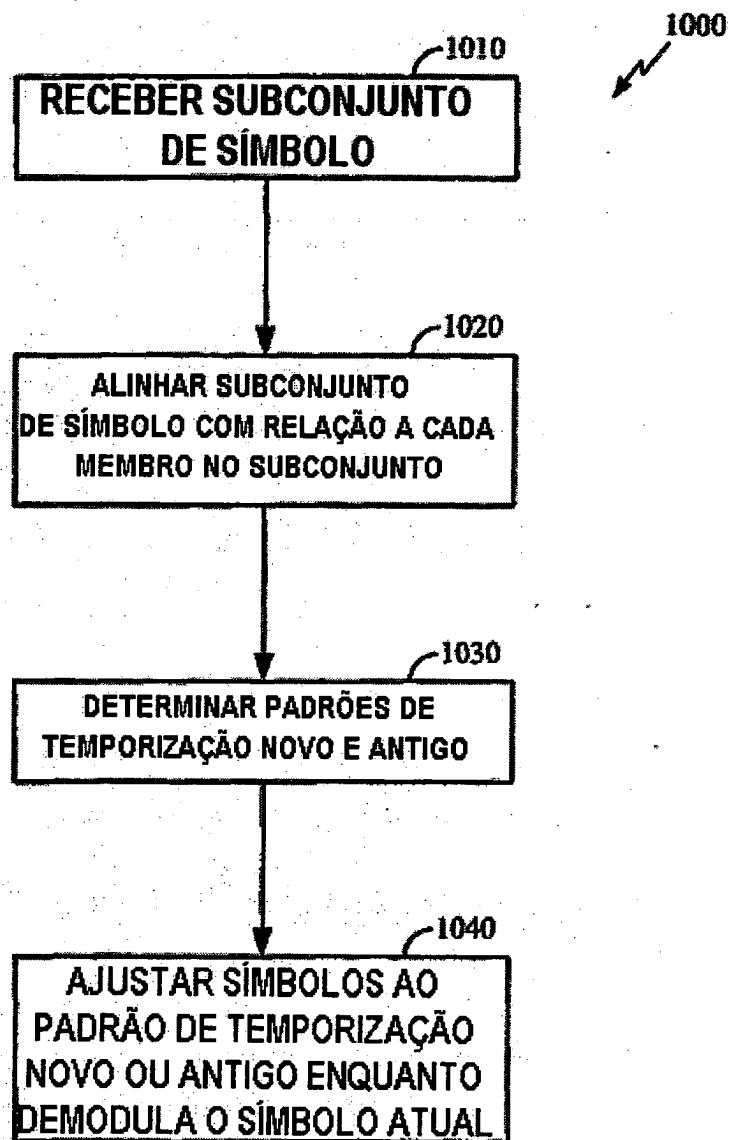


FIG. 10

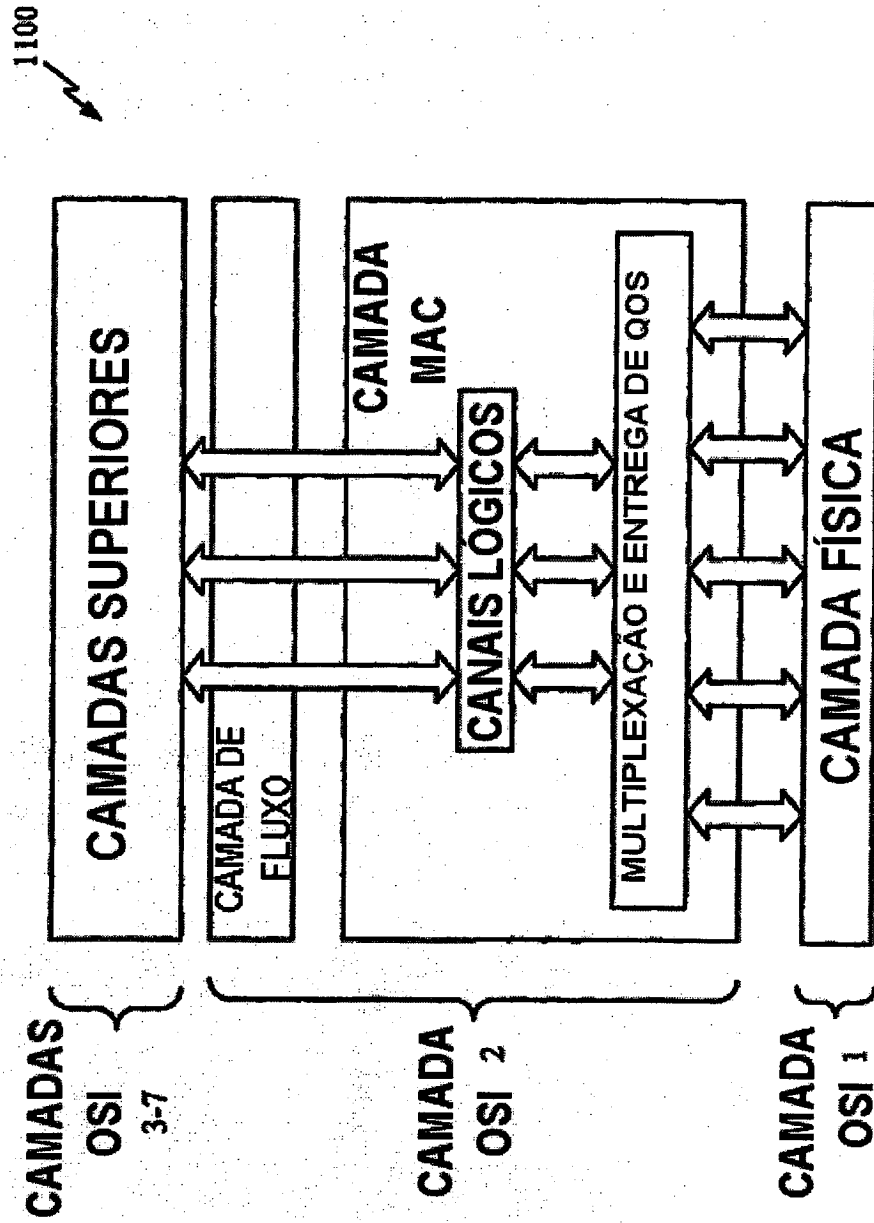


FIG. 11

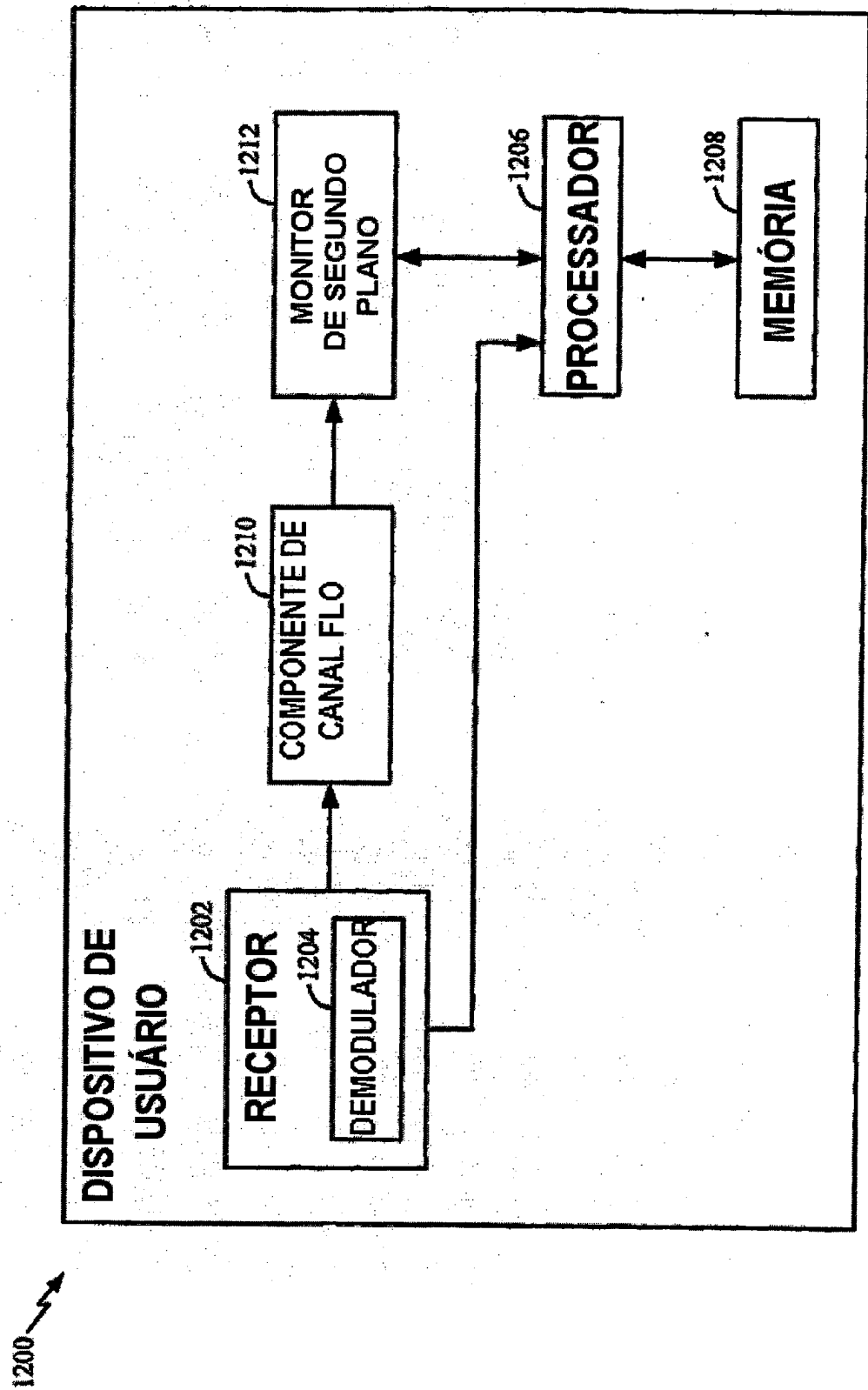
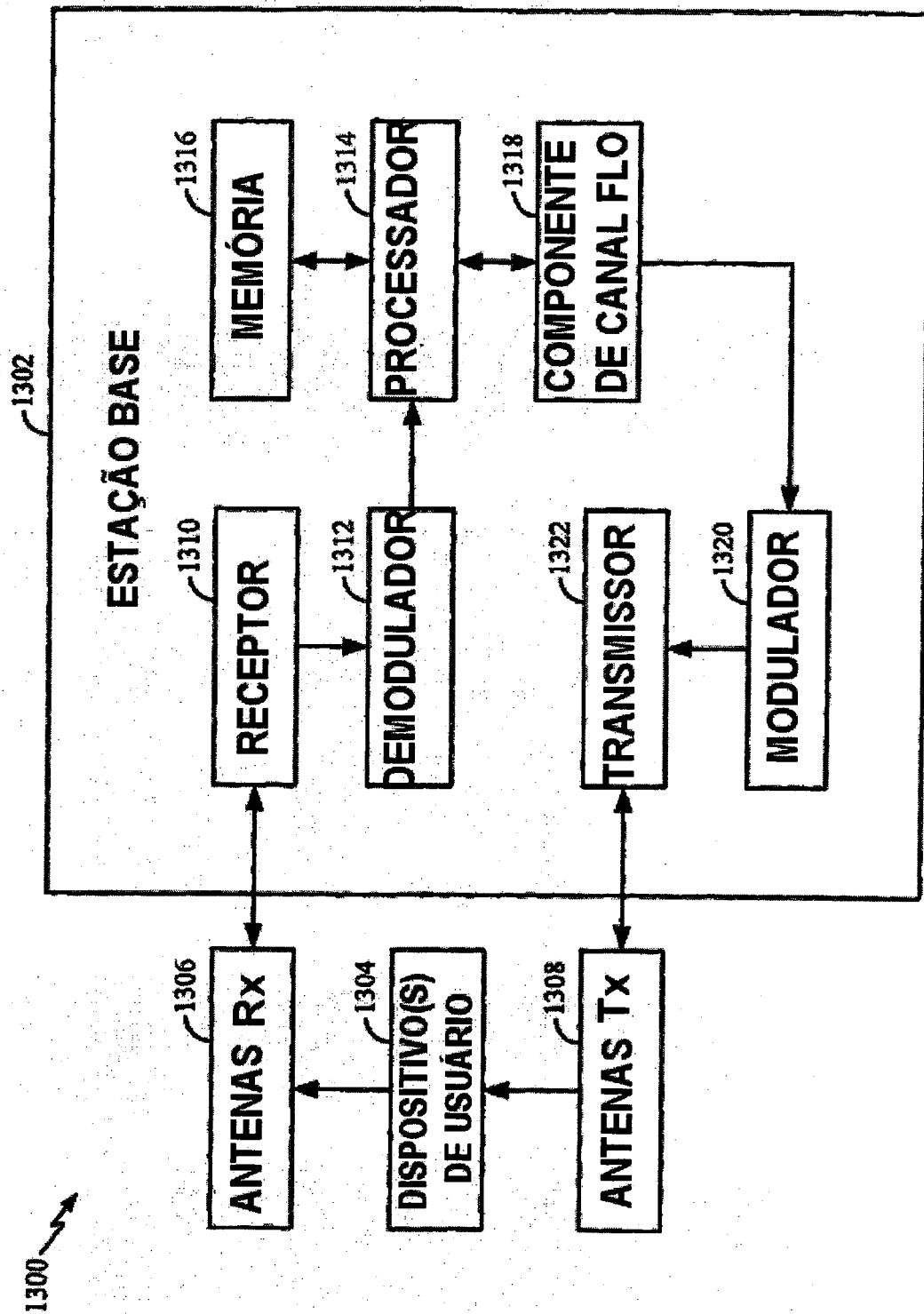


FIG. 12



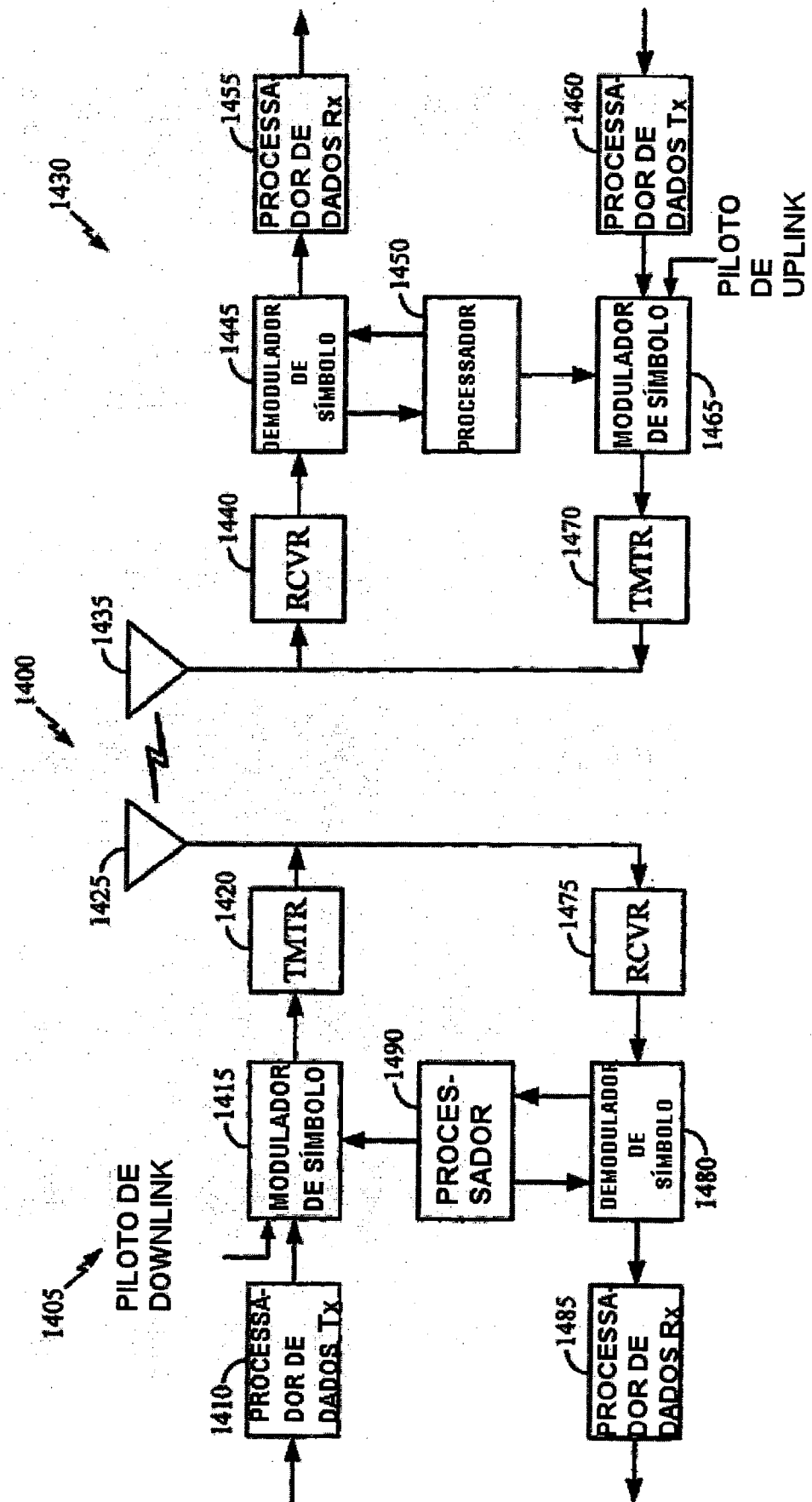


FIG. 14

PI0609270-S

RESUMO

**"CORREÇÕES DE TEMPORIZAÇÃO DE SÍMBOLO EM UM SISTEMA DE
MULTIPORTADORA UTILIZANDO A ESTIMAÇÃO DE CANAL".**

Sistemas e métodos são providos para a
5 determinação e aplicação de correções de temporização em um
sistema de multiportadora. O alinhamento dos símbolos é
inicialmente efetuado para gerar estimativas de canal. As
estimativas de canal então geradas, juntamente com as
informações de alinhamento de temporização, são por sua vez
10 usadas para a determinação de correções de temporização a
serem aplicadas a símbolos futuros.