

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

(21) **PI0608895-3 A2**



(22) Data de Depósito: 07/03/2006
(43) Data da Publicação: 09/02/2010
(RPI 2040)

(51) *Int.Cl.:*
H04B 1/69 (2010.01)
H04L 27/26 (2010.01)

(54) Título: **TRANSMISSÃO PILOTO E ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA**

(30) Prioridade Unionista: 05/07/2005 US 11/175,607,
07/03/2005 US 60/659,526

(73) Titular(es): QUALCOMM INCORPORATED

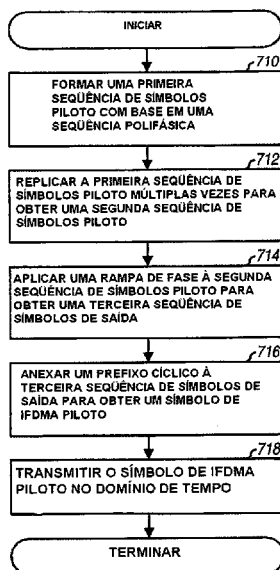
(72) Inventor(es): AAMOD KHANDEKAR, RAVI PALANKI

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

(86) Pedido Internacional: PCT US2006008300 de 07/03/2006

(87) Publicação Internacional: WO 2006/096784 de 14/09/2006

(57) Resumo: TRANSMISSÃO DE PILOTO E ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA. Um transmissor gera um piloto tendo um envelope de domínio de tempo constante e um espectro de frequência plana com base em uma sequência polifásica. Para gerar um símbolo TEDMA piloto, uma primeira sequência de símbolos piloto é formada com base na sequência polifásica e replicada múltiplas vezes para obter uma segunda sequência de símbolos piloto. Uma rampa de fase é aplicada na segunda sequência de símbolos piloto para obter uma terceira sequência de símbolos de saída. Um prefixo cíclico é apenas à terceira sequência de símbolos de saída para obter um símbolo IPDMA, que é transmitido no domínio de tempo através de um canal de comunicação. Os símbolos piloto podem ser multiplexados com símbolos de dados utilizando TDM e/ou CDM. Um símbolo LFDMA piloto pode ser também gerado com uma sequência polifásica e multiplexado utilizando TDM ou CDM. Um receptor deriva uma estimativa de canal com base em símbolos piloto recebidos e utilizando técnica de erro médio quadrático mínimo, quadrados mínimos, ou alguma outra técnica de estimação de canal.



TRANSMISSÃO DE PILOTO E ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA

FUNDAMENTOS

5 **Reivindicação de prioridade de acordo com 35**
U.S.C. §119

10 O presente pedido para patente reivindica
prioridade ao Pedido provisional número 60/659.526
intitulado "Estimation for pilot design and channel
interleaved frequency division multiple access
communication", depositado em 7 de março de 2005, e cedida
à cessionária do presente e pela presente expressamente
incorporada a título de referência aqui.

I. Campo

15 A presente invenção refere-se genericamente à
comunicação e mais especificamente à transmissão de piloto
e estimação de canal para um sistema de comunicações.

II. Fundamento

20 Multiplexagem por divisão de frequência ortogonal
(OFDM) é uma técnica de modulação de multiportadoras que
particiona a largura de banda de sistema geral em múltiplas
sub-bandas ortogonais (K). Essas sub-bandas são também
denominadas tons, subportadoras e depósitos de frequência.
Com OFDM, cada sub-banda é associada a uma subportadora
25 respectiva que pode ser modulada com dados.

30 OFDM tem certas características desejáveis como
elevada eficiência espectral e robustez contra efeitos de
multipercurso. Entretanto, uma principal desvantagem com
OFDM é uma elevada relação de potência pico/média (PAPR),
que significa que a razão da potência de pico para a
energia média de uma forma de onda de OFDM pode ser
elevada. A PAPR elevada para a forma de onda de OFDM

resulta da possível adição em fase (ou coerente) de todas as subportadoras quando elas são independentemente moduladas com dados. Na realidade, pode ser mostrado que a potência de pico pode ser até K vezes maior do que a

5

potência média para OFDM. A PAPR elevada para a forma de onda de OFDM é indesejável e pode degradar o desempenho. Por exemplo, grandes picos na forma de onda de OFDM podem fazer com que um amplificador de potência opere em uma região altamente

10

não linear ou possivelmente ceife, o que causaria então distorção de intermodulação e outros artefatos que podem degradar a qualidade do sinal. A qualidade de sinal degradada pode afetar adversamente o desempenho para

15

estimação de canal, detecção de dados, e assim por diante. Há portanto necessidade na arte por técnicas que possam diminuir os efeitos prejudiciais de elevada PAPR em modulação de multiportadora.

SUMÁRIO

Técnicas de transmissão de piloto que podem evitar elevada PAPR e técnicas de estimação de canal são descritas aqui. Um piloto pode ser gerado com base em seqüência polifásica e utilizando acesso múltiplo por divisão de freqüência de portadora única (SC-FDMA). Uma seqüência polifásica é uma seqüência que tem boas

20

25

30

características temporais (por exemplo, um envelope de domínio de tempo constante) e boas características espectrais (por exemplo, um espectro de freqüência plano). SC-FDMA inclui (1) FDMA intercalado (IFDMA) que transmite dados e/ou piloto em sub-bandas que são uniformemente separadas através de K sub-bandas totais e (2) FDMA localizada (LFDMA) que transmite dados e/ou piloto tipicamente em sub-bandas adjacentes entre as K sub-bandas

totais. IFDMA também é denominado FDMA distribuído, e LFDMA também é denominado FDMA de banda estreita.

Em uma modalidade para transmissão de piloto utilizando IFDMA, uma primeira sequência de símbolos piloto é formada em uma sequência polifásica e é replicada múltiplas vezes para obter uma segunda sequência de símbolos piloto. Uma rampa de fase pode ser aplicada à segunda sequência de símbolos piloto para obter uma terceira sequência de símbolos de saída. Um prefixo cíclico é apenso à terceira sequência de símbolos de saída para formar um símbolo IFDMA, que é transmitido no domínio de tempo através de um canal de comunicação. Os símbolos piloto podem ser multiplexados com símbolos de dados utilizando multiplexagem por divisão de tempo (TDM), multiplexagem por divisão de código (CDM) e/ou algum outro esquema de multiplexagem.

Em uma modalidade para transmissão de piloto utilizando LFDMA, uma primeira sequência de símbolos piloto é formada com base em uma sequência polifásica e é transformada no domínio de frequência para obter uma segunda sequência de símbolos de domínio-frequência. Uma terceira sequência de símbolos é formada com a segunda sequência de símbolos de domínio-frequência mapeados sobre um grupo de sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto e símbolos zero mapeados sobre as sub-bandas restantes. A terceira sequência de símbolos é transformada no domínio de tempo para obter uma quarta sequência de símbolos de saída. Um prefixo cíclico é apenso à quarta sequência de símbolos de saída para formar um símbolo LFDMA, que é transmitido no domínio de tempo através de um canal de comunicação.

Em uma modalidade para estimação de canais, pelo menos um símbolo SC-FDMA é recebido através do canal de

comunicação e processado (por exemplo, desmultiplexado para um piloto TDM ou descanalizado para um piloto CDM) para obter símbolos piloto recebidos. Um símbolo SC-FDMA pode ser um símbolo IFDMA ou um símbolo LFDMA. Uma estimativa de canal é derivada com base nos símbolos piloto recebidos e utilizando uma técnica de erro médio quadrático mínimo (MMSE), uma técnica de quadrados mínimos (LS), ou alguma outra técnica de estimação de canais. Filtração, limitação, truncamento e/ou seleção de derivação podem ser executados para obter uma estimativa aperfeiçoada de canais. A estimativa de canais pode ser também aperfeiçoada pela execução de estimação de canal iterativa ou estimação de canal auxiliada por dados.

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

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

As características e natureza da presente invenção tornar-se-ão mais evidentes a partir da descrição detalhada exposta abaixo quando tomada em combinação com os desenhos nos quais caracteres de referência similares identificam de forma correspondente do princípio ao fim.

A figura 1 mostra uma estrutura de sub-bandas de intercalação para um sistema de comunicação.

A figura 2 mostra a geração de um símbolo IFDMA para um conjunto de N sub-bandas.

A figura 3 mostra uma estrutura de sub-banda de banda estreita.

A figura 4 mostra a geração de um símbolo LFDMA para um grupo de N sub-bandas.

As figuras 5A e 5B mostram dois esquemas piloto de TDM com piloto e dados sendo multiplexados através de períodos de símbolo e períodos de amostra, respectivamente.

As figuras 5C e 5D mostram dois esquemas piloto CDM com piloto e dados sendo combinados através de períodos de símbolos e períodos de amostra, respectivamente.

5 A figura 6 mostra uma divisão de tempo piloto de banda larga multiplexada com dados.

A figura 7A mostra um processo para gerar um símbolo de IFDMA piloto.

A figura 7B mostra um processo para gerar um símbolo de LFDMA piloto.

10 A figura 8 mostra um processo para executar estimação de canal.

A figura 9 mostra um diagrama de blocos de um transmissor e um receptor.

15 As figuras 10A e 10B mostram dados de transmissão (TX) e processadores piloto para os esquemas piloto de TDM e esquemas piloto CDM, respectivamente.

As figuras 11A e 11B mostram moduladores de IFDMA e LFDMA, respectivamente.

20 As figuras 12A e 12B mostram desmoduladores de IFDMA para pilotos TDM e CDM, respectivamente.

As figuras 13A e 13B mostram desmoduladores de LFDMA para pilotos TDM e CDM, respectivamente.

DESCRIÇÃO DETALHADA

25 A palavra "exemplar" é utilizada aqui para significar "servir como exemplo, instância ou ilustração." Qualquer modalidade ou desenho descrito aqui como "exemplar" não deve se necessariamente interpretada como preferida ou vantajosa em relação a outras modalidades ou desenhos.

30 As técnicas de transmissão de piloto e estimação de canais, descritas aqui, podem ser utilizadas para vários sistemas de comunicação que utilizam modulação de multiportadoras ou executam multiplexagem por divisão de

freqüência. Por exemplo, essas técnicas podem ser utilizadas para um sistema de acesso múltiplo por divisão de freqüência (FDMA), um sistema de acesso múltiplo por divisão de freqüência ortogonal (OFDMA), um sistema SC-FDMA, um sistema IFDMA, um sistema LFDMA, um sistema à base de OFDM, e assim por diante. Essas técnicas podem ser também utilizadas para o link direto (ou downlink) e o link inverso (ou uplink).

A figura 1 mostra uma estrutura de sub-banda exemplar 100 que pode ser utilizada para um sistema de comunicação. O sistema tem uma largura de banda geral de BW MHz, que é particionada em K sub-bandas ortogonais que recebem índices de 1 até K . O espaçamento entre sub-bandas adjacentes é BW / K MHz. Em um sistema de formato espectral, algumas sub-bandas nas duas extremidades da largura de banda do sistema não são utilizadas para transmissão piloto/dados e servem como sub-bandas de proteção para permitir que o sistema atenda exigências de máscara espectral. Alternativamente, as sub-bandas K podem ser definidas sobre a porção utilizável da largura de banda do sistema. Para simplicidade, a seguinte descrição assume que todas as sub-bandas totais K podem ser utilizadas para transmissão de piloto/dados.

Para estrutura de sub-banda 100, as sub-bandas totais K são dispostas em conjuntos de sub-bandas separados S , que são também denominadas intercalações. Os conjuntos K são separados ou em não sobreposição em que cada uma das sub-bandas K pertence somente a um conjunto. Cada conjunto contém sub-bandas N que são distribuídas uniformemente através das sub-bandas totais K de tal modo que sub-bandas consecutivas no conjunto sejam separadas por sub-bandas S , onde $K = S \cdot N$. Desse modo, o conjunto u contém sub-bandas $u, S + u, 2S + u, \dots, (N-1) \cdot S + u$, onde u é o índice do

conjunto e $u \in \{1, \dots, S\}$. O índice u também é um deslocamento de sub-banda que indica a primeira sub-banda no conjunto. As sub-bandas N em cada conjunto são intercaladas com as sub-bandas N em cada um dos outros conjuntos $S-1$.

A figura 1 mostra uma estrutura de sub-banda específica. Em geral, uma estrutura de sub-banda pode incluir qualquer número de conjuntos de sub-bandas, e cada conjunto pode incluir qualquer número de sub-bandas. Os conjuntos podem incluir números iguais ou diferentes de sub-bandas. Por exemplo, alguns conjuntos podem incluir sub-bandas N enquanto outros conjuntos podem incluir $2N$, $4N$ ou algum outro número de sub-bandas. As sub-bandas em cada conjunto são distribuídas uniformemente (isto é, igualmente espaçadas) através das sub-bandas totais K para obter os benefícios descritos abaixo. Para simplicidade, a seguinte descrição assume o uso de estrutura de sub-banda 100 na figura 1.

Os conjuntos de sub-banda S podem ser vistos como canais S que podem ser utilizados para transmissão de piloto e de dados. Por exemplo, cada usuário pode ser atribuído um conjunto de sub-banda, e dados e piloto para cada usuário podem ser enviados no conjunto de sub-banda atribuído. Usuários S podem simultaneamente transmitir dados/piloto nos conjuntos de sub-banda S através do link inverso para uma estação base. A estação base pode também transmitir simultaneamente dados/piloto nos conjuntos de sub-banda S através do link direto para usuários S . Para cada link, até N símbolos de modulação podem ser enviados em cada período de símbolo (em tempo ou frequência) nas sub-bandas N em cada conjunto sem causar interferência nos outros conjuntos de sub-banda. Um símbolo de modulação é um valor complexo para um ponto em uma constelação de

sinais (por exemplo, para M-PSK, M-QAM, e assim por diante).

Para OFDM, símbolos de modulação são transmitidos no domínio de frequência. Para cada conjunto de sub-
 5 bandas, símbolos de modulação N podem ser transmitidos nas sub-bandas N em cada período de símbolo. Na descrição a seguir, um período de símbolo é a duração de tempo de um símbolo OFDM, um símbolo IFDMA, ou um símbolo LFDMA. Um símbolo de modulação é mapeado para cada uma das sub-bandas
 10 N utilizadas para transmissão, e um símbolo zero (que é um valor de sinal de zero) é mapeado para cada uma das sub-bandas $K - N$ não usadas. Os símbolos zero e de modulação K são transformados a partir do domínio de frequência para o domínio de tempo pela execução de uma transformada de
 15 Fourier rápida inversa (IFFT) de ponto- K nos símbolos zero e modulação K para obter amostras de domínio-tempo K . As amostras de domínio-tempo podem ter elevada PAPR.

A figura 2 mostra a geração de um símbolo IFDMA para um conjunto de sub-bandas N . Uma sequência original de
 20 símbolos de modulação N a ser transmitida em um período de símbolo nas sub-bandas N no conjunto u é indicada como $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (bloco 210). A sequência original de símbolos de modulação N é replicada S vezes para obter uma sequência estendida de símbolos de modulação K (bloco 212).
 25 Os símbolos de modulação N são enviados no domínio de tempo e ocupam coletivamente sub-bandas N no domínio de frequência. As cópias S da sequência original resultam nas sub-bandas ocupadas N sendo separadas por sub-bandas S , com sub-bandas $S - 1$ de potência zero separando sub-bandas
 30 ocupadas adjacentes. A sequência estendida tem um espectro de frequência semelhante a pente que ocupa o conjunto de sub-banda 1 na figura 1.

A seqüência estendida é multiplicada com uma rampa de fase para obter uma seqüência traduzida em frequência de símbolos de saídas (bloco 214). Cada símbolo de saída na seqüência traduzida em frequência pode ser gerado como a seguir:

$$x_n = d_n \cdot e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K}, \quad \text{para } n = 1, \dots, K, \quad \text{Eq (1)}$$

onde d_n é o n° símbolo de modulação na seqüência estendida e x_n o n° símbolo de saída na seqüência traduzida em frequência. A rampa de fase $e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K}$ tem uma inclinação de fase de $2\pi(u-1)/K$, que é determinada pela primeira sub-banda no conjunto u . Os termos " $n-1$ " e " $u-1$ " no expoente da rampa de fase são devidos a índices n e u iniciando com " 1 " em vez de " 0 ". A multiplicação com a rampa de fase no domínio de tempo traduz o espectro de frequência semelhante a pente da seqüência estendida para cima em frequência de modo que a seqüência traduzida em frequência ocupa o conjunto de sub-banda u no domínio de frequência.

Os últimos símbolos de saída C da seqüência traduzida em frequência são copiados para o início da seqüência traduzida em frequência para formar um símbolo IFDMA que contém símbolos de saída $K + C$ (bloco 216). Os símbolos de saída copiados C são freqüentemente denominados um prefixo cíclico ou um intervalo de proteção, e C é o comprimento de prefixo cíclico. O prefixo cíclico é utilizado para combater interferência intersímbolos (ISI) causada por desvanecimento seletivo de frequência, que é uma resposta de frequência que varia através da largura de banda de sistema. Os símbolos de saída $K + C$ no símbolo IFDMA são transmitidos em períodos de amostra $K + C$, um símbolo de saída em cada período de amostra. Um período de

símbolo para IFDMA é a duração de um símbolo IFDMA e é igual a períodos de amostra $K + C$. Um período de amostra também é freqüentemente denominado um período de chip.

Uma vez que o símbolo IFDMA é periódico no domínio de tempo (exceto para a rampa de fase), o símbolo IFDMA ocupa um conjunto de sub-bandas igualmente espaçadas N iniciando com a sub-banda u . Usuários com deslocamentos de sub-banda diferentes ocupam conjuntos de sub-bandas diferentes e são ortogonais entre si, similar ao OFDMA.

A figura 3 mostra uma estrutura de sub-banda de banda estreita, exemplar, 300 que pode ser utilizada para um sistema de comunicação. Para estrutura de sub-banda 300, as sub-bandas totais K são dispostas em grupos de não sobreposição S . Cada grupo contém N sub-bandas que são adjacentes entre si. Em geral, $N > 1$, $S > 1$, e $K = S \cdot N$, onde N e S para estrutura de sub-banda de banda estreita 300 podem ser iguais ou diferentes a partir de N e S para estrutura de sub-banda de intercalação 100 na figura 1. O grupo v contém sub-bandas $(v-1) \cdot N + 1$, $(v-1) \cdot N + 2$, ..., $v \cdot N$, onde v é o índice de grupo e $v \in \{1, \dots, S\}$. Em geral, uma estrutura de sub-banda pode incluir qualquer número de grupos, cada grupo pode conter qualquer número de sub-bandas, e os grupos podem conter números iguais ou diferentes de sub-bandas.

A figura 4 mostra a geração de um símbolo LFDMA para um grupo de N sub-bandas. Uma seqüência original de símbolos de modulação N a serem transmitidos em um período de símbolo no grupo de sub-banda é indicada como $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (bloco 410). A seqüência original de símbolos de modulação N é transformada em domínio de freqüência com uma transformação Fourier rápida de ponto N (FFT) para obter uma seqüência de símbolos de domínio de freqüência N (bloco 412). Os símbolos de domínio de freqüência N são

mapeados sobre as sub-bandas N utilizadas para transmissão e símbolos zero $K - N$ são mapeados sobre as sub-bandas $K - N$ restantes para gerar uma sequência de símbolos K (bloco 414). As sub-bandas N utilizadas para transmissão têm

5 índices de $k+1$ até $k+N$, onde $1 \leq k \leq (K-N)$. A sequência de símbolos K é então transformada no domínio de tempo com um IFFT de ponto K para obter uma sequência de símbolos de saída de domínio de tempo K (bloco 416). Os últimos

10 símbolos de saída C da sequência são copiados para o início da sequência a fim de formar um símbolo LFDMA que contém símbolos de saída $K+C$ (bloco 418).

O símbolo LFDMA é gerado de tal modo que ocupe um grupo de sub-bandas adjacentes N iniciando com a sub-banda $k+1$. Os usuários podem ser atribuídos com grupos de sub-

15 banda de não sobreposição diferentes e são então ortogonais entre si, similar a OFDMA. Cada usuário pode ser atribuído grupos de sub-banda diferentes em períodos de símbolo diferentes para obter diversidade de frequência. Os grupos de sub-banda para cada usuário podem ser selecionados, por

20 exemplo, com base em um padrão de salto de frequência.

SC-FDMA tem certas características desejáveis como elevada eficiência espectral e robustez contra efeitos de multipercurso, similar a OFDMA. Além disso, SC-FDMA não tem uma elevada PAPR uma vez que os símbolos de modulação

25 são enviados no domínio de tempo. A PAPR de uma forma de onda de SC-FDMA é determinada pelos pontos de sinais na constelação de sinais selecionados para uso (por exemplo, M-PSK, M-QAM, e assim por diante). Entretanto, os símbolos de modulação de domínio de tempo em SC-FDMA são propensos à

30 interferência intersímbolos devido a um canal de comunicação não plano. A equalização pode ser executada nos símbolos de modulação recebidos para diminuir os efeitos prejudiciais de interferência intersímbolos. A

equalização requer uma estimativa de canal relativamente precisa para o canal de comunicação, que pode ser obtida utilizando as técnicas descritas aqui.

Um transmissor pode transmitir um piloto para facilitar estimação de canal por um receptor. Um piloto é uma transmissão de símbolos que são conhecidos a priori tanto pelo transmissor como pelo receptor. Como utilizado aqui, um símbolo de dados é um símbolo de modulação para dados, e um símbolo piloto é um símbolo de modulação para piloto. Os símbolos de dados e símbolos piloto podem ser derivados de constelações de sinais iguais ou diferentes. O piloto pode ser transmitido de vários modos, como descrito abaixo.

A figura 5A mostra um esquema piloto de TDM 500 com piloto e dados sendo multiplexados através de períodos de símbolos. Por exemplo, dados podem ser enviados em períodos de símbolo D_1 , a seguir piloto pode ser enviado nos períodos de símbolo P_1 seguintes, então dados podem ser enviados nos períodos de símbolo D_1 seguintes, e assim por diante. Em geral, $D_1 \geq 1$ e $P_1 \geq 1$. Para o exemplo mostrado na figura 5A, $D_1 > 1$ e $P_1 = 1$. Uma sequência de símbolos de dados N pode ser enviada em um grupo/conjunto de sub-bandas em cada período de símbolos utilizado para transmissão de dados. Uma sequência de símbolos piloto N pode ser enviada em um grupo/conjunto de sub-banda em cada período de símbolos utilizado para transmissão de piloto. Para cada período de símbolo, uma sequência de símbolos piloto ou dados N pode ser convertida em um símbolo IFDMA ou um símbolo LFDMA como descrito acima para as figuras 2 e 4, respectivamente. Um símbolo SC-FDMA pode ser um símbolo IFDMA ou um símbolo LFDMA. Um símbolo SC-FDMA contendo somente piloto é denominado um símbolo SC-FDMA piloto, que pode ser um símbolo IFDMA piloto ou um símbolo LFDMA

piloto. Um símbolo SC-FDMA contendo somente dados é denominado um símbolo SC-FDMA de dados, que pode ser um símbolo IFDMA de dados ou um símbolo LFDMA de dados.

5 A figura 5B mostra um esquema piloto de TDM 510 com piloto e dados sendo multiplexados através de períodos de amostra. Para essa modalidade, dados e piloto são multiplexados no mesmo símbolo de SC-FDMA. Por exemplo, símbolos de dados podem ser enviados em períodos de amostra D_2 , a seguir símbolos piloto podem se enviados nos períodos de amostra P_2 seguintes, então símbolos de dados são enviados nos períodos de amostra D_2 seguintes, e assim por diante. Em geral, $D_2 \geq 1$ e $P_2 \geq 1$. Para o exemplo mostrado na figura 5B, $D_1 = 1$ e $P_2 = 1$. Uma seqüência de símbolos piloto e de dados N pode ser enviada em um grupo/conjunto de sub-banda em cada período de símbolo e pode ser convertida em um símbolo de SC-FDMA como descrito acima para as figuras 2 e 4.

Um esquema piloto de TDM pode também multiplexar piloto e dados através tanto dos períodos de símbolo como dos períodos de amostra. Por exemplo, símbolos piloto e dados podem ser enviados em alguns períodos de símbolo, somente símbolos de dados podem ser enviados em alguns outros períodos de símbolo, e somente símbolos piloto podem ser enviados em certos períodos de símbolo.

25 A figura 5C mostra um esquema piloto de CDM 530 com piloto e dados sendo combinados através de períodos de símbolo. Para essa modalidade, uma seqüência de símbolos de dados N é multiplicada com uma primeira seqüência ortogonal de M -chip $\{w_d\}$ para obter M seqüências de símbolos de dados dimensionados, onde $M > 1$. Cada seqüência de símbolos de dados dimensionados é obtida multiplicando a seqüência original de símbolos de dados com um chip da seqüência ortogonal $\{w_d\}$. Similarmente, uma

seqüência de símbolos piloto N é multiplicada com uma segunda seqüência ortogonal M -chip $\{w_p\}$ para obter M seqüências de símbolos piloto dimensionados. Cada seqüência de símbolos de dados dimensionados é então

5 adicionada com uma seqüência correspondente de símbolos piloto dimensionados para obter uma seqüência de símbolos combinados. M seqüências de símbolos combinados são obtidas pela adição das seqüências M de símbolos de dados dimensionados com as seqüências M de símbolos pilotos dimensionados. Cada seqüência de símbolos combinados é

10 convertida em um símbolo SC-FDMA.

As seqüências ortogonais podem ser seqüências Walsh, seqüências OVSF, e assim por diante. Para o exemplo

15 mostrado na figura 5C, $M = 2$, a primeira seqüência ortogonal é $\{w_d\} = \{+1 +1\}$, e a segunda seqüência ortogonal é $\{w_p\} = \{+1 -1\}$. Os símbolos de dados N são multiplicados por $+1$ por período de símbolo t e também por $+1$ por período de símbolo $t+1$. Os símbolos piloto N são multiplicados por $+1$ por período de símbolo t e por -1 por período de símbolo

20 $t+1$. Para cada período de símbolo, os símbolos de dados dimensionados N são adicionados com os símbolos pilotos dimensionados N para obter símbolos combinados N para aquele período de símbolo.

A figura 5D mostra um esquema piloto CDM 540 com

25 piloto e dados sendo combinados através de períodos de amostra. Para essa modalidade, uma seqüência de símbolos de dados N/M é multiplicada com a seqüência ortogonal M -chip $\{w_d\}$ para obter uma seqüência de símbolos de dados dimensionados N . Em particular, o primeiro símbolo de dados $d_1(t)$ na seqüência original é multiplicado com a

30 seqüência ortogonal $\{w_d\}$ para obter os primeiros símbolos de dados dimensionados M , o símbolo de dados seguinte $d_2(t)$ é multiplicado com a seqüência ortogonal $\{w_d\}$ para obter os

símbolos de dados dimensionados M seguintes, e assim por diante, e o último símbolo de dados $d_{N/M}(t)$ na sequência original é multiplicado com a sequência ortogonal $\{w_d\}$ para obter os últimos símbolos de dados dimensionados M .
 5 Similarmente, uma sequência de símbolos piloto N/M é multiplicada com a sequência ortogonal M -chip $\{w_p\}$ para obter uma sequência de símbolos piloto dimensionados N . A sequência de símbolos de dados dimensionados N é adicionada com a sequência de símbolos pilotos dimensionados N para
 10 obter uma sequência de símbolos combinados N , que é convertida em um símbolo SC-FDMA.

Para o exemplo mostrado na figura 5D, $M = 2$, a sequência ortogonal para dados é $\{w_d\} = \{+1 \ +1\}$, e a sequência ortogonal para piloto é $\{w_p\} = \{+1 \ -1\}$. Uma
 15 sequência de símbolos de dados $N/2$ é multiplicada com a sequência ortogonal $\{+1 \ +1\}$ para obter uma sequência de símbolos de dados dimensionados N . Similarmente, uma sequência de símbolos piloto $N/2$ é multiplicada com a sequência ortogonal $\{+1 \ -1\}$ para obter uma sequência de
 20 símbolos piloto dimensionados N . Para cada período de símbolos, os símbolos de dados dimensionados N são adicionados com os símbolos pilotos dimensionados N para obter símbolos combinados N para aquele período de símbolos.

25 Um piloto CDM pode ser enviado em cada período de símbolo, como mostrado nas figuras 5C e 5D. Um piloto CDM pode ser também enviado somente em certos períodos de símbolo. Um esquema piloto pode utilizar também uma combinação de TDM e CDM. Por exemplo, um piloto CDM pode
 30 ser enviado em alguns períodos de símbolo e um piloto TDM pode ser enviado em outros períodos de símbolo. Um piloto multiplexado por divisão de frequência (FDM) também pode

ser enviado em um conjunto designado de sub-bandas, por exemplo, para o downlink.

Para as modalidades mostradas nas figuras 5A até 5D, um piloto TDM ou CDM é enviado nas sub-bandas N utilizadas para transmissão de dados. Em geral, as sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto (ou simplesmente, as sub-bandas piloto) podem ser iguais ou diferentes das sub-bandas utilizadas para transmissão de dados (ou simplesmente, as sub-bandas de dados). O piloto pode ser também enviado em um número menor ou maior de sub-bandas do que os dados. As sub-bandas de dados e piloto podem ser estáticas para uma transmissão inteira. Alternativamente, as sub-bandas de dados e piloto podem saltar através de frequência em diferentes partições de tempo para obter diversidade de frequência. Por exemplo, um canal físico pode ser associado a um padrão de salto de frequência (FH) que indica um ou mais conjuntos ou grupos de sub-bandas específicos para uso para o canal físico em cada partição de tempo. Uma partição de tempo pode cobrir um ou múltiplos períodos de símbolos.

A figura 6 mostra um esquema piloto de banda larga 600, que pode ser mais aplicável para o link inverso. Para essa modalidade, cada usuário transmite um piloto de banda larga, que é um piloto que é enviado em todas ou na maior parte das sub-bandas totais K, por exemplo, todas as sub-bandas utilizáveis para transmissão. O piloto de banda larga pode ser gerado no domínio de tempo (por exemplo, com uma sequência de número pseudo-aleatório (PN) ou no domínio de frequência (por exemplo, utilizando OFDM)). O piloto de banda larga para cada usuário pode ser multiplexado por divisão com a transmissão de dados a partir daquele usuário, que pode ser gerado utilizando LFDMA (como mostrado na figura 6) ou IFDMA (não mostrado na figura 6).

Os pilotos de banda larga a partir de todos os usuários podem ser transmitidos nos mesmos períodos de símbolo, que podem evitar interferência de dados para piloto para estimação de canal. O piloto de banda larga a partir de cada usuário pode ser multiplexado por divisão de código (por exemplo, pseudo-aleatório) com relação aos pilotos de banda larga a partir de outros usuários. Isso pode ser obtido atribuindo a cada usuário uma sequência PN diferente. O piloto de banda larga para cada usuário tem razão baixa de potência pico/média (PAPR) e cobre toda a largura de banda do sistema, o que permite a um receptor derivar uma estimativa de canal de banda larga para o usuário. Para a modalidade mostrada na figura 6, as sub-bandas de dados saltam através de frequência em diferentes partições de tempo. Para cada partição de tempo, uma estimativa de canal pode ser derivada para as sub-bandas de dados com base no piloto de banda larga.

As figuras 5A até 6 mostram esquemas exemplares de transmissão de dados e piloto. O piloto e dados também podem ser transmitidos em outros modos utilizando qualquer combinação de TDM, CDM e/ou alguns outros esquemas de multiplexagem.

Os pilotos CDM e TDM podem ser gerados de várias maneiras. Em uma modalidade, os símbolos piloto utilizados para gerar os pilotos CDM e TDM são símbolos de modulação a partir de uma constelação de sinais conhecida como QPSK. Uma sequência de símbolos de modulação N pode ser utilizada para o esquema piloto TDM mostrado na figura 5A e o esquema piloto CDM mostrado na figura 5C. Uma sequência de símbolos de modulação N/M pode ser utilizada para o esquema piloto TDM mostrado na figura 5B e o esquema piloto CDM mostrado na figura 5D. A sequência de símbolos de modulação N e a sequência de símbolos de modulação N/M podem ser

individualmente selecionadas para ter (1) um espectro de frequência que é tão plano quanto possível e (2) um envelope temporal que varia o mínimo possível. O espectro de frequência plano assegura que todas as sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto têm potência suficiente para permitir que o receptor estime adequadamente os ganhos de canal para essas sub-bandas. O envelope constante evita distorção por blocos de circuito como um amplificador de potência.

Em outra modalidade, os símbolos piloto utilizados para gerar os pilotos TDM e CDM são formados com base em uma sequência polifásica que tem boas características temporal e espectral. Por exemplo, os símbolos piloto podem ser gerados como a seguir:

$$p_n = e^{j\varphi_n}, \quad \text{para } n = 1, \dots, N, \quad \text{Eq (2)}$$

onde a fase φ_n pode ser derivada com base em qualquer um dos seguintes:

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1) \cdot n, \quad \text{Eq (3)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1)^2, \quad \text{Eq (4)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot [(n-1) \cdot (n-N-1)], \quad \text{Eq (5)}$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \pi \cdot (n-1)^2 \cdot Q/N & \text{para } N \text{ par,} \\ \pi \cdot (n-1) \cdot n \cdot Q/N & \text{para } N \text{ ímpar.} \end{cases} \quad \text{Eq (6)}$$

Na equação (6), Q e N são relativamente primos. A equação (3) é para uma sequência Golomb, a equação (4) é para uma sequência P3, a equação (5) é para uma sequência P4, e a equação (6) é para uma sequência Chu. As sequências P3, P4 e Chu podem ter qualquer comprimento arbitrário.

Os símbolos piloto também podem ser gerados como a seguir:

$$P_{(\ell-1)T+m} = p_{\ell,m} = e^{j\varphi_{\ell,m}}, \quad \text{para } \ell=1,\dots,T \text{ e } m=1,\dots,T, \quad \text{Eq (7)}$$

5

Onde a fase φ_n pode ser derivada com base em qualquer uma das seguintes:

$$\varphi_{\ell,m} = 2\pi \cdot (\ell-1) \cdot (m-1) / T, \quad \text{Eq (8)}$$

10

$$\varphi_{\ell,m} = -(\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(\ell-1) \cdot T + (m-1)], \quad \text{Eq (9)}$$

$$\varphi_{\ell,m} = \begin{cases} (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-1)/2 - (m-1)] & \text{para } T \text{ par} \\ (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-2)/2 - (m-1)] & \text{para } T \text{ ímpar} \end{cases}, \quad \text{Eq (10)}$$

15

A Equação (8) é para uma seqüência Frank, a equação (9) é para uma seqüência P1, e a equação (10) é para uma seqüência Px. Os comprimentos para as seqüências Frank, P1 e Px são limitados para ser $N = T^2$, onde T é um número inteiro positivo.

20

Uma seqüência de símbolos piloto gerados com base em qualquer uma das seqüências polifásicas descritas acima, tem tanto um espectro de frequência plano como um envelope de domínio de tempo constante. Outras seqüências polifásicas tendo boas características espectrais (por exemplo, um espectro de frequência plana ou conhecida) e boas características temporais (por exemplo, um envelope de domínio de tempo constante ou conhecido) também podem ser utilizadas. Um piloto TDM ou CDM gerado com essa seqüência de símbolo piloto teria então (1) uma baixa PAPR, que evita distorção por elementos de circuito como amplificador de potência, e (2) um espectro de frequência plana, que permite ao receptor estimar precisamente os ganhos de canal

25

30

para todas as sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto.

A figura 7A mostra um processo 700 para gerar um símbolo IFDMA piloto. Uma primeira sequência de símbolos piloto é formada com base em uma sequência polifásica, que pode ser qualquer uma das sequências polifásicas descritas acima ou alguma outra sequência polifásica (bloco 710). A primeira sequência de símbolos piloto é replicada múltiplas vezes para obter uma segunda sequência de símbolos piloto (bloco 712). Uma rampa de fase é aplicada na segunda sequência de símbolos piloto para obter uma terceira sequência de símbolos de saída (bloco 714). A rampa de fase pode ser aplicada digitalmente nos símbolos piloto ou considerada pelo processo de conversão ascendente de frequência. Um prefixo cíclico é apenas à terceira sequência de símbolos de saída para obter uma quarta sequência de símbolos de saída, que é um símbolo IFDMA piloto (bloco 716). O símbolo IFDMA piloto é transmitido no domínio de tempo através de um canal de comunicação (bloco 718). Embora não mostrado na figura 7A por simplicidade, os símbolos piloto podem ser multiplexados com símbolos de dados utilizando TDM e/ou CDM, por exemplo, como descrito acima para as figuras 5A até 5D.

A figura 7B mostra um processo 750 para gerar um símbolo LFDMA piloto. Uma primeira sequência de símbolos piloto é formada com base em uma sequência polifásica, que pode ser qualquer uma das sequências polifásicas descritas acima ou alguma outra sequência polifásica (bloco 760). A primeira sequência de símbolos piloto N é transformada no domínio de frequência com um FFT de ponto-N para obter uma segunda sequência de símbolos de domínio de frequência N (bloco 762). Os símbolos de domínio de frequência N são então mapeados sobre sub-bandas N utilizadas para

transmissão de piloto e símbolos zero são mapeados para as sub-bandas $K - N$ restantes a fim de obter uma terceira sequência de símbolos K (bloco 764). A terceira sequência de símbolos K é transformada no domínio de tempo com um IFFT de ponto K para obter uma quarta sequência de símbolos de saída de domínio de tempo K (bloco 766). Um prefixo cíclico é apenso à quarta sequência de símbolos de saída para obter uma quinta sequência de símbolos de saída $K + C$, que é um símbolo LFDMA piloto (bloco 768). O símbolo LFDMA piloto é transmitido no domínio de tempo através de um canal de comunicação (bloco 770). Embora não mostrado na figura 7B para simplicidade, os símbolos piloto podem ser multiplexados com símbolos de dados utilizando TDM e/ou CDM, por exemplo, como descrito acima para as figuras 5A até 5D.

Para ambos IFDMA e LFDMA, o número de sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto pode ser igual ou diferente do número de sub-bandas utilizadas para transmissão de dados. Por exemplo, um usuário pode ser atribuído 16 sub-bandas para transmissão de dados e oito sub-bandas para transmissão de piloto. As outras oito sub-bandas podem ser atribuídas a outro usuário para transmissão de piloto/dados. Múltiplos usuários podem compartilhar o mesmo conjunto de sub-banda para estrutura de sub-banda de intercalação 100 na figura 1 ou o mesmo grupo de sub-banda para estrutura de sub-banda de banda estreita 300 na figura 3.

Para estrutura de sub-banda de intercalação 100 na figura 1, um piloto FDM pode ser transmitido em um ou mais conjuntos de sub-banda para permitir ao receptor executar várias funções como, por exemplo, estimação de canal, rastreamento de frequência, rastreamento de tempo, e assim por diante. Em um primeiro piloto FDM escalonado,

símbolos IFDMA piloto são transmitido no conjunto de sub-banda p em alguns períodos de símbolo e no conjunto de sub-banda $p+S/2$ em outros períodos de símbolo. Por exemplo, se $S = 8$, então símbolos IFDMA piloto podem ser transmitidos utilizando um padrão de escalonamento de $\{3, 7\}$, de modo que símbolos IFDMA piloto são enviados no conjunto de sub-banda 3, a seguir no conjunto de sub-banda 7, então no conjunto de sub-banda 3, e assim por diante. Em um segundo piloto FDM escalonado, símbolos IFDMA piloto são transmitidos no conjunto de sub-banda $p(t) = [p(t-1) + \Delta p] \bmod S+1$ em período de símbolo t , onde Δp é a diferença entre índices de conjunto de sub-banda para dois períodos de símbolo consecutivos, e $+1$ é para um esquema de indexar que inicia com 1 em vez de 0. Por exemplo, se $S = 8$ e $\Delta p = 3$, então símbolos IFDMA piloto podem ser transmitidos utilizando um padrão de escalonamento de $\{1, 4, 7, 2, 5, 8, 3, 6\}$, de modo que símbolos IFDMA piloto são enviados no conjunto de sub-banda 1, a seguir no conjunto de sub-banda 4, então no conjunto de sub-banda 7, e assim por diante. Outros padrões de escalonamento podem ser também utilizados. Um piloto FDM escalonado permite ao receptor obter estimativas de ganho de canal para mais sub-bandas, o que pode melhorar o desempenho de detecção e estimação de canal.

A figura 8 mostra um processo 800 executado por um receptor para estimar a resposta do canal de comunicação com base em um piloto TDM ou um piloto CDM enviado pelo transmissor. O receptor obtém um símbolo SC-FDMA para cada período de símbolo e remove o prefixo cíclico no símbolo SC-FDMA recebido (bloco 810). Para IFDMA, o receptor remove a rampa de fase no símbolo SC-FDMA recebido. Para ambos

IFDMA e LFDMA, o receptor obtém símbolos piloto/dados recebidos K para o símbolo SC-FDMA.

O receptor então desfaz TDM ou CDM executado no piloto (bloco 812). Para o esquema piloto TDM mostrado na figura 5A, símbolos piloto recebidos K, $r_p(n)$ para $n = 1, \dots, K$, são obtidos para cada símbolo SC-FDMA piloto. Para o esquema piloto TDM mostrado na figura 5B, múltiplos símbolos piloto recebidos são obtidos para cada símbolo SC-FDMA contendo o piloto TDM.

Para o esquema piloto CDM mostrado na figura 5C, símbolos SC-FDMA recebidos M contendo o piloto CDM são processados para recuperar os símbolos piloto, como a seguir:

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r(t_i, n), \quad \text{para } n = 1, \dots, K, \quad \text{Eq (11)}$$

onde $r(t_i, n)$ é uma amostra recebida para o período de amostra n no período de símbolo t_i ;

$w_{p,i}$ é o i° chip da sequência ortogonal para o piloto; e

$r_p(n)$ é um símbolo piloto recebido para o período de amostra n.

A Equação (11) assume que o piloto CDM é transmitido em períodos de símbolo t_i até t_M , onde M é o comprimento da sequência ortogonal. Símbolos piloto recebidos K são obtidos a partir da equação (11) para o piloto CDM.

Para o esquema piloto CDM mostrado na figura 5D, cada símbolo SC-FDMA recebido contendo o piloto CDM é processado para recuperar os símbolos piloto, como a seguir:

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r((n-1) \cdot M + i), \quad \text{para } n = 1, \dots, K/M, \quad \text{Eq (12)}$$

Onde $r((n-1).M + i)$ é uma amostra recebida para o período de amostra $(n-1).M + i$ no símbolo SC-FDMA recebido com o piloto CDM. Símbolos piloto recebidos K/M são obtidos da equação (12) para o piloto CDM.

5 Um canal de comunicação seletiva de frequência causa interferência intersímbolos (ISI). Entretanto, a ISI é restrita a um único símbolo SC-FDMA devido ao prefixo cíclico. Além disso, devido ao prefixo cíclico, uma
10 operação de convolução linear devido à resposta de impulso de canal se torna efetivamente uma convolução circular, similar a OFDMA. Portanto, é possível executar estimação de canal, equalização e outras operações no domínio de frequência quando os símbolos piloto e símbolos de dados não são enviados no mesmo símbolo SC-FDMA.

15 Para o esquema TDM mostrado na figura 5A e esquema CDM mostrado na figura 5C, o receptor obtém símbolos piloto recebidos K para cada transmissão de piloto. Um FFT de ponto K pode ser executado nos símbolos pilotos recebidos K , $r_p(n)$ para $n = 1, \dots, K$, para obter
20 valores piloto recebidos K no domínio de frequência, $R_p(k)$ para $k = 1, \dots, K$ (bloco 814). Os valores piloto recebidos podem ser dados como:

$$R_p(k) = H(k) \cdot P(k) + N(k), \quad \text{para } k=1, \dots, K, \quad \text{Eq (13)}$$

25 onde $P(k)$ é o valor piloto transmitido para a sub-banda k ;

$H(k)$ é o ganho complexo para o canal de comunicação para a sub-banda k ;

30 $R_p(k)$ são os valores pilotos recebidos para a sub-banda k ; e

$N(k)$ é o ruído para a sub-banda k .

O FFT de ponto- K provê valores piloto recebidos K para as sub-bandas totais K . Somente valores piloto

recebidos N para as sub-bandas N utilizadas para transmissão de piloto (que são denominadas sub-bandas piloto) são retidos, e os valores piloto recebidos $K - N$ restantes são descartados (bloco 816). Sub-bandas piloto diferentes são utilizadas para IFDMA e LFDMA e conseqüentemente valores piloto recebidos diferentes são retidos para IFDMA e LFDMA. Os valores piloto retidos são indicados como $R_p(k)$ para $k = 1, \dots, N$. Para simplicidade, o ruído pode ser assumido como sendo ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN) com média zero e uma variância de N_0 .

O receptor pode estimar a resposta de frequência de canal utilizando várias técnicas de estimação de canal como uma técnica MMSE, uma técnica de quadrados mínimos (LS) e assim por diante. O receptor deriva estimativas de ganho de canal para as sub-bandas piloto N com base nos valores piloto recebidos N e utilizando a técnica MMSE ou LS (bloco 818). Para a técnica MMSE, uma estimativa de resposta de frequência inicial para o canal de comunicação pode ser derivada com base nos valores piloto recebidos, como a seguir:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{|P(k)|^2 + N_0}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N, \quad \text{Eq (14)}$$

Onde $\hat{H}_{mmse}(k)$ é uma estimativa de ganho de canal para a sub-banda k e "*" indica um conjugado complexo. A estimativa de resposta de frequência inicial contém ganhos de canal N para as sub-bandas piloto N . A sequência de símbolo piloto pode ser gerada com base em uma sequência polifásica tendo uma resposta de frequência plana. Nesse caso, $|P(k)| = 1$ para todos os valores de k , e a equação (14) pode ser expressa como:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{1 + N_0}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N. \quad \text{Eq (15)}$$

O fator de constante $1/(1+N_0)$ pode ser removido para fornecer uma estimativa de resposta de frequência MMSE não polarizada, que pode ser expressa como:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = R_p(k) \cdot P^*(k), \quad \text{para } k=1, \dots, N. \quad \text{Eq (16)}$$

Para a técnica LS, uma estimativa de respostas de frequência inicial pode ser derivada com base nos valores piloto recebidos, como a seguir:

$$\hat{H}_L(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)}, \quad \text{para } k=1, \dots, N. \quad \text{Eq (17)}$$

A resposta de impulso do canal de comunicação pode ser caracterizada por derivações L, onde L pode ser bem menor do que N. Isso é, se um impulso for aplicado no canal de comunicação pelo transmissor, então amostras de domínio de tempo L (na taxa de amostra de BW MHz) seriam suficientes para caracterizar a resposta do canal de comunicação com base nesse estímulo de impulso. O número de derivações (L) para a resposta de impulso de canal depende do espalhamento de retardo do sistema, que é a diferença de tempo entre as instâncias de sinais de chegada mais cedo e mais tarde de energia suficiente no receptor. Um espalhamento de retardo mais longo corresponde a um valor maior para L e vice-versa.

Uma estimativa de resposta de impulso de canal pode ser derivada com base nas estimativas de ganho de canal N e utilizando a técnica LS ou MMSE (bloco 820). Uma estimativa de resposta de impulso de canal de quadrados mínimos com derivações L, $\hat{h}_s(n)$ para $n = 1, \dots, L$, pode ser derivada com base na estimativa de resposta de frequência inicial, como a seguir:

$$\hat{\mathbf{h}}_{L \times 1}^{ls} = (\mathbf{W}_{N \times L}^H \mathbf{W}_{N \times L})^{-1} \mathbf{W}_{N \times L}^H \hat{\mathbf{H}}_{N \times 1}^{init}, \quad \text{Eq (18)}$$

onde $\hat{H}_{N \times 1}^{init}$ é um vetor $N \times 1$ contendo $\hat{H}_{ls}(k)$ ou $\hat{H}_{mmse}(k)$ para $k=1, \dots, N$;

$\underline{W}_{N \times L}$ é uma sub-matriz de uma matriz Fourier $\underline{W}_{K \times K}$;

$\hat{h}_{L \times 1}^{ls}$ é um vetor $L \times 1$ contendo $\hat{h}_{ls}(n)$ para $n = 1, \dots,$

5 L; e

"H" indica uma transposição conjugada.

A matriz Fourier $\underline{W}_{K \times K}$ é definida de tal modo que (u, v) -a entrada, $f_{u,v}$, é dado como:

$$f_{u,v} = e^{-j2\pi \frac{(u-1)(v-1)}{K}}, \quad \text{para } u=1, \dots, K \text{ and } v=1, \dots, K, \quad \text{Eq (19)}$$

10 Onde u é um índice de linha e v é um índice de coluna. $\underline{W}_{N \times L}$ contém N linhas de $\underline{W}_{K \times K}$ correspondendo às sub-bandas piloto N . Cada linha de $\underline{W}_{N \times L}$ contém os primeiros elementos L da linha correspondente de $\underline{W}_{K \times K}$. $\hat{h}_{L \times 1}^{ls}$ contém as derivações L da estimativa de resposta de impulso de canal de quadrados mínimos.

15 Uma estimativa de resposta de impulso de canal MMSE com L derivações, $\hat{h}_{mmse}(n)$ para $n=1, \dots, L$, pode ser derivada com base na estimativa de resposta de frequência inicial, como a seguir:

$$20 \quad \hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{mmse} = (\underline{W}_{N \times L}^H \underline{W}_{N \times L} + \underline{N}_{L \times L})^{-1} \underline{W}_{N \times L}^H \hat{\underline{H}}_{N \times 1}^{init}, \quad \text{Eq (20)}$$

Onde $\underline{N}_{L \times L}$ é uma matriz de auto-covariância $L \times L$ de ruído e interferência. Para ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN), a matriz de auto-covariância pode ser dada como $\underline{N}_{L \times L} = \sigma_n^2 \underline{I}$, onde σ_n^2 é a variância de ruído. Um IFFT de ponto N também pode ser executado na estimativa de resposta de frequência inicial para obter uma estimativa de resposta de impulso de canal com derivações N .

A filtração e/ou pós-processamento pode ser executado na estimativa de resposta de frequência inicial e/ou a estimativa de resposta de impulso de canal para melhorar a qualidade da estimativa de canal, como descrito abaixo (bloco 822). Uma estimativa de resposta de frequência final para todas as sub-bandas K pode ser obtida por (1) enchimento de zero da estimativa de resposta de impulso de canal de derivação L ou derivação N para o comprimento K e (2) execução de um FFT de ponto K na estimativa de resposta de impulso estendido (bloco 824). Uma estimativa de resposta de frequência final para todas as sub-bandas K também pode ser obtida por (1) interpolação das estimativas de ganho de canal N, (2) execução da aproximação de quadrados mínimos nas estimativas de ganho de canal N, ou (3) uso de outras técnicas de aproximação.

Um receptor pode derivar uma estimativa de resposta de impulso de canal mais longo com base em um piloto FDM escalonado. Em geral, uma estimativa de resposta de impulso de canal com derivações L_T pode ser obtida com base em símbolos IFDMA piloto enviados em sub-bandas L_T diferentes em um ou mais períodos de símbolos. Por exemplo, se $L_T = 2N$, então uma estimativa de resposta de impulso com $2N$ derivações pode ser obtida com base em dois ou mais símbolos IFDMA piloto enviados em dois ou mais conjuntos de sub-banda em dois ou mais períodos de símbolos. Uma estimativa de resposta de impulso de comprimento total com derivações K pode ser obtida se o piloto for transmitido em todos os conjuntos de sub-banda S utilizando um padrão de escalonamento completo.

O receptor pode derivar uma estimativa de resposta de impulso mais longo de comprimento L_T pela filtração de estimativas de resposta de impulso inicial de comprimento N para um número suficiente de conjuntos de

sub-banda diferentes. Cada estimativa de resposta de impulso inicial pode ser derivada com base em um símbolo IFDMA piloto para um conjunto de sub-banda. Se o piloto for transmitido em um conjunto de sub-banda diferente em cada período de símbolo, então a filtração pode ser executada sobre um número suficiente de períodos de símbolos para obter a estimativa de resposta de impulso mais longa.

Para SC-FDMA, a filtração pode ser executada em estimativas de resposta de frequência iniciais, estimativas de resposta de impulso de canal MMSE ou quadrados mínimos, e/ou estimativas de resposta de frequência finais obtidas para diferentes períodos de símbolos a fim de melhorar a qualidade da estimativa de canal. A filtragem pode ser baseada em um filtro de resposta ao impulso finita (FIR), um filtro de resposta ao impulso infinita (IIR), ou algum outro tipo de filtro. Os coeficientes de filtro podem ser selecionados para obter a quantidade desejada de filtração, que pode ser selecionada com base em um equilíbrio entre vários fatores como, por exemplo, a qualidade desejada de estimativa de canal, a capacidade de rastrear alterações rápidas no canal, complexidade de filtro, e assim por diante.

Uma estimativa de resposta de frequência e/ou uma estimativa de resposta de impulso de canal para o canal de comunicação também pode ser obtida em outros modos utilizando outras técnicas de estimação de canal.

Várias operações pós-processamento podem ser executadas para melhorar a qualidade da estimativa de canal. Em certos ambientes operacionais, como ambiente de desvanecimento de multipercursos, o canal de comunicação tem somente um número pequeno de derivações no domínio de tempo. A estimação de canal escrita acima pode fornecer

uma estimativa de resposta de impulso de canal tendo um grande número de derivações devido a ruído. O pós-processamento tenta remover derivações que resultam de ruído e reter derivações que resultam do canal efetivo.

5 Em um esquema de pós-processamento, que denominado truncamento, somente as primeiras derivações L da estimativa de resposta de impulso de canal são retidas, e as derivações restantes são substituídas com zeros. Em outro esquema de pós-processamento, que é denominado
10 limitação, derivações com baixa energia são substituídos com zeros. Em uma modalidade, a limitação é executada como a seguir:

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} 0 & \text{para } |\hat{h}(n)|^2 < h_{th}, \\ \hat{h}(n) & \text{de outro modo,} \end{cases} \quad \text{para } n = 1, \dots, K, \quad \text{Eq (21)}$$

15 onde $\hat{h}(n)$ é a n^a derivação da estimativa de resposta de impulso de canal, que pode ser igual a $\hat{h}_{mmse}(n)$ ou $\hat{h}_{ls}(n)$; e

h_{th} é o limite utilizado para zerar derivações de baixa energia.

20 O limite h_{th} pode ser computado com base na energia de todas as derivações K ou apenas nas primeiras derivações L da estimativa de resposta de impulso de canal. O mesmo limite pode ser utilizado para todas as derivações. Alternativamente, limites diferentes podem ser utilizados
25 para derivações diferentes. Por exemplo, um primeiro limite pode ser utilizado para as primeiras derivações L , e um segundo limite (que pode ser mais baixo do que o primeiro limite) pode ser utilizado para as derivações restantes.

30 Ainda em outro esquema de pós-processamento, que é denominado seleção de derivação, as melhores derivações B da estimativa de resposta de impulso de canal são retidas,

onde $B \geq 1$, e as derivações restantes são definidas em zeros. O número de derivações para reter (indicado como B) pode ser um valor fixo ou variável. B pode ser selecionado com base em uma razão recebida de sinal-para-ruído e interferência (SNR) para a transmissão de dados/piloto, a eficiência espectral de um pacote de dados para o qual a estimativa de canal é utilizada, e/ou algum outro parâmetro. Por exemplo, duas melhores derivações podem ser retidas se o SNR recebido estiver compreendido em uma primeira faixa (por exemplo, de 0 a 5 decibéis (dB)), três melhores derivações podem ser retidas se a SNR recebida estiver compreendida em uma segunda faixa (por exemplo, de 5 a 10 dB), quatro melhores derivações podem ser retidas se a SNR recebida estiver compreendida em uma terceira faixa (por exemplo, de 10 a 15 dB), e assim por diante.

A estimação de canal pode ser executada no domínio de tempo para o esquema piloto TDM mostrado na figura 5B, o esquema piloto CDM mostrado na figura 5D, e outros esquemas piloto nos quais símbolos piloto e de dados são enviados no mesmo símbolo SC-FDMA. Um estimador de rake pode ser utilizado para identificar percursos de sinais fortes, por exemplo, por (1) correlacionar os símbolos recebidos com a sequência piloto transmitida em diferentes deslocamentos de tempo e (2) identificar deslocamentos de tempo que fornecem resultados de correlação elevada. A estimação de canal de domínio de tempo provê um conjunto de derivações para uma estimativa de resposta de impulso de canal para o canal de comunicação.

Para todos os esquemas de piloto, a estimação de canal provê uma estimativa de resposta de impulso de canal e/ou uma estimativa de resposta de frequência que pode ser utilizada para equalização dos símbolos de dados recebidos.

Uma seqüência de símbolos de dados recebidos K é obtida para cada símbolo SC-FDMA de dados para o esquema piloto TDM mostrado na figura 5A e para cada conjunto de símbolos SC-FDMA recebidos M para o esquema de piloto CDM mostrado na figura 5C. A seqüência de símbolos de dados recebidos K pode ser igualada no domínio de tempo ou domínio de freqüência.

A equalização de domínio de freqüência pode ser executada como a seguir. Um FFT de ponto K é primeiramente executado nos símbolos de dados recebidos K , $r_d(n)$ para $n = 1, \dots, K$, para obter valores de dados recebidos de domínio de freqüência K , $R_d(k)$ para $k = 1, \dots, K$. Somente valores de dados recebidos N para as sub-bandas N utilizadas para transmissão de dados são retidos, e os valores de dados recebidos $K - N$ restantes são descartados. Os valores de dados retidos são indicados como $R_d(k)$ para $k = 1, \dots, N$.

A equalização pode ser executada no domínio de freqüência nos valores de dados recebidos N utilizando a técnica MMSE, como a seguir:

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k) \cdot \hat{H}^*(k)}{|\hat{H}(k)|^2 + N_0}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N, \quad \text{Eq (22)}$$

onde $R_d(k)$ é o valor de dados recebido para a sub-banda k ;

$\hat{H}(k)$ é a estimativa de ganho de canal para a sub-banda k , que pode ser igual a $\hat{H}_{mmse}(k)$ ou $\hat{H}_{ls}(k)$; e

$Z_d(k)$ é o valor de dados equalizado para a sub-banda k .

A equalização também pode ser executada no domínio de freqüência nos valores de dados recebidos N utilizando a técnica de forçar-zero, como a seguir:

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)}, \quad \text{para } k = 1, \dots, N. \quad \text{Eq (23)}$$

5 Tanto para MMSE como para equalização de forçar-zero, os valores de dados equalizados N , $Z_d(k)$ para $k = 1, \dots, N$, podem ser transformados de volta ao domínio de tempo para obter uma sequência de estimativas de símbolos de dados N , $\hat{d}(n)$ para $n = 1, \dots, N$, que são estimativas dos símbolos de dados N na sequência original.

10 A equalização também pode ser executada no domínio de tempo na sequência de símbolos de dados recebidos K , como a seguir:

$$z_d(n) = r_d(n) \otimes g(n), \quad \text{Eq (24)}$$

onde $r_d(n)$ indica a sequência de símbolos de dados recebidos K ;

15 $g(n)$ indica uma resposta de impulso de um equalizador de domínio de tempo;

$z_d(n)$ indica uma sequência de símbolos de dados equalizados k ;

\otimes indica uma operação de convolução circular.

20 A resposta de frequência do equalizador pode ser derivada com base na técnica MMSE como: $\hat{H}^*(k) / (|\hat{H}(k)|^2 + N_0)$, para $k = 1, \dots, N$. A resposta de frequência do equalizador pode ser também derivada com base na técnica de forçar-zero como: $G(k) = 1/\hat{H}(k)$, para $k = 1, \dots, N$. A resposta de frequência de equalizador pode ser transformada para o domínio de tempo para obter a resposta de impulso de equalizador, $g(n)$ para $n = 1, \dots, N$, que é utilizado para a equalização de domínio de tempo na equação (24).

25 A sequência de símbolos de dados equalizados K a partir da equação (24) contém S cópias dos símbolos de dados transmitidos. As cópias S podem ser acumuladas em

30

uma base de símbolo de dados por símbolo de dados para obter estimativas de símbolos de dados N, como a seguir:

$$\hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} z_d(i \cdot N + n), \quad \text{para } n=1, \dots, N. \quad \text{Eq (25)}$$

5

Alternativamente, a acumulação não é executada, e símbolos de dados equalizados N para somente uma cópia dos dados transmitidos são fornecidos como as estimativas de símbolos de dados N.

10

O receptor também pode estimar interferência com base nos valores piloto recebidos e estimativa de canal. Por exemplo, a interferência para cada sub-banda pode ser estimada como a seguir:

$$I(k) = |\hat{H}(k) \cdot P(k) - R_p(k)|^2, \quad \text{para } k=1, \dots, N, \quad \text{Eq (26)}$$

15

Onde $I(k)$ é a estimativa de interferência para a sub-banda k . A estimativa de interferência $I(k)$ pode ser tomada em média sobre todas as sub-bandas N para cada símbolo SC-FDMA a fim de obter uma estimativa de interferência a curto prazo, que pode ser utilizado para desmodulação de dados e/ou outras finalidades. A estimativa de interferência a curto prazo pode ser tomada em média sobre símbolos SC-FDMA múltiplos para obter uma estimativa de interferência a longo prazo, que pode ser utilizada para estimar condições operacionais e/ou para outras finalidades.

20

25

Outras técnicas também podem ser utilizadas para melhorar a qualidade da estimativa de canal derivada de um piloto TDM ou um piloto CDM. Essas técnicas incluem uma técnica de estimação de canal iterativa e uma técnica de estimação de canal auxiliada por dados.

30

Para a técnica de estimação de canal iterativa, uma estimativa inicial do canal de comunicação é

primeiramente derivado com base nos símbolos piloto
 recebidos, por exemplo utilizando a técnica MMSE ou
 quadrados mínimos. A estimativa de canal inicial é
 utilizada para derivar estimativas de símbolos de dados,
 5 como descrito acima. Em uma modalidade, a interferência
 devido aos símbolos de dados nos símbolos piloto é estimada
 com base nas estimativas de símbolos de dados $\hat{d}(n)$ e a
 estimativa de canal inicial $\hat{h}(n)$, por exemplo, como
 $\hat{i}(n) = \hat{d}(n) \otimes \hat{h}(n)$, onde $\hat{i}(n)$ indica a estimativa de
 10 interferência. Em outra modalidade, as estimativas de
 símbolo de dados são processadas para obter dados
 decodificados. Os dados decodificados são então processados
 do mesmo modo executado no transmissor para obter símbolos
 de dados remodulados, que são envolvidos com a estimativa
 15 de canal inicial para obter a estimativa de interferência.
 Para as duas modalidades, a estimativa de interferência é
 subtraída dos símbolos piloto recebidos para obter símbolos
 piloto de interferência cancelada, $r_p^{ic}(n) = r_p(n) - \hat{i}(n)$, que são
 então utilizados para derivar uma estimativa aperfeiçoada
 20 de canal. O processo pode ser repetido para qualquer número
 de iterações a fim de obter estimativas de canal
 progressivamente melhores. A técnica de estimação de canal
 iterativa é mais adequada para o esquema piloto TDM
 mostrado na figura 5B, os esquemas piloto CDM mostrados nas
 25 figuras 5C e 5D, e outros esquemas piloto nos quais os
 símbolos de dados podem causar interferência intersímbolos
 nos símbolos piloto.

Para a técnica de estimação de canal auxiliada
 por dados, os símbolos de dados recebidos são utilizados
 30 juntamente com os símbolos piloto recebidos para estimação
 de canal. Uma primeira estimativa de canal é derivada com
 base nos símbolos piloto recebidos e utilizada para obter

estimativas de símbolos de dados. Uma segunda estimativa de canal é então derivada com base nos símbolos de dados recebidos e estimativas de símbolo de dados. Em uma modalidade, os símbolos de dados recebidos $r_d(n)$ são convertidos para valores de dados de domínio de frequência $R_d(k)$, e as estimativas de símbolos de dados $\hat{d}(n)$ são convertidas em valores de dados de domínio de frequência $\hat{D}(k)$. A segunda estimativa de canal pode ser obtida pela substituição de $R_d(k)$ por $R_p(k)$ e $\hat{D}(k)$ por $P(k)$ nas equações (14) até (18). Em outra modalidade, as estimativas de símbolo de dados são processadas para obter dados decodificados, e os dados decodificados são processados para obter símbolos de dados remodulados $D_{rm}(k)$. A segunda estimativa de canal pode ser obtida substituindo $R_d(k)$ por $R_p(k)$ e $D_{rm}(k)$ por $P(k)$ nas equações (14) até (18).

As duas estimativas de canal obtidas com os símbolos piloto recebidos e os símbolos de dados recebidos são combinados para obter uma estimativa de canal geral melhorada. Essa combinação pode ser executada, por exemplo, como a seguir:

$$\hat{H}_{overall}(k) = \hat{H}_{pilot}(k) \cdot C_p(k) + \hat{H}_{data}(k) \cdot C_d(k), \quad \text{para } k=1, \dots, N, \quad \text{Eq (27)}$$

onde $\hat{H}_{pilot}(k)$ é a estimativa de canal obtida baseada nos símbolos piloto recebidos;

$\hat{H}_{data}(k)$ é a estimativa de canal obtida com base nos símbolos de dados recebidos;

$C_p(k)$ e $C_d(k)$ são fatores de ponderação para piloto e dados, respectivamente; e

$\hat{H}_{overall}(k)$ é a estimativa geral de canal.

Em geral, $\hat{H}_{overall}(k)$ pode ser derivado baseado em qualquer função de $\hat{H}_{pilot}(k)$, $\hat{H}_{data}(k)$, a confiança na segurança das estimativas de símbolos de dados, e/ou outros fatores. O processo descrito acima pode ser executado em um modo iterativo. Para cada iteração, $\hat{H}_{overall}(k)$ é atualizado com base na estimativa de canal obtida a partir das estimativas de símbolos de dados, e a $\hat{H}_{overall}(k)$ atualizada é utilizada para derivar novas estimativas de símbolos de dados. A técnica de estimação de canal auxiliada por dados pode ser utilizada para todos os esquemas de piloto, incluindo os esquemas piloto CDM e TDM mostrados nas figuras 5A até 5D.

A figura 9 mostra um diagrama de blocos de um transmissor 910 e um receptor 950. Para o link direto, o transmissor 910 faz parte de uma estação base e receptor 950 faz parte de um dispositivo sem fio. Para o link inverso, o transmissor 910 faz parte de um dispositivo sem fio e o receptor 950 faz parte de uma estação base. Uma estação base é genericamente uma estação fixa e pode também ser denominado um sistema de transceptor de base (BTS), um ponto de acesso, ou alguma outra terminologia. Um dispositivo sem fio pode ser fixo ou móvel e pode também ser denominado um terminal de usuário, uma estação móvel ou alguma outra terminologia.

No transmissor 910, um processador piloto e de dados TX 920 processa dados de tráfego para obter símbolos de dados, gera símbolos piloto, e provê os símbolos de dados e símbolos piloto. Um modulador SC-FDMA 930 multiplexa os símbolos de dados e símbolos piloto utilizando TDM e/ou CDM e executa modulação SC-FDMA (por exemplo, para IFDMA, LFDMA e assim por diante) para gerar símbolos SC-FDMA. Uma unidade transmissora (TMTR) 932

processa (por exemplo, converte em analógico, amplifica, filtra, e converte ascendentemente em frequência) os símbolos SC-FDMA e gera um sinal modulado por radiofrequência (RF), que é transmitido através de uma antena 934.

No receptor 950, uma antena 952 recebe o sinal transmitido e provê um sinal recebido. Uma unidade receptora (RCVR) 954 condiciona (por exemplo, filtra, amplifica, converte descendentemente em frequência e digitaliza) o sinal recebido para gerar um fluxo de amostras recebidas. Um desmodulador de SC-FDMA 960 processa as amostras recebidas e obtém símbolos de dados recebidos e símbolos piloto recebidos. Um estimador/processador de canal 980 deriva uma estimativa de canal com base nos símbolos piloto recebidos. O desmodulador SC-FDMA 960 executa equalização nos símbolos de dados recebidos com a estimativa de canal e provê estimativas de símbolo de dados. Um processador de dados de recepção (RX) 970 desmapeia em símbolos, desintercala e decodifica as estimativas de símbolos de dados e provê dados decodificados. Em geral, o processamento por desmodulador de SC-FDMA 960 e processador de dados RX 970 é complementar ao processamento por modulador de SC-FDMA 930 e processador de dados e piloto TX 920, respectivamente, no transmissor 910.

Os controladores 940 e 990 orientam a operação de várias unidades de processamento no transmissor 910 e receptor 950, respectivamente. Unidades de memória 942 e 992 armazenam códigos de programa e dados utilizados pelos controladores 940 e 990, respectivamente.

A figura 10A mostra um diagrama de blocos de um processador piloto e dados TX 920a, que é uma modalidade do processador 920 na figura 9 e pode ser utilizado para os

esquemas piloto TDM. No processador 920a, dados de tráfego são codificados por um codificador 1012, intercalados por um intercalador 1014, e mapeados em símbolos de dados por um mapeador de símbolos 1016. Um gerador piloto 1020 gera
 5 símbolos piloto, por exemplo, baseado em uma sequência polifásica. Um multiplexor (Mux) 1022 recebe e multiplexa os símbolos de dados com os símbolos piloto com base em um controle TDM e provê um fluxo de símbolos piloto e de dados multiplexados.

10 A figura 10B mostra um diagrama de bloco de um processador piloto e dados TX 920b, que é outra modalidade do processador 920 na figura 9 e pode ser utilizado para os esquemas piloto CDM. No processador 920b, dados de tráfego são codificados pelo codificador 1012, intercalados pelo
 15 intercalador 1014, e mapeados em símbolos de dados pelo mapeador de símbolos 1016. Um multiplicador 1024a multiplica cada símbolo de dados com os chips M da sequência ortogonal $\{W_d\}$ para dados e provê M símbolos de dados dimensionados. Similarmente, um multiplicador 1024b
 20 multiplica cada símbolo piloto com os chips M da sequência ortogonal $\{W_p\}$ para piloto e provê M símbolos piloto dimensionados. Um somador 1026 soma os símbolos de dados dimensionados com os símbolos pilotos dimensionados, por exemplo, como mostrado na figura 5C ou 5D, e provê símbolos
 25 combinados.

A figura 11A mostra um modulador SC-FDMA 930a para IFDMA, que é uma modalidade do modulador SC-FDMA 930 na figura 9. No modulador 930a, uma unidade de repetição 1112 repete uma sequência original de símbolos de
 30 dados/piloto S vezes para obter uma sequência estendida de símbolos K . Uma unidade de rampa de fase 1114 aplica uma rampa de fase à sequência de símbolo estendida para gerar uma sequência traduzida em frequência de símbolos de saída.

A rampa de fase é determinada pelo conjunto de sub-banda utilizado para transmissão. Um gerador de prefixo cíclico 1116 anexa um prefixo cíclico à sequência de símbolos traduzidos em frequência para gerar um símbolo IFDMA.

5 A figura 11B mostra um modulador SC-FDMA 930b para LFDMA, que é outra modalidade do modulador SC-FDMA 930 na figura 9. No modulador 930b, uma unidade FFT 1122 executa um FFT de ponto N em uma sequência original de símbolos de dados/piloto para obter uma sequência de
10 símbolos de domínio de frequência N. Um mapeador de símbolo para sub-banda 1124 mapeia os símbolos de domínio de frequência N sobre as sub-bandas N utilizadas para transmissão e mapeia símbolos $K - N$ zero sobre as sub-bandas $K - N$ restantes. Uma unidade IFFT 1126 executa um
15 IFFT de ponto-K nos símbolos K a partir do mapeador 1124 e provê uma sequência de símbolos de saída de domínio de tempo K. Um gerador de prefixo cíclico 1128 anexa um prefixo cíclico à sequência de símbolo de saída para gerar um símbolo LFDMA.

20 A figura 12A mostra um diagrama de blocos de um desmodulador de SC-FDMA 960a, que é uma modalidade do desmodulador 960 na figura 9 e pode ser utilizado para os esquemas piloto IFDMA TDM. No desmodulador SC-FDMA 960a, uma unidade de remoção de prefixo cíclico 1212 remove o
25 prefixo cíclico para cada símbolo IFDMA recebido. Uma unidade de remoção de rampa de fase 1214 remove a rampa de fase em cada símbolo IFDMA recebido. A remoção de rampa de fase pode ser também executada pela conversão descendente de frequência a partir de RF para banda base. Um
30 desmultiplexor (Demux) 1220 recebe a saída da unidade 1214, e provê símbolos de dados recebidos para um equalizador 1230, e provê símbolos piloto recebidos para o estimador de canal 980. O estimador de canal 980 deriva uma estimativa

de canal com base nos símbolos piloto recebidos, por exemplo, utilizando a técnica MMSE ou quadrados mínimos. O equalizador 1230 executa equalização nos símbolos de dados recebidos com a estimativa de canal no domínio de tempo ou domínio de frequência e provê símbolos de dados equalizados. Um acumulador 1232 acumula símbolos de dados equalizados correspondendo a múltiplas cópias do mesmo símbolo de dados transmitido e provê estimativas de símbolos de dados.

A figura 12B mostra um diagrama de blocos de um desmodulador de SC-FDMA 960b, que é outra modalidade do desmodulador 960 na figura 9 e pode ser utilizado para os esquemas piloto IFDMA CDM. O desmodulador SC-FDMA 960b inclui um canalizador de dados que recupera os símbolos de dados transmitidos e um canalizador piloto que recupera os símbolos piloto transmitidos. Para o canalizador de dados, um multiplicador 1224a multiplica a saída da unidade 1214 com os M chips da sequência ortogonal de dados $\{w_d\}$ e provê símbolos de dados dimensionados. Um acumulador 1226a acumula M símbolos de dados dimensionados para cada símbolo de dados transmitido e provê um símbolo de dados recebido. Para o canalizador piloto, um multiplicador 1224b multiplica a saída da unidade 1214 com os M chips da sequência ortogonal piloto $\{w_p\}$ e provê M símbolos piloto dimensionados para cada símbolo piloto transmitido, que são acumulados por um acumulador 1226b para obter um símbolo piloto recebido para o símbolo piloto transmitido. O processamento por unidades subseqüentes no desmodulador SC-FDMA 960b é como descrito acima para o desmodulador SC-FDMA 960a.

A figura 13A mostra um diagrama de blocos de um desmodulador SC-FDMA 960c, que é ainda outra modalidade do desmodulador 960 na figura 9 e pode ser utilizado para os

esquemas piloto LFDMA TDM. No desmodulador SC-FDMA 960c, uma unidade de remoção de prefixo cíclico 1312 remove o prefixo cíclico para cada símbolo LFDMA recebido. Uma unidade FFT 1314 executa um FFT de ponto K em um símbolo LFDMA após remoção do prefixo cíclico e provê valores de domínio de frequência K. Um desmapeador de sub-banda para símbolo 1316 recebe os valores de domínio de frequência K, provê valores de domínio de frequência N para as sub-bandas n utilizadas para transmissão, e descarta os valores de domínio de frequência restantes. Uma unidade IFFT 1318 executa um FFT de ponto N nos valores de domínio de frequência N a partir do desmapeador 1316 e provê símbolos recebidos N. Um desmultiplexor 1320 recebe a saída da unidade 1318, provê símbolos de dados recebidos para um equalizador 1330, e provê símbolos piloto recebidos para o estimador de canal 980. O equalizador 1330 executa equalização nos símbolos de dados recebidos no domínio de tempo ou o domínio de frequência com uma estimativa de canal a partir do estimador de canal 980 e provê estimativas de símbolo de dados.

A figura 13B mostra um diagrama de blocos de um desmodulador SC-FDMA 960d, que é ainda outra modalidade do desmodulador 960 na figura 9 e pode ser utilizado para esquemas piloto LFDMA CDM. O desmodulador SC-FDMA 960d inclui um canalizador de dados que recupera os símbolos de dados transmitidos e um canalizador piloto que recupera os símbolos piloto transmitidos. Para o canalizador de dados, um multiplicador 1324a multiplica a saída da unidade IFFT 1318 com os M chips da sequência ortogonal de dados $\{w_d\}$ e provê símbolos de dados dimensionados. Um acumulador 1326a acumula M símbolos de dados dimensionados para cada símbolo de dados transmitido e provê um símbolo de dados recebido. Para o canalizador piloto, um multiplicador 1324b

multiplica a saída da unidade IFFT 1318 com os M chips da sequência ortogonal piloto $\{w_p\}$ e provê M símbolos piloto dimensionados para cada símbolo piloto transmitido, que são acumulados por um acumulador 1326b para obter um símbolo piloto recebido para o símbolo piloto transmitido. O processamento por unidades subseqüentes no desmodulador SC-FDMA 960d é como descrito acima para o desmodulador SC-FDMA 960c.

As técnicas de transmissão de piloto e estimação de canal, descritas aqui, podem ser implementadas por vários meios. Por exemplo, essas técnicas podem ser implementadas em hardware, software, ou uma combinação dos mesmos. Para uma implementação de hardware, as unidades de processamento utilizadas para gerar e transmitir um piloto em um transmissor (por exemplo, cada uma das unidades de processamento mostradas nas figuras 9 até 13B, ou uma combinação das unidades de processamento) podem ser implementadas em um ou mais circuitos integrados de aplicação específica (ASICs), processadores digitais de sinais (DSPs), dispositivos de processamento de sinais digitais (DSPDs), dispositivos de lógica programável (PLDs), disposições de porta programável em campo (FPGAs), processadores, controladores, microcontroladores, microprocessadores, dispositivos eletrônicos, outras unidades eletrônicas projetadas para executar as funções descritas aqui, ou uma combinação dos mesmos. As unidades de processamento utilizadas para executar estimação de canal em um receptor podem ser também implementadas em um ou mais ASICs, DSPs, dispositivos eletrônicos e assim por diante.

Para uma implementação de software, as técnicas podem ser implementadas com módulos (por exemplo, procedimentos, funções, e assim por diante) que executam as

funções descritas aqui. Os códigos de software podem ser armazenados em uma unidade de memória (por exemplo, unidade de memória 942 ou 992 na figura 9) e executados por um processador (por exemplo, controlador 940 ou 990). A
5 unidade de memória pode ser implementada no processador ou externo ao processador.

A descrição anterior das modalidades reveladas é fornecida para permitir que qualquer pessoa versada na técnica faça ou utilize a presente invenção. Várias
10 modificações nessas modalidades serão prontamente evidentes para aqueles versados na técnica, e os princípios genéricos definidos aqui podem ser aplicados em outras modalidades sem se afastar do espírito ou escopo da invenção. Desse modo, a presente invenção não pretende ser limitada às
15 modalidades mostradas aqui porém deve ser acordada o escopo mais amplo compatível com os princípios e aspectos novos aqui revelados.

REIVINDICAÇÕES

1. Equipamento compreendendo:

um processador operativo para formar uma primeira seqüência de símbolos piloto com base em uma seqüência polifásica; e

um modulador operativo para replicar a primeira seqüência de símbolos piloto múltiplas vezes para obter uma segunda seqüência de símbolos piloto para transmissão através de um canal de comunicação.

2. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o modulador é operativo para aplicar uma rampa de fase na segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída.

3. Equipamento, de acordo com a reivindicação 2, em que o modulador é adicionalmente operativo para utilizar pelo menos duas inclinações de fase diferentes para a rampa de fase em pelo menos dois períodos de símbolo diferentes para transmitir a primeira seqüência de símbolos piloto em pelo menos dois conjuntos diferentes de sub-bandas de freqüência.

4. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o modulador é operativo para anexar um prefixo cíclico à segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída apropriados para transmissão em domínio de tempo através do canal de comunicação.

5. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que a seqüência polifásica tem um envelope constante em domínio de tempo e uma resposta espectral plana em domínio de freqüência.

6. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o processador é operativo para formar uma primeira seqüência de símbolos de dados, multiplexar a primeira

seqüência de símbolos de dados em um primeiro período de símbolos e multiplexar a primeira seqüência de símbolos piloto em um segundo período de símbolos.

5 7. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o processador é operativo para formar uma primeira seqüência de símbolos de dados, multiplexar a primeira seqüência de símbolos piloto com a primeira seqüência de símbolos de dados, e fornecer uma seqüência de símbolos piloto e de dados multiplexados.

10 8. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o processador é operativo para formar uma primeira seqüência de símbolos de dados, multiplicar a primeira seqüência de símbolos de dados com uma primeira seqüência ortogonal a fim de obter uma pluralidade de seqüências de
15 símbolos de dados dimensionados, multiplicar a primeira seqüência de símbolos piloto com uma segunda seqüência ortogonal para obter uma pluralidade de seqüências de símbolos piloto dimensionados, e combinar a pluralidade de seqüências de símbolos de dados dimensionados com a
20 pluralidade de seqüências de símbolos piloto dimensionados para obter uma pluralidade de seqüências de símbolos combinados.

 9. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que o processador é operativo para formar uma primeira
25 seqüência de símbolos de dados, multiplicar a primeira seqüência de símbolos de dados com uma primeira seqüência ortogonal para obter uma seqüência de símbolos de dados dimensionados, multiplicar a primeira seqüência de símbolos piloto com uma segunda seqüência ortogonal para obter uma
30 seqüência de símbolos piloto dimensionados, e combinar a seqüência de símbolos de dados dimensionados com a seqüência de símbolos piloto dimensionados para obter uma seqüência de símbolos combinados.

10. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, em que a primeira seqüência de símbolos piloto é enviada em um primeiro conjunto de sub-bandas de freqüência e em que símbolos de dados são enviados em um segundo conjunto de sub-bandas de freqüência contendo mais sub-bandas de freqüência do que o primeiro conjunto.

11. Método de gerar um piloto em um sistema de comunicação, compreendendo:

10 formar uma primeira seqüência de símbolos piloto com base em uma seqüência polifásica; e

replicar a primeira seqüência de símbolos piloto múltiplas vezes para obter uma segunda seqüência de símbolos piloto para transmissão através de um canal de comunicação.

15 12. Método, de acordo com a reivindicação 11, compreendendo ainda:

aplicar uma rampa de fase à segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída.

20 13. Método, de acordo com a reivindicação 11, compreendendo ainda:

anexar um prefixo cíclico à segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída; e

25 transmitir a terceira seqüência de símbolos de saída em domínio de tempo através do canal de comunicação.

14. Equipamento compreendendo:

meio para formar uma primeira seqüência de símbolos piloto com base em uma seqüência polifásica; e

30 meio para replicar a primeira seqüência de símbolos piloto múltiplas vezes para obter uma segunda seqüência de símbolos piloto apropriados para transmissão através de um canal de comunicação.

15. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, compreendendo ainda:

5 meio para aplicar uma rampa de fase à segunda sequência de símbolos piloto para obter uma terceira sequência de símbolos de saída.

16. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, compreendendo ainda:

10 meio para anexar um prefixo cíclico à segunda sequência de símbolos piloto para obter uma terceira sequência de símbolos de saída; e

 meio para transmitir a terceira sequência de símbolos de saída em domínio de tempo através do canal de comunicação.

17. Equipamento compreendendo:

15 um processador operativo para formar uma primeira sequência de símbolos piloto com base em uma sequência polifásica; e

20 um modulador operativo para transformar a primeira sequência de símbolos piloto em domínio de frequência a fim de obter uma segunda sequência de símbolos de domínio de frequência, formar uma terceira sequência de símbolos com a segunda sequência de símbolos de domínio de frequência mapeados sobre um grupo de sub-bandas de frequência utilizadas para transmissão de piloto, e
25 transformar a terceira sequência de símbolos em domínio de tempo para obter uma quarta sequência de símbolos de saída para transmissão através de um canal de comunicação.

30 18. Equipamento, de acordo com a reivindicação 17, em que o modulador é operativo para anexar um prefixo cíclico à quarta sequência de símbolos piloto para obter uma quinta sequência de símbolos de saída apropriados para transmissão em domínio de tempo através do canal de comunicação.

19. Equipamento, de acordo com a reivindicação 17, em que a seqüência polifásica tem um envelope constante no domínio de tempo e uma resposta espectral plana no domínio de frequência.

5 20. Equipamento, de acordo com a reivindicação 17, em que os símbolos de dados são enviados em um segundo grupo de sub-bandas de frequência contendo mais sub-bandas de frequência do que o grupo de sub-bandas de frequência utilizadas para transmissão de piloto.

10 21. Equipamento compreendendo:

 um processador operativo para formar uma seqüência de símbolos piloto, formar uma seqüência de símbolos de dados, e multiplexar por divisão de tempo a seqüência de símbolos de dados e a seqüência de símbolos piloto; e

15 um modulador operativo para gerar pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de portadora única (SC-FDMA) baseado nos símbolos de dados multiplexados por divisão de tempo e símbolos piloto.

20 22. Equipamento, de acordo com a reivindicação 21, em que o processador é operativo para multiplexar a seqüência de símbolos de dados em um primeiro período de símbolo e multiplexar a seqüência de símbolos piloto em um segundo período de símbolos, e em que o modulador é

25 operativo para gerar um primeiro símbolo SC-FDMA para a seqüência de símbolos de dados no primeiro período de símbolo e gerar um segundo símbolo SC-FDMA para a seqüência de símbolos piloto no segundo período de símbolos.

30 23. Equipamento, de acordo com a reivindicação 21, em que o processador é operativo para multiplexar a seqüência de símbolos de dados e a seqüência de símbolos piloto em períodos de amostra diferentes de um período de símbolos, e em que o modulador é operativo para gerar um

símbolo SC-FDMA para os símbolos de dados e piloto multiplexados para o período de símbolos.

24. Equipamento compreendendo:

5 meio para formar uma sequência de símbolos piloto;

 meio para formar uma sequência de símbolos de dados;

10 meio para multiplexar por divisão de tempo a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto; e

 meio para gerar pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de portadora única (SC-FDMA) com base nos símbolos de dados multiplexados por divisão de tempo e símbolos piloto.

15 25. Equipamento, de acordo com a reivindicação 24, em que o meio para multiplexar por divisão de tempo a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto compreende

20 meio para multiplexar a sequência de símbolos de dados em um primeiro período de símbolo, e

 meio para multiplexar a sequência de símbolos piloto em um segundo período de símbolos.

25 26. Equipamento, de acordo com a reivindicação 24, em que o meio para multiplexar por divisão de tempo a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto compreende

 meio para multiplexar a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto em diferentes períodos de amostra de um período de símbolo.

30 27. Equipamento compreendendo:

 um processador operativo para formar uma sequência de símbolos piloto e formar uma sequência de símbolos de dados; e

um modulador operativo para gerar um piloto de banda larga com base na sequência de símbolos piloto, gerar pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de portadora única (SC-FDMA) com base na
5 sequência de símbolos de dados, e multiplexar por divisão de tempo o piloto de banda larga e pelo menos um símbolo SC-FDMA.

28. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, em que o processador é operativo para formar a
10 sequência de símbolos piloto com base em uma sequência de número pseudo-aleatório (PN).

29. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, em que o modulador é operativo para gerar pelo menos um símbolo FDMA intercalado (IFDMA) ou pelo menos um símbolo
15 FDMA localizado (LFDMA) para a sequência de símbolos de dados.

30. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, em que o piloto de banda larga é pseudo-aleatório com relação a pelo menos um outro piloto de banda larga a
20 partir de pelo menos um outro transmissor.

31. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, em que o piloto de banda larga é alinhado em tempo com pelo menos um outro piloto de banda larga a partir de pelo menos um outro transmissor.

25 32. Equipamento compreendendo:

um desmodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de portadora única (SC-FDMA) através de um canal de comunicação e processar pelo menos um símbolo SC-FDMA para
30 obter símbolos piloto recebidos de domínio de tempo; e

um processador operativo para transformar os símbolos piloto recebidos para obter valores piloto de domínio de frequência e derivar uma estimativa de resposta

de frequência para o canal de comunicação com base nos valores piloto de domínio de frequência e utilizar uma técnica de erro médio quadrático mínimo (MMSE) ou uma técnica de quadrados mínimos (LS).

5 33. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, em que o processador é operativo para derivar uma estimativa de resposta de impulso de canal para o canal de comunicação com base na estimativa de resposta de frequência.

10 34. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, em que o processador é operativo para filtrar a estimativa de resposta de frequência.

15 35. Equipamento, de acordo com a reivindicação 33, em que o processador é operativo para filtrar a estimativa de resposta de impulso de canal.

20 36. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, em que o processador é operativo para derivar estimativas de resposta de frequência para símbolos SC-FDMA enviados em pelo menos dois conjuntos de sub-bandas de frequência, derivar estimativas de resposta de impulso de canal com base nas estimativas de resposta de frequência, e filtrar as estimativas de resposta de impulso de canal para obter uma estimativa de resposta de impulso de canal estendida tendo mais derivações do que cada uma das
25 estimativas de resposta de impulso de canal.

30 37. Equipamento, de acordo com a reivindicação 33, em que o processador é operativo para reter um número predeterminado de derivações na estimativa de resposta de impulso de canal e definir derivações restantes na estimativa de resposta de impulso de canal em zeros.

38. Equipamento, de acordo com a reivindicação 37, em que o processador é operativo para selecionar o número predeterminado de derivações com base em uma razão

de sinal para ruído e interferência (SNR) ou uma eficiência espectral para uma transmissão de dados através do canal de comunicação.

5 39. Equipamento, de acordo com a reivindicação 33, em que o processador é operativo para reter derivações na estimativa de resposta de impulso de canal que excedem um limite predeterminado e definir derivações restantes na estimativa de resposta de impulso de canal em zeros.

10 40. Equipamento, de acordo com a reivindicação 33, em que o processador é operativo para reter primeiras derivações L na estimativa de resposta de impulso de canal e definir derivações restantes na estimativa de resposta de impulso de canal em zeros, onde L é um número inteiro um ou maior.

15 41. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, em que o desmodulador é operativo para desmultiplexar símbolos recebidos pelo menos em um símbolo SC-FDMA em símbolos de dados recebidos e símbolos pilotos recebidos.

20 42. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, em que o desmodulador é operativo para processar pelo menos um símbolo SC-FDMA com uma sequência ortogonal para piloto para obter os símbolos piloto recebidos.

 43. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, compreendendo ainda:

25 um equalizador operativo para equalizar símbolos de dados recebidos com base na estimativa de resposta de frequência.

 44. Equipamento compreendendo:
meio para processar pelo menos um símbolo de
30 acesso múltiplo por divisão de frequência de portadora única (SC-FDMA) recebido através de um canal de comunicação para obter símbolos piloto recebidos;

meio para transformar os símbolos piloto recebidos para obter valores piloto de domínio de frequência; e

5 meio para derivar uma estimativa de resposta de frequência para o canal de comunicação com base nos valores piloto de domínio de frequência e utilizando uma técnica de erro médio quadrático mínimo (MMSE) ou uma técnica de quadrados mínimos (LS).

10 45. Equipamento, de acordo com a reivindicação 44, compreendendo ainda:

meio para derivar uma estimativa de resposta de impulso de canal para o canal de comunicação com base na estimativa de resposta de frequência; e

15 meio para definir pelo menos uma derivação da estimativa de resposta de impulso de canal em zero.

46. Equipamento, de acordo com a reivindicação 44, compreendendo ainda:

20 meio para filtrar pelo menos duas estimativas de resposta de frequência derivadas de pelo menos dois símbolos SC-FDMA para pelo menos dois períodos de símbolos.

47. Equipamento, compreendendo:

25 um desmodulador operativo para receber um piloto compreendido de múltiplas cópias de uma sequência de símbolos pilotos gerados com uma sequência polifásica e processar o piloto recebido para obter símbolos piloto recebidos; e

um processador operativo para acumular símbolos pilotos recebidos correspondendo a múltiplas cópias da sequência de símbolos piloto.

30 48. Equipamento compreendendo:

um desmodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de portadora única (SC-FDMA) através de um canal de

comunicação e para desmultiplexar por divisão de tempo símbolos recebidos pelo menos em um símbolo SC-FDMA em símbolos de dados recebidos e símbolos piloto recebidos; e
um processador operativo para derivar uma
5 estimativa de canal para o canal de comunicação com base nos símbolos piloto recebidos.

49. Equipamento compreendendo:

um desmodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de
10 portadora única (SC-FDMA) através de um canal de comunicação e processar pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos; e

um processador operativo para derivar uma
15 estimativa de canal para o canal de comunicação com base nos símbolos piloto recebidos e utilizando uma técnica de quadrados mínimos (LS).

50. Equipamento compreendendo:

um desmodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de
20 portadora única (SC-FDMA) através de um canal de comunicação e processar pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos de domínio de tempo; e

um processador operativo para identificar pelo
25 menos uma derivação de uma estimativa de resposta de impulso de canal para o canal de comunicação por correlação dos símbolos piloto recebidos com símbolos piloto transmitidos em diferentes deslocamentos de tempo.

51. Equipamento, de acordo com a reivindicação
30 50, em que pelo menos um símbolo SC-FDMA compreende símbolos piloto e símbolos de dados multiplexados através de períodos de amostra, e em que o desmodulador é operativo para desmultiplexar os símbolos pilotos recebidos e

símbolos de dados recebidos pelo menos em um símbolo SC-FDMA.

52. Equipamento compreendendo:

5 um desmodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de portadora única (SC-FDMA) através de um canal de comunicação, processar pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos e símbolos de dados recebidos, e processar os símbolos de dados recebidos com uma primeira estimativa de canal para o canal de comunicação para obter estimativas de símbolos de dados; e

10 um primeiro processador operativo para derivar a primeira estimativa de canal com base nos símbolos piloto recebidos, estimar interferência devido aos símbolos de dados recebidos com base na primeira estimativa de canal e estimativas de símbolos de dados, derivar símbolos piloto com interferência cancelada com base nos símbolos piloto recebidos e interferência estimada, e derivar uma segunda estimativa de canal com base nos símbolos piloto de

15 interferência cancelada.

20

53. Equipamento, de acordo com a reivindicação 52, compreendendo ainda:

um segundo processador operativo para processar as estimativas de símbolos de dados para obter dados decodificados e processar os dados decodificados para obter

25 símbolos de dados remodulados, e em que o primeiro processador é operativo para estimar a interferência com base nos símbolos de dados remodulados.

54. Equipamento, de acordo com a reivindicação 52, em que o desmodulador e primeiro processador são operativos para derivar as estimativas de símbolos de dados, estimar a interferência, derivar os símbolos piloto

30

de interferência cancelada, e derivar a segunda estimativa de canal para uma pluralidade de iterações.

55. Equipamento compreendendo:

5 um desmodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de portadora única (SC-FDMA) através de um canal de comunicação e processar pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos e símbolos de dados recebidos; e

10 um primeiro processador operativo para derivar uma primeira estimativa de canal para o canal de comunicação com base nos símbolos piloto recebidos, derivar uma segunda estimativa de canal com base nos símbolos de dados recebidos, e derivar uma terceira estimativa de canal com base nas primeira e segunda estimativas de canal.

15 56. Equipamento, de acordo com a reivindicação 55, em que o desmodulador é operativo para processar os símbolos de dados recebidos com a primeira estimativa de canal para obter estimativas de símbolos de dados.

20 57. Equipamento, de acordo com a reivindicação 56, em que o primeiro processador é operativo para derivar a segunda estimativa de canal com base nos símbolos de dados recebidos e estimativas de símbolos de dados.

25 58. Equipamento, de acordo com a reivindicação 56, compreendendo ainda:

um segundo processador operativo para processar as estimativas de símbolos de dados para obter dados decodificados e processar os dados decodificados a fim de obter símbolos de dados remodulados, e em que o primeiro
30 processador é operativo para derivar a segunda estimativa de canal com base nos símbolos de dados recebidos e símbolos de dados remodulados.

59. Equipamento, de acordo com a reivindicação 55, em que o primeiro processador é operativo para derivar a terceira estimativa de canal com base em uma função da primeira estimativa de canal, segunda estimativa de canal, e uma indicação de confiança em segurança das estimativas de símbolos de dados.

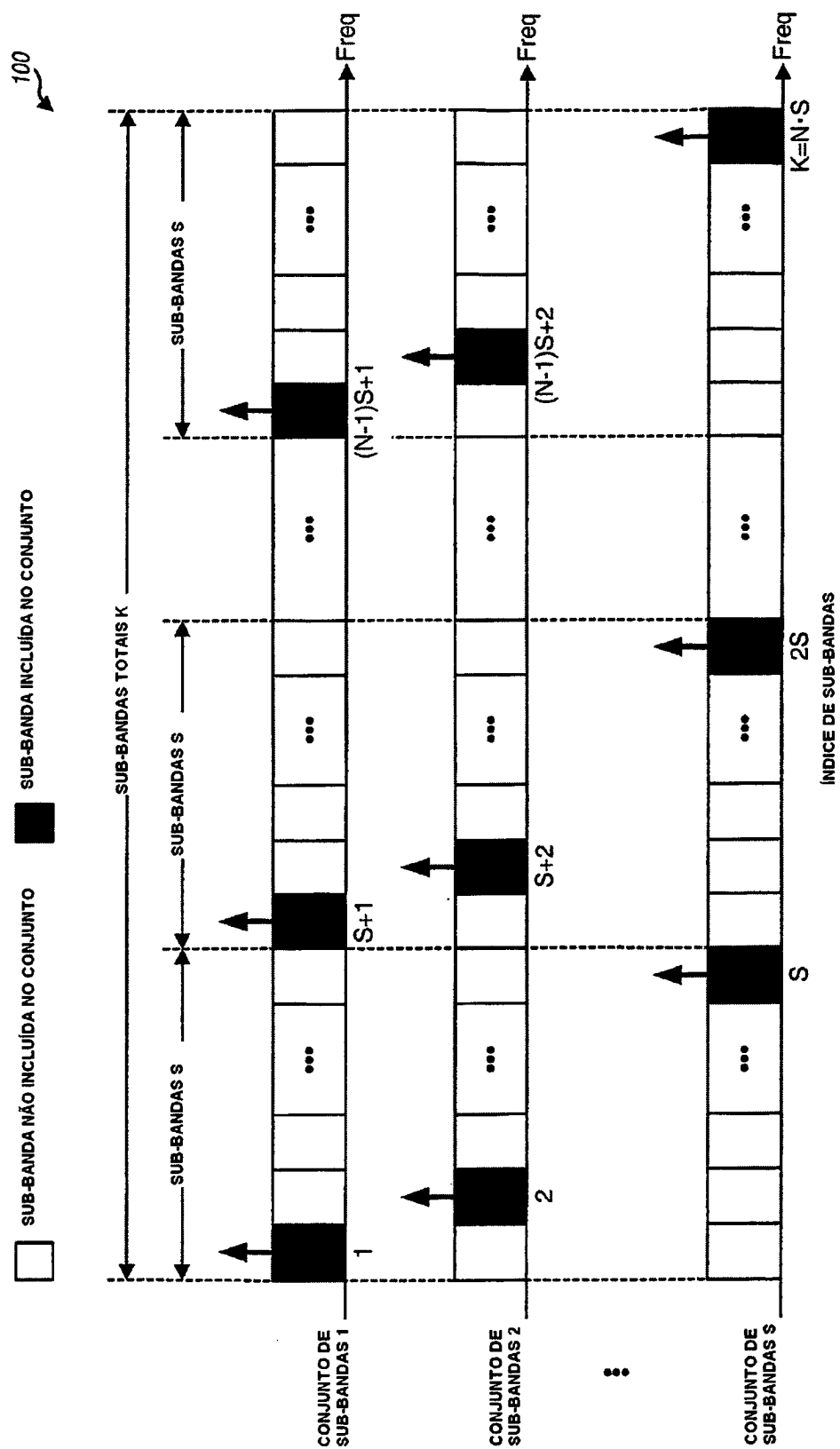


FIG. 1

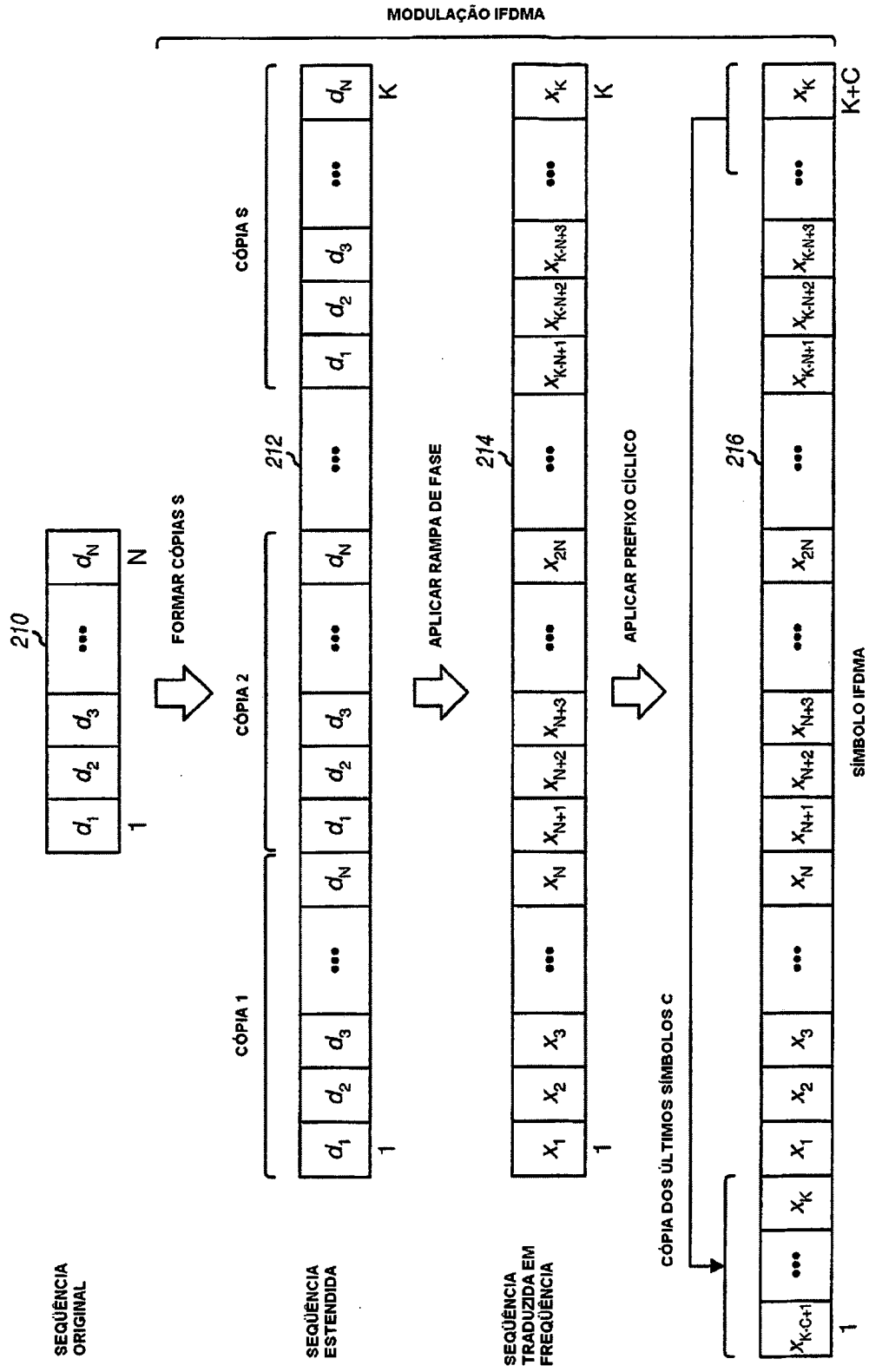


FIG. 2

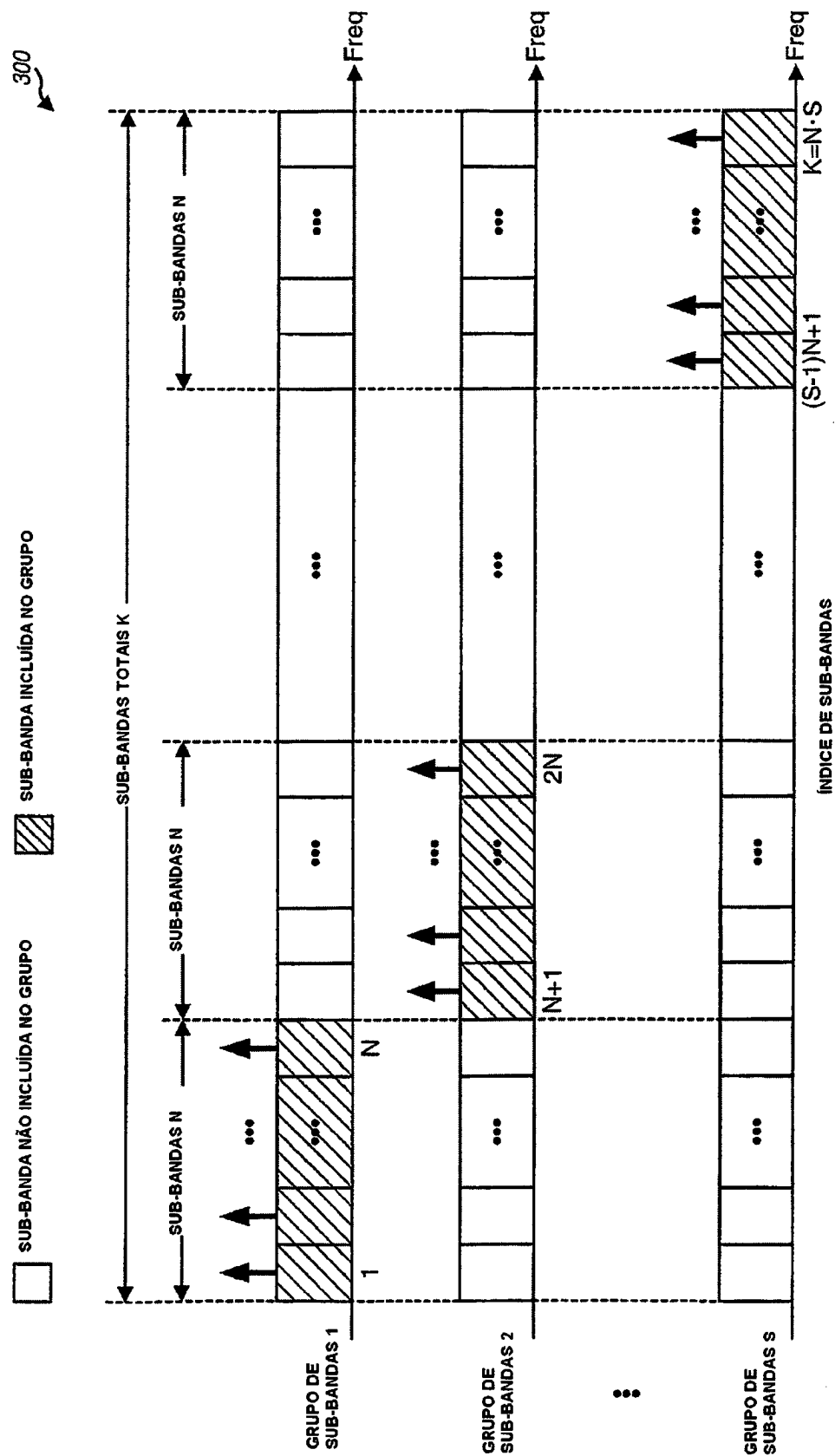


FIG. 3

MODULAÇÃO DE LFDMA

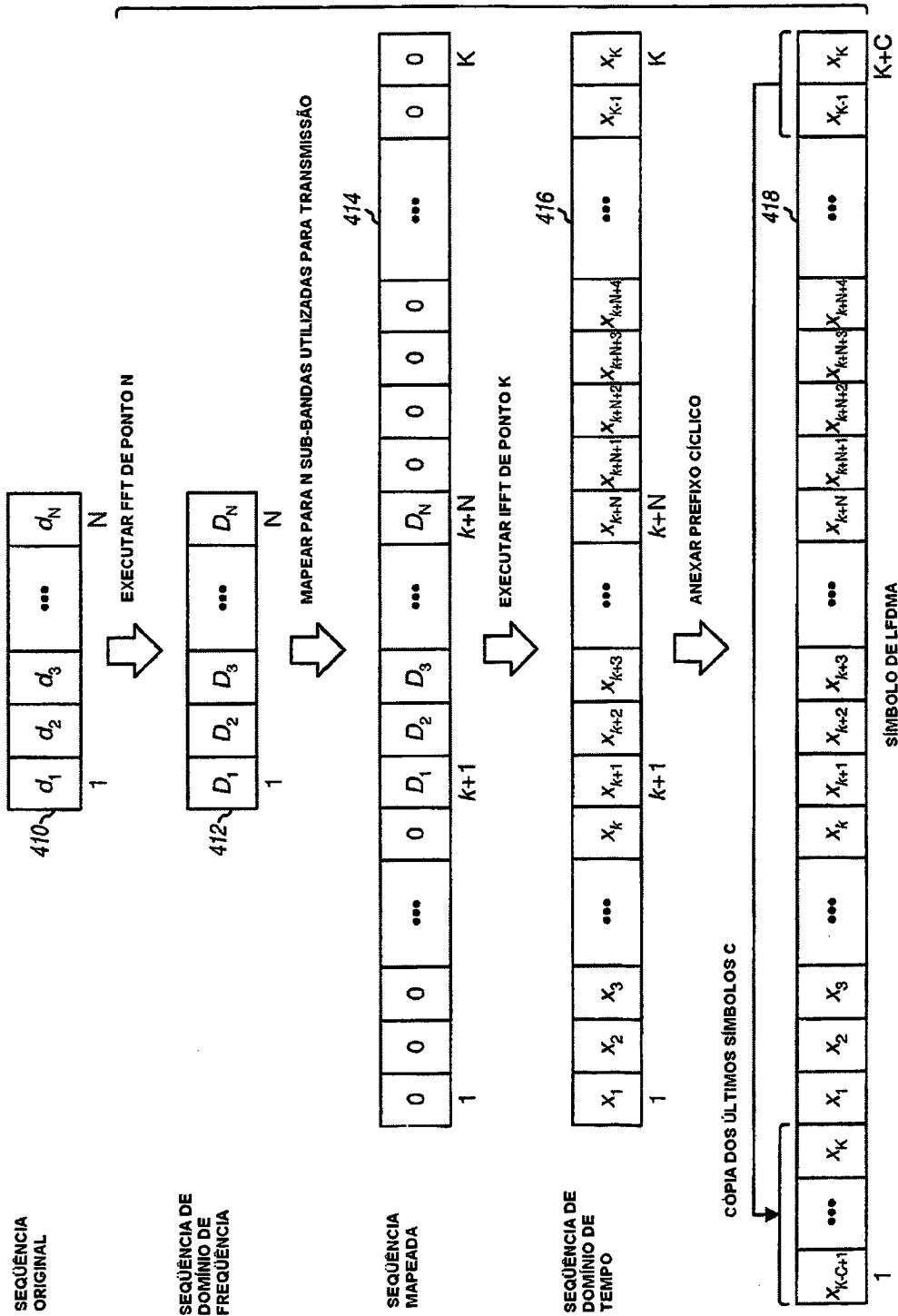


FIG. 4

PILOTO TDM ATRAVÉS DE PERÍODOS DE SÍMBOLOS

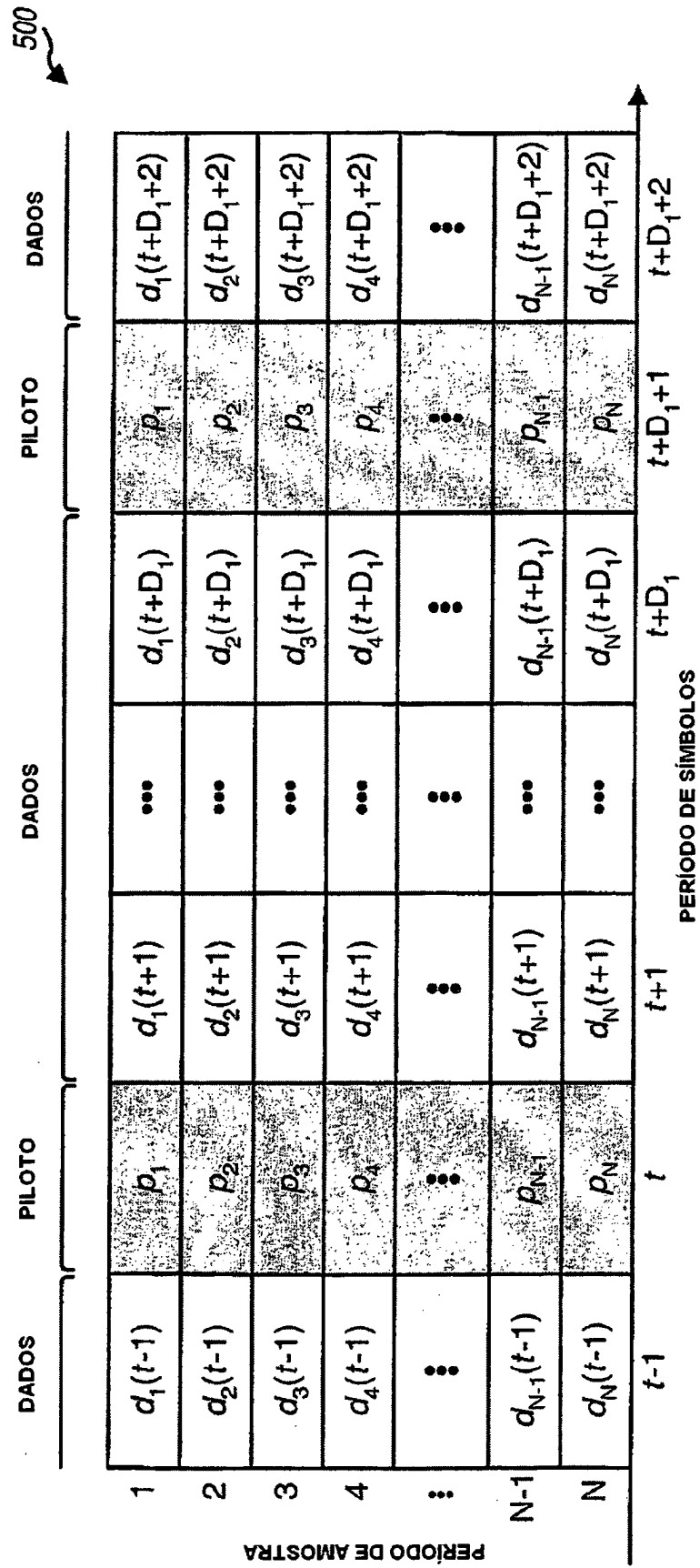


FIG. 5A

PILOTO TDM ATRAVÉS DE PERÍODOS DE
SÍMBOLOS

510

PERÍODO DE AMOSTRA	1	$d_1(t)$	$d_1(t+1)$	$d_1(t+2)$	$d_1(t+3)$	DADOS
	2	p_1	p_1	p_1	p_1	
	3	$d_2(t)$	$d_2(t+1)$	$d_2(t+2)$	$d_2(t+3)$	DADOS
	4	p_2	p_2	p_2	p_2	
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	
	N-1	$d_{N/2}(t)$	$d_{N/2}(t+1)$	$d_{N/2}(t+2)$	$d_{N/2}(t+3)$	DADOS
	N	$p_{N/2}$	$p_{N/2}$	$p_{N/2}$	$p_{N/2}$	
		t	$t+1$	$t+2$	$t+3$	

PERÍODO DE SÍMBOLOS

FIG. 5B

PILOTO CDM ATRAVÉS DE PERÍODOS DE SÍMBOLOS

530

PERÍODO DE AMOSTRA	1	$d_1(t) + p_1$	$d_1(t) - p_1$	$d_1(t+2) + p_1$	$d_1(t+2) - p_1$	+1 DADOS +1 PILOTO
	2	$d_2(t) + p_2$	$d_2(t) - p_2$	$d_2(t+2) + p_2$	$d_2(t+2) - p_2$	
	3	$d_3(t) + p_3$	$d_3(t) - p_3$	$d_3(t+2) + p_3$	$d_3(t+2) - p_3$	+1 DADOS -1 PILOTO
	4	$d_4(t) + p_4$	$d_4(t) - p_4$	$d_4(t+2) + p_4$	$d_4(t+2) - p_4$	
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	
	N-1	$d_{N-1}(t) + p_{N-1}$	$d_{N-1}(t) - p_{N-1}$	$d_{N-1}(t+2) + p_{N-1}$	$d_{N-1}(t+2) - p_{N-1}$	
	N	$d_N(t) + p_N$	$d_N(t) - p_N$	$d_N(t+2) + p_N$	$d_N(t+2) - p_N$	
		t	$t+1$	$t+2$	$t+3$	

PERÍODO DE SÍMBOLOS

FIG. 5C

PILOTO CDM ATRAVÉS DE PERÍODOS DE SÍMBOLOS

540

PERÍODO DE AMOSTRA	1	$d_1(t) + p_1$	$d_1(t+1) + p_1$	$d_1(t+2) + p_1$	$d_1(t+3) + p_1$	+1 DADOS +1 PILOTO
	2	$d_1(t) - p_1$	$d_1(t+1) - p_1$	$d_1(t+2) - p_1$	$d_1(t+3) - p_1$	
	3	$d_2(t) + p_2$	$d_2(t+1) + p_2$	$d_2(t+2) + p_2$	$d_2(t+3) + p_2$	+1 DADOS -1 PILOTO
	4	$d_2(t) - p_2$	$d_2(t+1) - p_2$	$d_2(t+2) - p_2$	$d_2(t+3) - p_2$	
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	
	N/2	$d_{N/2}(t) + p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+1) + p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+2) + p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+3) + p_{N/2}$	
	N	$d_{N/2}(t) - p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+1) - p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+2) - p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+3) - p_{N/2}$	
		t	$t+1$	$t+2$	$t+3$	

PERÍODO DE SÍMBOLOS

FIG. 5D

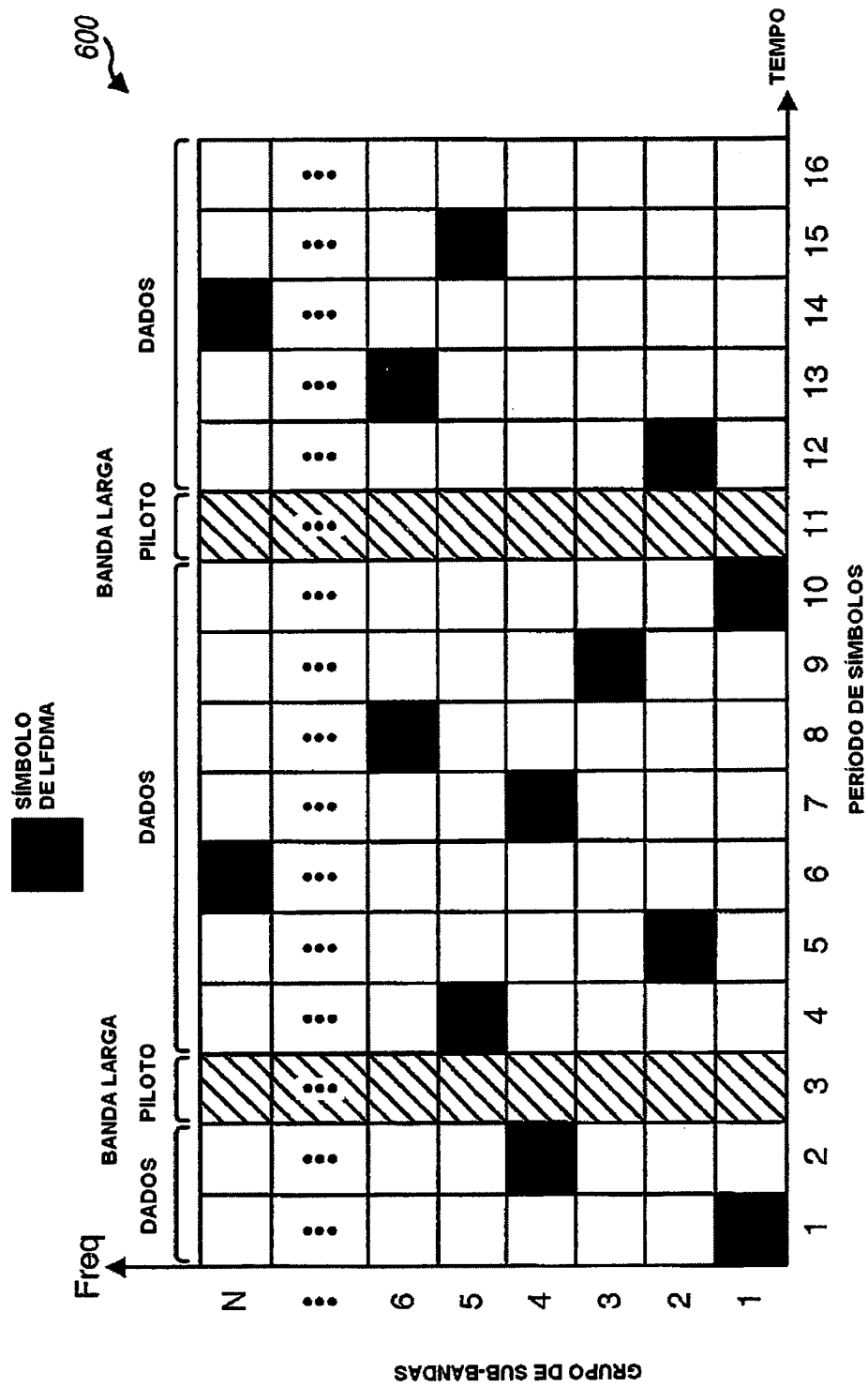
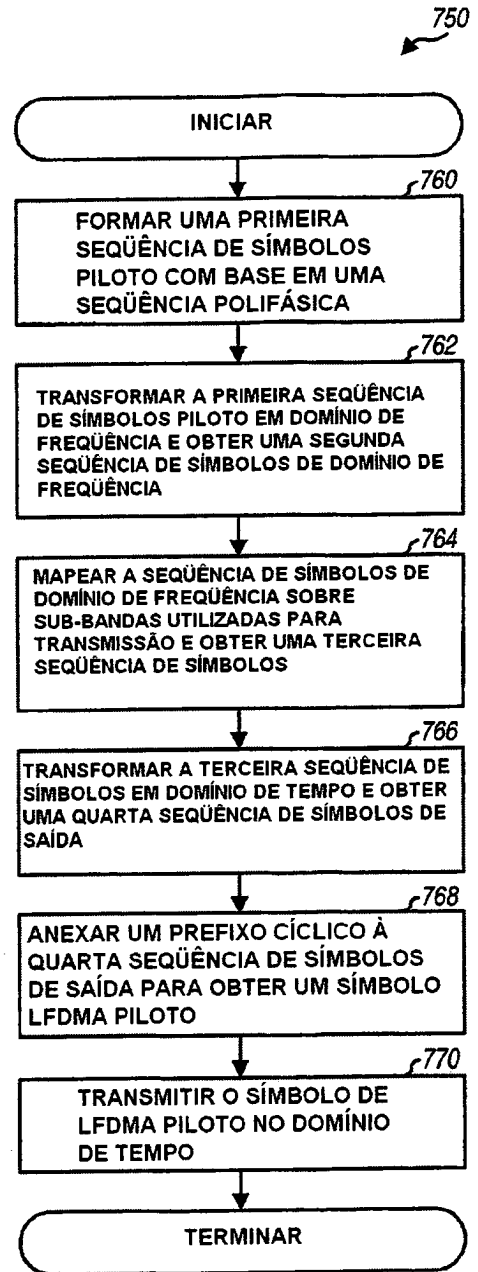
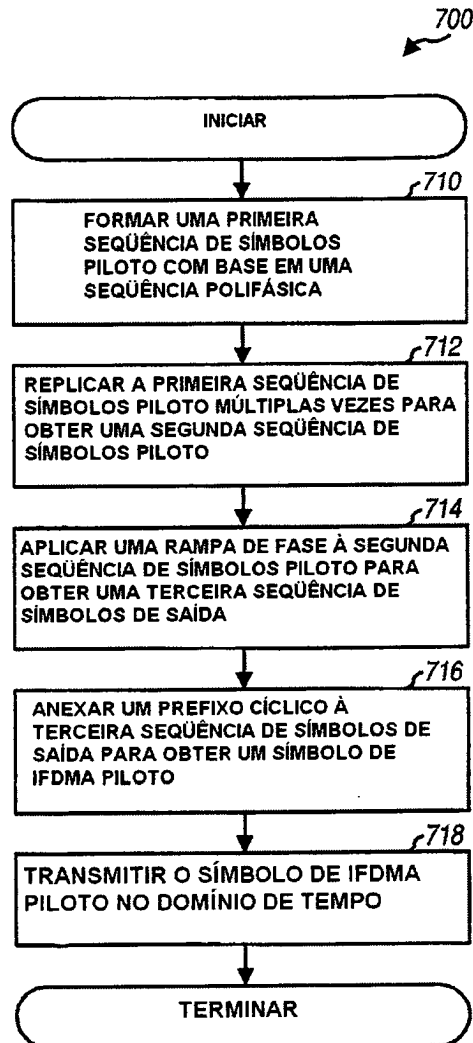


FIG. 6



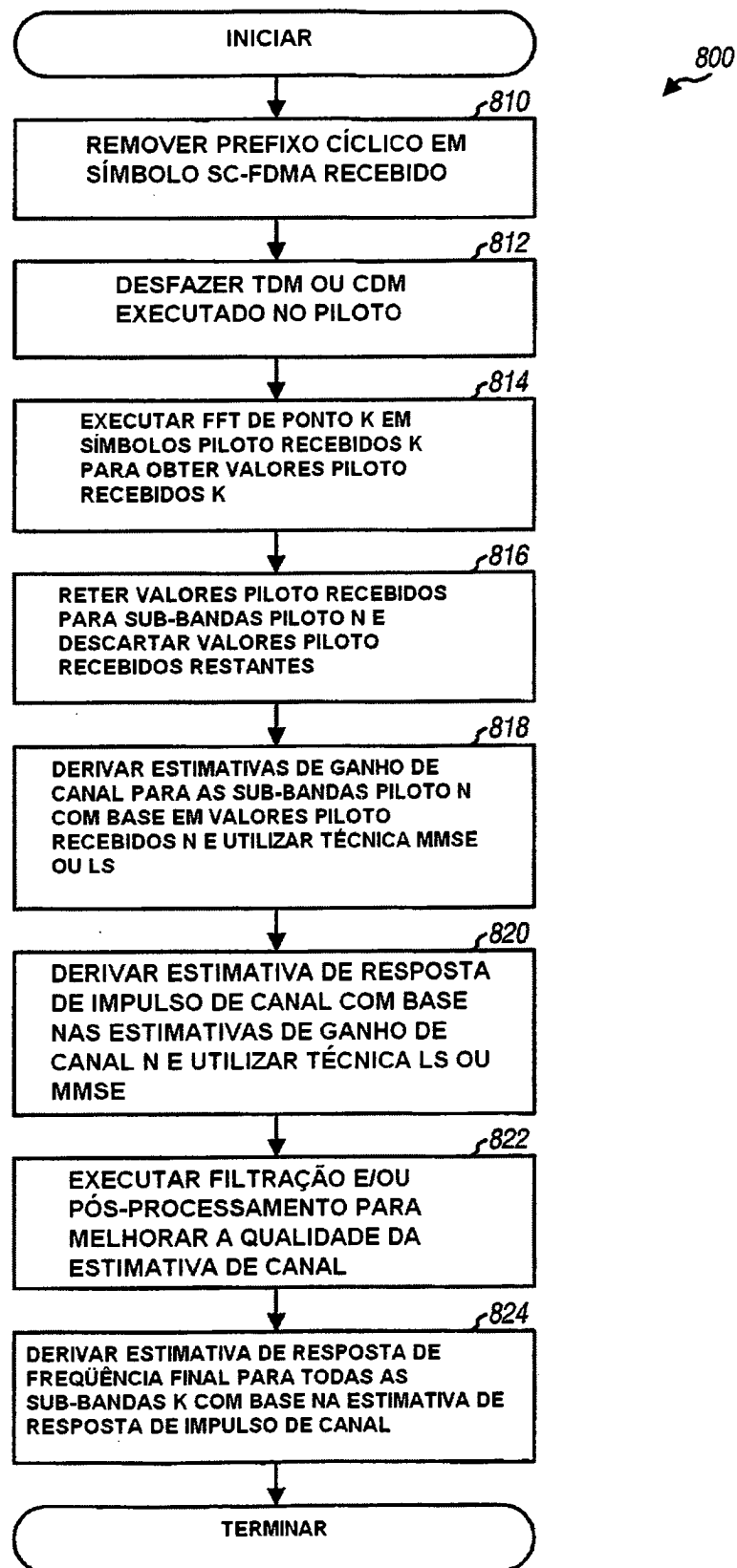


FIG. 8

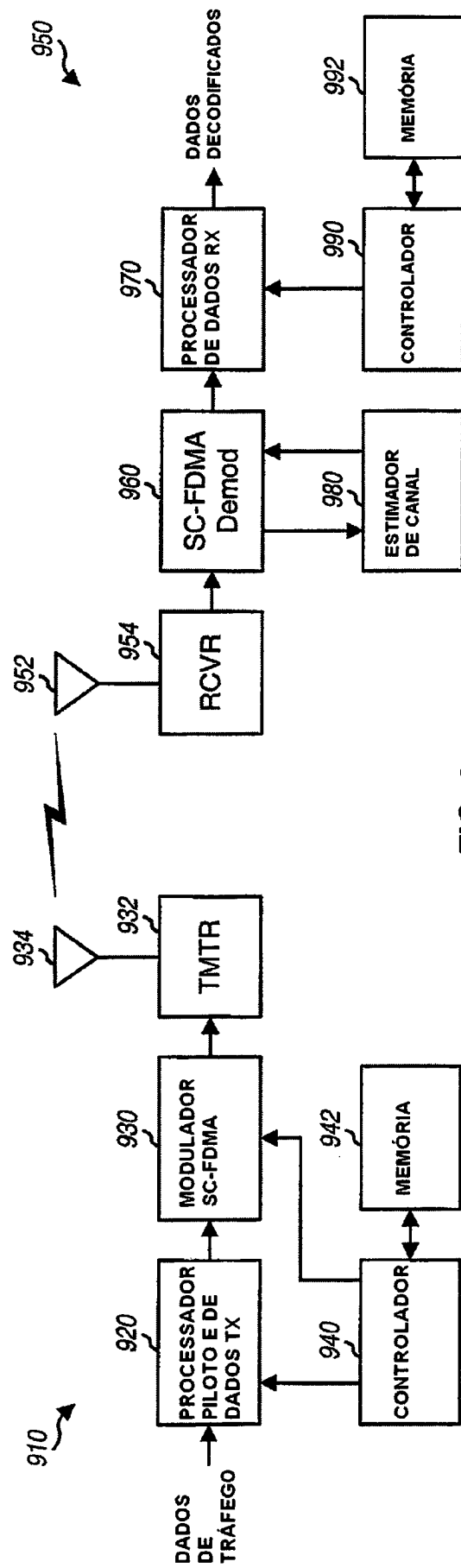


FIG. 9

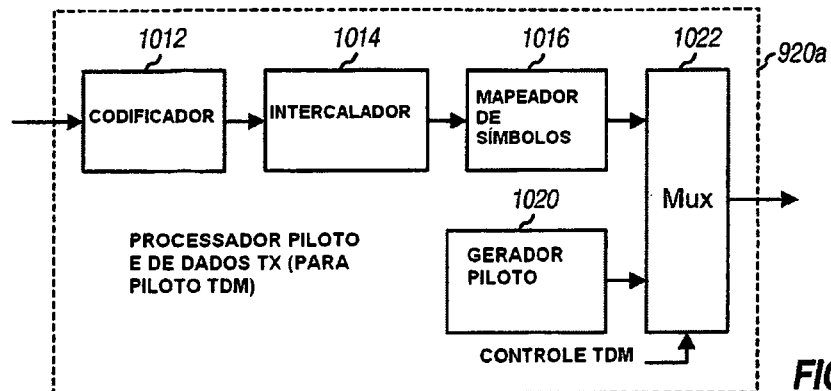


FIG. 10A

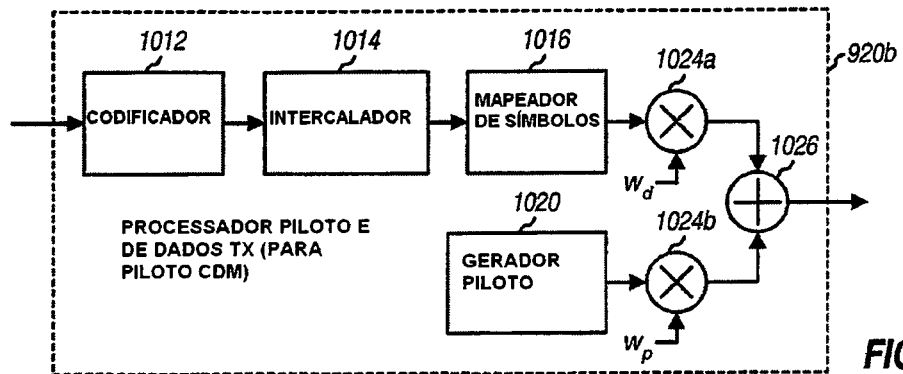


FIG. 10B

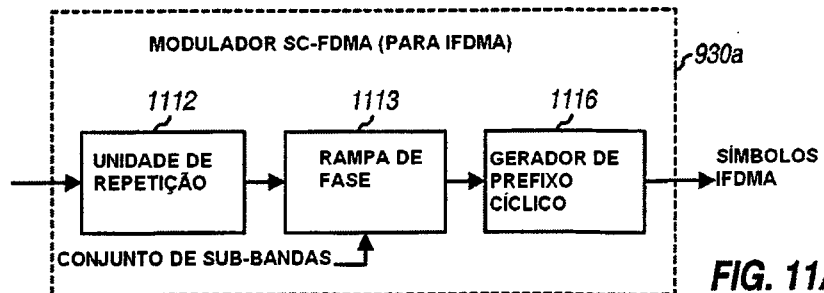


FIG. 11A

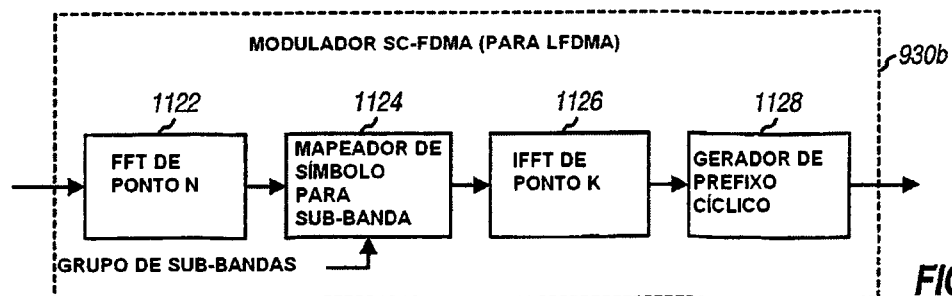


FIG. 11B

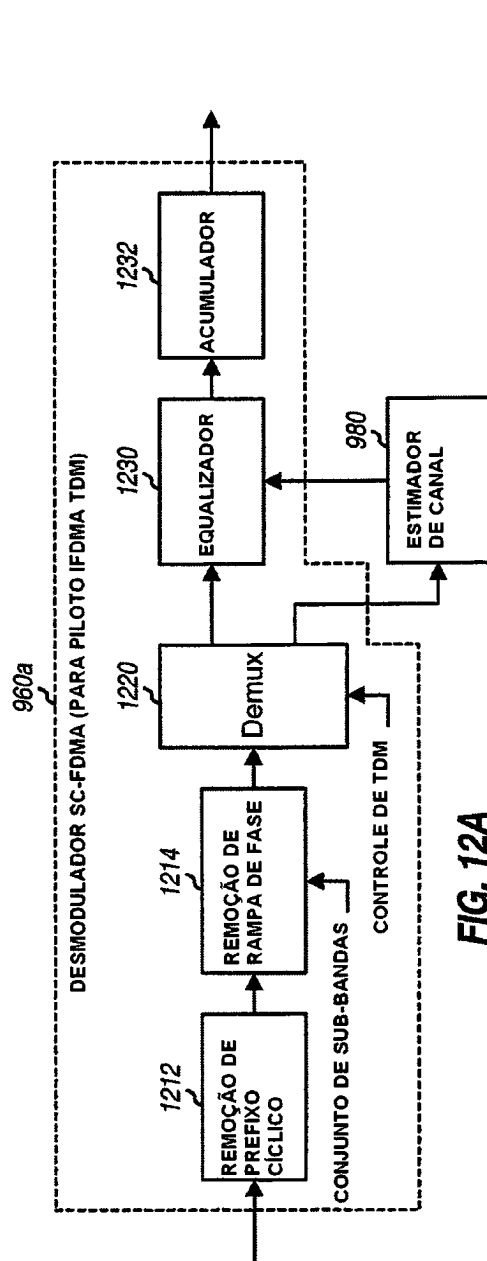


FIG. 12A

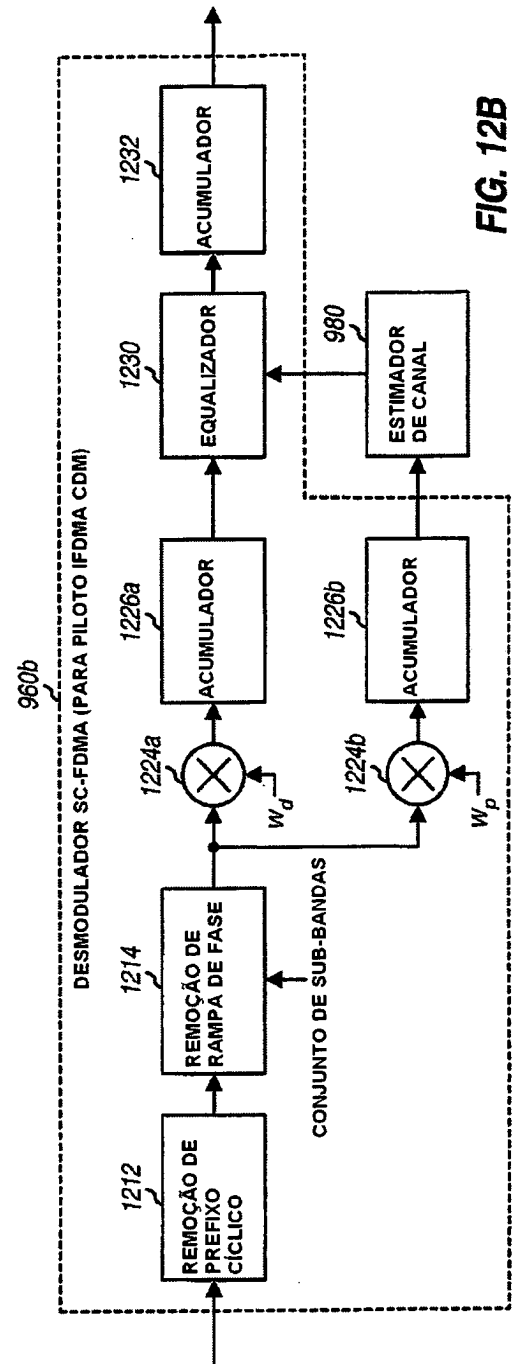


FIG. 12B

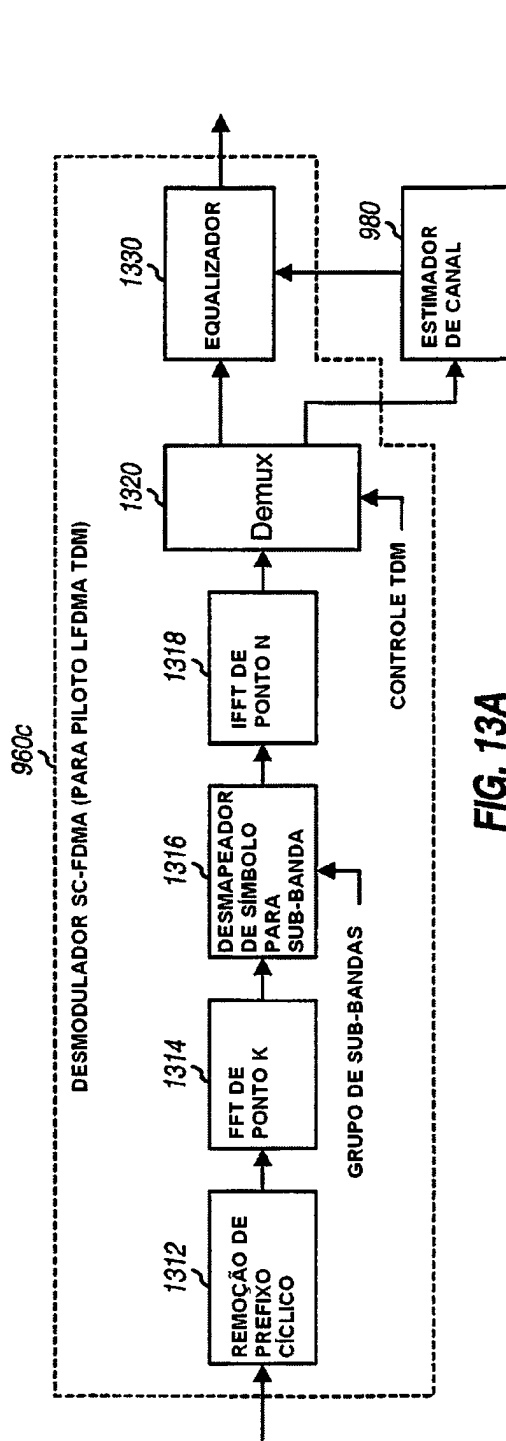


FIG. 13A

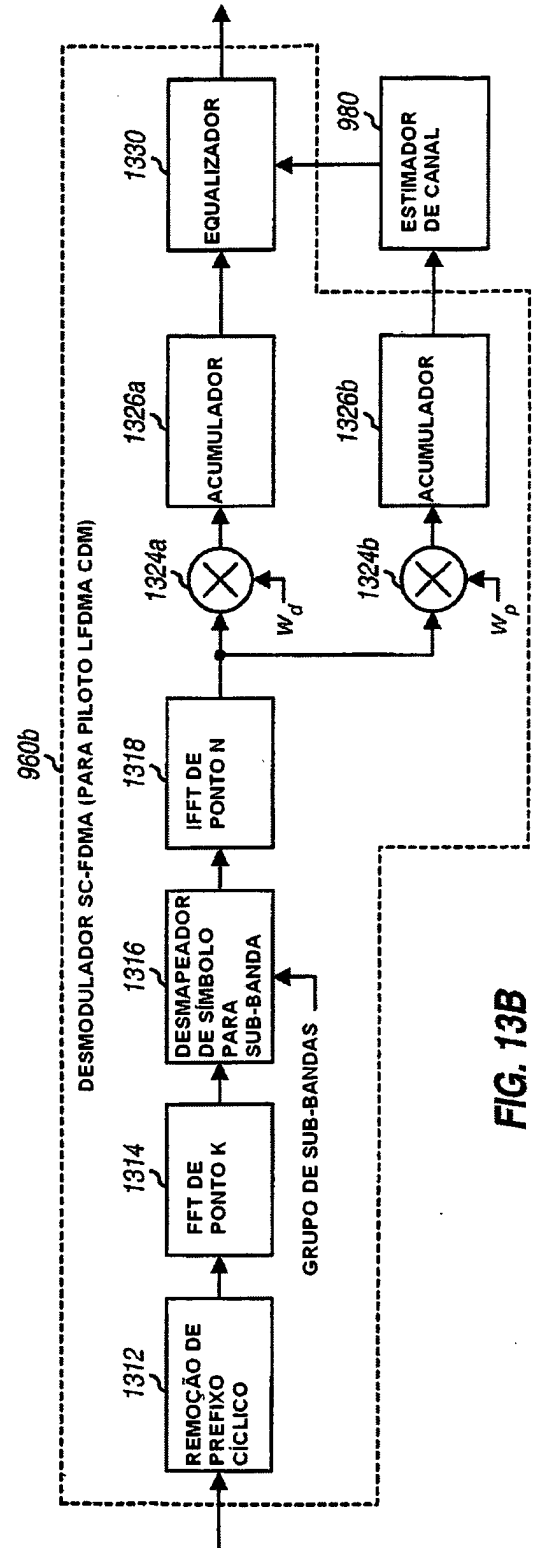


FIG. 13B

RESUMO**TRANSMISSÃO DE PILOTO E ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA UM SISTEMA
DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE
FREQUÊNCIA**

5 Um transmissor gera um piloto tendo um envelope
de domínio de tempo constante e um espectro de frequência
plana com base em uma sequência polifásica. Para gerar um
símbolo IFDMA piloto, uma primeira sequência de símbolos
piloto é formada com base na sequência polifásica e
10 replicada múltiplas vezes para obter uma segunda sequência
de símbolos piloto. Uma rampa de fase é aplicada na
segunda sequência de símbolos piloto para obter uma
terceira sequência de símbolos de saída. Um prefixo cíclico
é apenso à terceira sequência de símbolos de saída para
15 obter um símbolo IFDMA, que é transmitido no domínio de
tempo através de um canal de comunicação. Os símbolos
piloto podem ser multiplexados com símbolos de dados
utilizando TDM e/ou CDM. Um símbolo LFDMA piloto pode ser
também gerado com uma sequência polifásica e multiplexado
20 utilizando TDM ou CDM. Um receptor deriva uma estimativa de
canal com base em símbolos piloto recebidos e utilizando
técnica de erro médio quadrático mínimo, quadrados mínimos,
ou alguma outra técnica de estimação de canal.

**"TRANSMISSÃO DE PILOTO E ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA UM SISTEMA
DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE
FREQUÊNCIA"
FUNDAMENTOS**

5 I. CAMPO

A presente invenção refere-se geralmente à comunicação e mais especificamente à transmissão de piloto e estimação de canal para um sistema de comunicação.

II. FUNDAMENTOS

10 Multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM) é uma técnica de modulação multiportadora que particiona a largura de banda de sistema geral em múltiplas (K) sub-bandas ortogonais. Essas sub-bandas são também denominadas tons, subportadoras e faixas de frequência. Com
15 OFDM, cada sub-banda é associada a uma respectiva subportadora que pode ser modulada com dados.

OFDM tem certas características desejáveis como uma alta eficiência espectral e robustez contra efeitos de multipercurso. Entretanto, uma principal desvantagem com
20 OFDM é uma alta razão de potência pico/média (PAPR), que significa que a razão da potência de pico pela potência média de uma forma de onda OFDM pode ser alta. A alta PAPR para a forma de onda OFDM resulta da possível adição em-
fase (ou coerente) de todas as subportadoras quando elas
25 são independentemente moduladas com dados. Na realidade, pode ser mostrado que a potência de pico pode ser até K vezes maior do que a potência média para OFDM.

A alta PAPR para a forma de onda OFDM é indesejável e pode degradar o desempenho. Por exemplo,
30 grandes picos na forma de onda OFDM podem fazer com que um amplificador de potência opere em uma região altamente não linear ou possivelmente corte (clip), o que causaria então distorção de intermodulação e outros artefatos que podem

degradar a qualidade do sinal. A qualidade de sinal degradada pode afetar adversamente o desempenho para estimação de canal, detecção de dados, e assim por diante.

5 Há, portanto, uma necessidade na arte por técnicas que possam diminuir os efeitos prejudiciais de alta PAPR em modulação multiportadora.

SUMÁRIO

10 Técnicas de transmissão de piloto que podem evitar alta PAPR e técnicas de estimação de canal são descritas aqui. Um piloto pode ser gerado com base em uma sequência polifásica e utilizando acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA). Uma sequência polifásica é uma sequência que tem boas características temporais (por exemplo, um envelope de domínio do tempo constante) e boas características espectrais (por exemplo, um espectro de frequência plano). SC-FDMA inclui (1) FDMA intercalado (IFDMA) que transmite dados e/ou piloto em sub-bandas que são uniformemente espaçadas através de K sub-bandas totais e (2) FDMA localizado (LFDMA) que transmite dados e/ou piloto tipicamente em sub-bandas adjacentes entre as K sub-bandas totais. IFDMA também é denominado FDMA distribuído e LFDMA é também denominado FDMA de banda estreita.

25 Em uma modalidade para transmissão de piloto utilizando IFDMA, uma primeira sequência de símbolos piloto é formada em uma sequência polifásica e é replicada múltiplas vezes para obter uma segunda sequência de símbolos piloto. Uma rampa de fase pode ser aplicada à segunda sequência de símbolos piloto para obter uma terceira sequência de símbolos de saída. Um prefixo cíclico é anexado à terceira sequência de símbolos de saída para formar um símbolo IFDMA, que é transmitido no domínio do tempo via um canal de comunicação. Os símbolos piloto podem

30

ser multiplexados com símbolos de dados utilizando multiplexação por divisão de tempo (TDM), multiplexação por divisão de código (CDM) e/ou algum outro esquema de multiplexação.

5 Em uma modalidade para transmissão de piloto utilizando LFDMA, uma primeira sequência de símbolos piloto é formada com base em uma sequência polifásica e é transformada para o domínio da frequência para obter uma segunda sequência de símbolos de domínio da frequência. Uma
10 terceira sequência de símbolos é formada com a segunda sequência de símbolos de domínio da frequência mapeados sobre um grupo de sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto e símbolos zero mapeados sobre as sub-bandas restantes. A terceira sequência de símbolos é transformada
15 no domínio do tempo para obter uma quarta sequência de símbolos de saída. Um prefixo cíclico é anexado à quarta sequência de símbolos de saída para formar um símbolo LFDMA, que é transmitido no domínio do tempo via um canal de comunicação.

20 Em uma modalidade para estimação de canal, pelo menos um símbolo SC-FDMA é recebido via o canal de comunicação e processado (por exemplo, demultiplexado para um piloto TDM ou decanalizado para um piloto CDM) para obter símbolos piloto recebidos. Um símbolo SC-FDMA pode
25 ser um símbolo IFDMA ou um símbolo LFDMA. Uma estimativa de canal é derivada com base nos símbolos piloto recebidos e utilizando uma técnica de mínimo erro médio quadrático (MMSE), uma técnica de mínimos quadrados (LS), ou alguma outra técnica de estimação de canal. Filtragem, limitação,
30 truncagem e/ou seleção de derivação (tap) podem ser realizadas para obter uma estimativa de canal aperfeiçoada de. A estimativa de canal pode ser também aperfeiçoada pela

realização de estimação de canal iterativa ou estimação de canal auxiliada por dados.

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

5

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

As características e natureza da presente invenção tornar-se-ão mais evidentes a partir da descrição detalhada exposta abaixo quando tomada em combinação com os desenhos nos quais caracteres de referência similares
10 identificam de forma correspondente do princípio ao fim.

A figura 1 mostra uma estrutura de sub-bandas entrelaçadas para um sistema de comunicação.

A figura 2 mostra a geração de um símbolo IFDMA para um conjunto de N sub-bandas.

15 A figura 3 mostra uma estrutura de sub-banda em banda estreita.

A figura 4 mostra a geração de um símbolo LFDMA para um grupo de N sub-bandas.

20 As figuras 5A e 5B mostram dois esquemas de piloto TDM com piloto e dados sendo multiplexados através de períodos de símbolos e períodos de amostra, respectivamente.

25 As figuras 5C e 5D mostram dois esquemas de piloto CDM com piloto e dados sendo combinados sobre períodos de símbolos e períodos de amostra, respectivamente.

A figura 6 mostra uma divisão de tempo de piloto em banda larga multiplexada com dados.

30 A figura 7A mostra um processo para gerar um símbolo IFDMA de piloto.

A figura 7B mostra um processo para gerar um símbolo LFDMA de piloto.

A figura 8 mostra um processo para realizar estimação de canal.

A figura 9 mostra um diagrama de blocos de um transmissor e um receptor.

5 As figuras 10A e 10B mostram processadores de dados e piloto de transmissão (TX) para os esquemas piloto TDM e esquemas piloto CDM, respectivamente.

 As figuras 11A e 11B mostram moduladores IFDMA e LFDMA, respectivamente.

10 As figuras 12A e 12B mostram demoduladores IFDMA para pilotos TDM e CDM, respectivamente.

 As figuras 13A e 13B mostram demoduladores de LFDMA para pilotos TDM e CDM, respectivamente.

DESCRIÇÃO DETALHADA

15 A palavra "exemplar" é utilizada aqui para significar "servir como exemplo, caso ou ilustração". Qualquer modalidade ou desenho descrito aqui como "exemplar" não deve ser necessariamente interpretado como preferido ou vantajoso em relação a outras modalidades ou
20 desenhos.

 As técnicas de transmissão de piloto e estimação de canal descritas aqui podem ser utilizadas para vários sistemas de comunicação que utilizam modulação multiportadora ou realizam multiplexação por divisão de
25 frequência. Por exemplo, essas técnicas podem ser utilizadas para um sistema de acesso múltiplo por divisão de frequência (FDMA), um sistema de acesso múltiplo por divisão de frequência ortogonal (OFDMA), um sistema SC-FDMA, um sistema IFDMA, um sistema LFDMA, um sistema
30 baseado em OFDM, e assim por diante. Essas técnicas podem ser também utilizadas para o link direto (ou downlink) e o link inverso (ou uplink).

A figura 1 mostra uma estrutura de sub-banda exemplar 100 que pode ser utilizada para um sistema de comunicação. O sistema tem uma largura de banda geral de BW MHz, que é particionada em K sub-bandas ortogonais que recebem índices de 1 até K . O espaçamento entre sub-bandas adjacentes é BW/K MHz. Em um sistema modelado espectralmente, algumas sub-bandas nas duas extremidades da largura de banda do sistema não são utilizadas para transmissão de piloto/dados e servem como sub-bandas de guarda para permitir que o sistema atenda exigências de máscara espectral. Alternativamente, as K sub-bandas podem ser definidas sobre a porção utilizável da largura de banda do sistema. Para simplicidade, a seguinte descrição assume que todas as K sub-bandas totais podem ser utilizadas para transmissão de piloto/dados.

Para estrutura de sub-banda 100, as K sub-bandas totais são dispostas em S conjuntos de sub-bandas separados, que são também denominados entrelaçamentos. Os S conjuntos são separados ou não sobrepostos em que cada uma dentre as K sub-bandas pertence somente a um conjunto. Cada conjunto contém N sub-bandas que são distribuídas uniformemente através das K sub-bandas totais de tal modo que sub-bandas consecutivas no conjunto sejam espaçadas por S sub-bandas, onde $K = S \cdot N$. Desse modo, o conjunto u contém as sub-bandas $u, S+u, 2S+u, \dots, (N-1) \cdot S+u$, onde u é o índice do conjunto e $u \in \{1, \dots, S\}$. O índice u também é um deslocamento de sub-banda que indica a primeira sub-banda no conjunto. As N sub-bandas em cada conjunto são entrelaçados com as N sub-bandas em cada um dentre os outros conjuntos $S-1$.

A figura 1 mostra uma estrutura de sub-banda específica. Em geral, uma estrutura de sub-banda pode

incluir qualquer número de conjuntos de sub-bandas, e cada conjunto pode incluir qualquer número de sub-bandas. Os conjuntos podem incluir números iguais ou diferentes de sub-bandas. Por exemplo, alguns conjuntos podem incluir N sub-bandas enquanto outros conjuntos podem incluir $2N$, $4N$ ou algum outro número de sub-bandas. As sub-bandas em cada conjunto são distribuídas uniformemente (isto é, igualmente espaçadas) através das K sub-bandas totais para obter os benefícios descritos abaixo. Para simplicidade, a seguinte descrição assume o uso de estrutura de sub-banda 100 na figura 1.

Os S conjuntos de sub-banda podem ser vistos como S canais que podem ser utilizados para transmissão de dados e piloto. Por exemplo, a cada usuário pode ser atribuído um conjunto de sub-bandas, e dados e piloto para cada usuário podem ser enviados no conjunto de sub-bandas atribuído. S usuários podem simultaneamente transmitir dados/piloto nos S conjuntos de sub-banda via o link reverso para uma estação base. A estação base pode também transmitir simultaneamente dados/piloto nos S conjuntos de sub-banda via o link direto para S usuários. Para cada link, até N símbolos de modulação podem ser enviados em cada período de símbolos (em tempo ou frequência) nas N sub-bandas em cada conjunto sem causar interferência aos outros conjuntos de sub-banda. Um símbolo de modulação é um valor complexo para um ponto em uma constelação de sinais (por exemplo, para M-PSK, M-QAM, e assim por diante).

Para OFDM, símbolos de modulação são transmitidos no domínio da frequência. Para cada conjunto de sub-bandas, N símbolos de modulação podem ser transmitidos nas N sub-bandas em cada período de símbolos. Na descrição a seguir, um período de símbolos é a duração de tempo de um símbolo OFDM, um símbolo IFDMA, ou um símbolo LFDMA. Um símbolo de

modulação é mapeado para cada uma dentre as N sub-bandas utilizadas para transmissão, e um símbolo zero (que é um valor de sinal de zero) é mapeado para cada uma dentre as K-N sub-bandas não usadas. Os K símbolos zero e de modulação são transformados a partir do domínio da frequência para o domínio do tempo pela realização de uma transformada de Fourier rápida inversa (IFFT) de K pontos nos K símbolos zero e de modulação para obter K amostras de domínio do tempo. As amostras de domínio do tempo podem ter alta PAPR.

A figura 2 mostra a geração de um símbolo IFDMA para um conjunto de N sub-bandas. Uma sequência original de N símbolos de modulação a ser transmitida em um período de símbolos nas N sub-bandas no conjunto u é denotada como $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (bloco 210). A sequência original de N símbolos de modulação é replicada S vezes para obter uma sequência estendida de K símbolos de modulação (bloco 212). Os N símbolos de modulação são enviados no domínio do tempo e ocupam coletivamente N sub-bandas no domínio da frequência. As S cópias da sequência original resultam nas N sub-bandas ocupadas sendo espaçadas por S sub-bandas, com S-1 sub-bandas de potência zero separando sub-bandas ocupadas adjacentes. A sequência estendida tem um espectro de frequência do tipo pente (comb-like) que ocupa o conjunto de sub-bandas 1 na figura 1.

A sequência estendida é multiplicada com uma rampa de fase para obter uma sequência traduzida em frequência de símbolos de saídas (bloco 214). Cada símbolo de saída na sequência traduzida em frequência pode ser gerado como a seguir:

$$x_n = d_n \cdot e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K}, \text{ para } n = 1, \dots, K, \quad \text{Eq (1)}$$

onde d_n é o n -ésimo símbolo de modulação na sequência estendida e x_n o n -ésimo símbolo de saída na sequência traduzida em frequência. A rampa de fase $e^{-j2\pi(n-1)(u-1)/K}$ tem uma inclinação de fase de $2\pi \cdot (u-1)/K$, que é determinada pela primeira sub-banda no conjunto u . Os termos " $n-1$ " e " $u-1$ " no expoente da rampa de fase são devidos a índices n e u iniciando com "1" ao invés de "0". A multiplicação com a rampa de fase no domínio do tempo traduz o espectro de frequência do tipo pente da sequência estendida para cima em frequência de modo que a sequência traduzida em frequência ocupe o conjunto de sub-bandas u no domínio da frequência.

Os últimos C símbolos de saída da sequência traduzida em frequência são copiados para o início da sequência traduzida em frequência para formar um símbolo IFDMA que contém $K+C$ símbolos de saída (bloco 216). Os C símbolos de saída copiados são frequentemente denominados prefixo cíclico ou um intervalo de guarda, e C é o comprimento de prefixo cíclico. O prefixo cíclico é utilizado para combater interferência intersimbólica (ISI) causada por desvanecimento seletivo em frequência, que é uma resposta em frequência que varia através da largura de banda de sistema. Os $K+C$ símbolos de saída no símbolo IFDMA são transmitidos em $K+C$ períodos de amostra, um símbolo de saída em cada período de amostras. Um período de símbolos para IFDMA é a duração de um símbolo IFDMA e é igual a períodos de amostra $K+C$. Um período de amostras também é frequentemente denominado período de chip.

Uma vez que o símbolo IFDMA é periódico no domínio do tempo (exceto para a rampa de fase), o símbolo IFDMA ocupa um conjunto de N sub-bandas igualmente espaçadas iniciando com a sub-banda u . Usuários com

diferentes deslocamentos de sub-banda ocupam conjuntos de sub-bandas diferentes e são ortogonais entre si, similar ao OFDMA.

5 A figura 3 mostra uma estrutura de sub-banda em banda estreita exemplar 300 que pode ser utilizada para um sistema de comunicação. Para estrutura de sub-banda 300, as K sub-bandas totais são dispostas em S grupos de não sobreposição. Cada grupo contém N sub-bandas que são adjacentes umas com as outras. Em geral, $N > 1$, $S > 1$, e

10 $K=S \cdot N$, onde N e S para estrutura de sub-banda em banda estreita 300 podem ser iguais ou diferentes de N e S para estrutura de sub-banda de entrelaçamento 100 na figura 1. O grupo v contém sub-bandas $(v-1) \cdot N+1$, $(v-1) \cdot N+2$, ..., $v \cdot N$, onde v é o índice de grupo e $v \in \{1, \dots, S\}$. Em geral, uma

15 estrutura de sub-banda pode incluir qualquer número de grupos, cada grupo pode conter qualquer número de sub-bandas, e os grupos podem conter números iguais ou diferentes de sub-bandas.

A figura 4 mostra a geração de um símbolo LFDMA para um grupo de N sub-bandas. Uma sequência original de N

20 símbolos de modulação a serem transmitidos em um período de símbolos no grupo de sub-bandas é denotada como $\{d_1, d_2, d_3, \dots, d_N\}$ (bloco 410). A sequência original de N símbolos de modulação é transformada para domínio da frequência com uma

25 transformada de Fourier rápida (FFT) de N pontos para obter uma sequência de N símbolos de domínio da frequência (bloco 412). Os N símbolos de domínio da frequência são mapeados nas N sub-bandas utilizadas para transmissão e K-N símbolos zero são mapeados nas K-N sub-bandas restantes para gerar

30 uma sequência de K símbolos (bloco 414). As N sub-bandas utilizadas para transmissão têm índices de $k+1$ até $k+N$, onde $1 \leq k \leq (K-N)$. A sequência de K símbolos é então

transformada no domínio do tempo com uma IFFT de K pontos para obter uma seqüência de K símbolos de saída de domínio do tempo (bloco 416). Os últimos C símbolos de saída da seqüência são copiados para o início da seqüência para formar um símbolo LFDMA que contém $K+C$ símbolos de saída (bloco 418).

O símbolo LFDMA é gerado de tal modo que ocupe um grupo de N sub-bandas adjacentes iniciando com a sub-banda $k+1$. Aos usuários podem ser designados diferentes grupos de sub-banda não se sobrepondo e são então ortogonais entre si, similar ao OFDMA. A cada usuário podem ser designados diferentes grupos de sub-banda em períodos de símbolos diferentes para obter diversidade em freqüência. Os grupos de sub-banda para cada usuário podem ser selecionados, por exemplo, com base em um padrão de salto em freqüência.

SC-FDMA possui certas características desejáveis como alta eficiência espectral e robustez contra efeitos de multipercurso, similar ao OFDMA. Além disso, SC-FDMA não tem uma alta PAPR uma vez que os símbolos de modulação são enviados no domínio do tempo. A PAPR de uma forma de onda SC-FDMA é determinada pelos pontos de sinal na constelação de sinais selecionada para uso (por exemplo, M-PSK, M-QAM, e assim por diante). Entretanto, os símbolos de modulação de domínio do tempo em SC-FDMA são propensos à interferência intersimbólica devido a um canal de comunicação não plano. A equalização pode ser realizada nos símbolos de modulação recebidos para diminuir os efeitos prejudiciais de interferência intersimbólica. A equalização requer uma estimativa de canal relativamente precisa para o canal de comunicação, que pode ser obtida utilizando-se as técnicas descritas aqui.

Um transmissor pode transmitir um piloto para facilitar estimação de canal por um receptor. Um piloto é

uma transmissão de símbolos que são conhecidos a priori tanto pelo transmissor como pelo receptor. Como utilizado aqui, um símbolo de dados é um símbolo de modulação para dados, e um símbolo piloto é um símbolo de modulação para piloto. Os símbolos de dados e símbolos piloto podem ser derivados da mesma ou de diferentes constelações de sinais. O piloto pode ser transmitido de vários modos, como descrito abaixo.

A figura 5A mostra um esquema de piloto TDM 500 com piloto e dados sendo multiplexados através de períodos de símbolos. Por exemplo, dados podem ser enviados em D_1 períodos de símbolos, a seguir piloto pode ser enviado nos próximos P_1 períodos de símbolos, então os dados podem ser enviados nos próximos D_1 períodos de símbolos, e assim por diante. Em geral, $D_1 \geq 1$ e $P_1 \geq 1$. Para o exemplo mostrado na figura 5A, $D_1 > 1$ e $P_1=1$. Uma sequência de N símbolos de dados pode ser enviada em um conjunto/grupo de sub-bandas em cada período de símbolos utilizado para transmissão de dados. Uma sequência de N símbolos piloto pode ser enviada em um conjunto/grupo de sub-bandas em cada período de símbolos utilizado para transmissão de piloto. Para cada período de símbolos, uma sequência de N símbolos de dados ou piloto pode ser convertida em um símbolo IFDMA ou um símbolo LFDMA como descrito acima para as figuras 2 e 4, respectivamente. Um símbolo SC-FDMA pode ser um símbolo IFDMA ou um símbolo LFDMA. Um símbolo SC-FDMA contendo somente piloto é denominado um símbolo SC-FDMA de piloto, que pode ser um símbolo IFDMA de piloto ou um símbolo LFDMA de piloto. Um símbolo SC-FDMA contendo somente dados é denominado um símbolo SC-FDMA de dados, que pode ser um símbolo IFDMA de dados ou um símbolo LFDMA de dados.

A figura 5B mostra um esquema de piloto TDM 510 com piloto e dados sendo multiplexados através de períodos

de amostra. Para essa modalidade, dados e piloto são multiplexados no mesmo símbolo SC-FDMA. Por exemplo, símbolos de dados podem ser enviados em D_2 períodos de amostra, a seguir símbolos piloto podem se enviados nos próximos P_2 períodos de amostra, então símbolos de dados são enviados nos próximos D_2 períodos de amostra, e assim por diante. Em geral, $D_2 \geq 1$ e $P_2 \geq 1$. Para o exemplo mostrado na figura 5B, $D_2 = 1$ e $P_2 = 1$. Uma sequência de N símbolos de dados e piloto pode ser enviada em um conjunto/grupo de sub-bandas em cada período de símbolos e pode ser convertida em um símbolo SC-FDMA como descrito acima para as figuras 2 e 4.

Um esquema de piloto TDM pode também multiplexar piloto e dados através tanto dos períodos de símbolos como dos períodos de amostra. Por exemplo, símbolos de dados e piloto podem ser enviados em alguns períodos de símbolos, somente símbolos de dados podem ser enviados em alguns outros períodos de símbolos, e somente símbolos piloto podem ser enviados em certos períodos de símbolos.

A figura 5C mostra um esquema de piloto CDM 530 com piloto e dados sendo combinados através de períodos de símbolos. Para essa modalidade, uma sequência de N símbolos de dados é multiplicada com uma primeira sequência ortogonal de M -chips $\{w_d\}$ para obter M sequências de símbolos de dados graduados, onde $M > 1$. Cada sequência de símbolos de dados graduados é obtida multiplicando-se a sequência original de símbolos de dados com um chip da sequência ortogonal $\{w_d\}$. Similarmente, uma sequência de N símbolos piloto é multiplicada com uma segunda sequência ortogonal de M chips $\{w_p\}$ para obter M sequências de símbolos piloto graduados. Cada sequência de símbolos de dados graduados é então adicionada com uma sequência correspondente de símbolos piloto graduados para obter uma

seqüência de símbolos combinados. M seqüências de símbolos combinados são obtidas pela adição das M seqüências de símbolos de dados graduados com as M seqüências de símbolos pilotos graduados. Cada seqüência de símbolos combinados é convertida em um símbolo SC-FDMA.

As seqüências ortogonais podem ser seqüências Walsh, seqüências OVSF e assim por diante. Para o exemplo mostrado na figura 5C, $M=2$, a primeira seqüência ortogonal é $\{w_d\}=\{+1 \ +1\}$, e a segunda seqüência ortogonal é $\{w_p\}=\{+1 \ -1\}$. Os N símbolos de dados são multiplicados por +1 para período de símbolos t e também por +1 para período de símbolos t+1. Os N símbolos piloto são multiplicados por +1 para período de símbolos t e por -1 para período de símbolos t+1. Para cada período de símbolos, os N símbolos de dados graduados são adicionados aos N símbolos pilotos graduados para obter N símbolos combinados para tal período de símbolos.

A figura 5D mostra um esquema de piloto CDM 540 com piloto e dados sendo combinados através de períodos de amostra. Para essa modalidade, uma seqüência de N/M símbolos de dados é multiplicada com a seqüência ortogonal de M chips $\{w_d\}$ para obter uma seqüência de N símbolos de dados graduados. Em particular, o primeiro símbolo de dados $d_1(t)$ na seqüência original é multiplicado com a seqüência ortogonal $\{w_d\}$ para obter os primeiros M símbolos de dados graduados, o próximo símbolo de dados $d_2(t)$ é multiplicado com a seqüência ortogonal $\{w_d\}$ para obter os próximos M símbolos de dados graduados, e assim por diante, e o último símbolo de dados $d_{N/M}(t)$ na seqüência original é multiplicado com a seqüência ortogonal $\{w_d\}$ para obter os últimos M símbolos de dados graduados. Similarmente, uma seqüência de N/M símbolos piloto é multiplicada com a seqüência ortogonal de M chips $\{w_p\}$ para obter uma

seqüência de N símbolos piloto graduados. A seqüência de N símbolos de dados graduados é adicionada à seqüência de N símbolos piloto graduados para obter uma seqüência de N símbolos combinados, que é convertida em um símbolo SC-FDMA.

5 Para o exemplo mostrado na figura 5D, $M=2$, a seqüência ortogonal para dados é $\{w_d\}=\{+1 \ +1\}$, e a seqüência ortogonal para piloto é $\{w_p\}=\{+1 \ -1\}$. Uma seqüência de $N/2$ símbolos de dados é multiplicada com a seqüência ortogonal $\{+1 \ +1\}$ para obter uma seqüência de N
10 símbolos de dados graduados. Similarmente, uma seqüência de $N/2$ símbolos piloto é multiplicada com a seqüência ortogonal $\{+1 \ -1\}$ para obter uma seqüência de N símbolos piloto graduados. Para cada período de símbolos, os N
15 símbolos de dados graduados são adicionados aos N símbolos piloto graduados para obter N símbolos combinados para aquele período de símbolos.

Um piloto CDM pode ser enviado em cada período de símbolos, como mostrado nas figuras 5C e 5D. Um piloto CDM
20 pode ser também enviado somente em certos períodos de símbolos. Um esquema de piloto pode utilizar também uma combinação de TDM e CDM. Por exemplo, um piloto CDM pode ser enviado em alguns períodos de símbolos e um piloto TDM pode ser enviado em outros períodos de símbolos. Um piloto
25 multiplexado por divisão de freqüência (FDM) também pode ser enviado em um conjunto designado de sub-bandas, por exemplo, para o downlink.

Para as modalidades mostradas nas figuras 5A até 5D, um piloto TDM ou CDM é enviado nas N sub-bandas
30 utilizadas para transmissão de dados. Em geral, as sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto (ou simplesmente, as sub-bandas de piloto) podem ser iguais ou diferentes das sub-bandas utilizadas para transmissão de

dados (ou simplesmente, as sub-bandas de dados). O piloto pode ser também enviado em um número menor ou maior de sub-bandas do que os dados. As sub-bandas de dados e piloto podem ser estáticas para uma transmissão inteira. Alternativamente, as sub-bandas de dados e piloto podem saltar através de frequência em diferentes partições de tempo para obter diversidade em frequência. Por exemplo, um canal físico pode ser associado a um padrão de salto em frequência (FH) que indica um ou mais conjuntos ou grupos de sub-bandas específicos para uso para o canal físico em cada partição de tempo. Uma partição de tempo pode cobrir um ou múltiplos períodos de símbolos.

A figura 6 mostra um esquema de piloto em banda larga 600, que pode ser mais aplicável para o link reverso. Para essa modalidade, cada usuário transmite um piloto em banda larga, que é um piloto que é enviado em todas ou na maior parte das K sub-bandas totais, por exemplo, todas as sub-bandas utilizáveis para transmissão. O piloto em banda larga pode ser gerado no domínio do tempo (por exemplo, com uma sequência de número pseudo-aleatório (PN)) ou no domínio da frequência (por exemplo, utilizando OFDM). O piloto em banda larga para cada usuário pode ser multiplexado por divisão de tempo com a transmissão de dados a partir de tal usuário, que pode ser gerado utilizando-se LFDMA (como mostrado na figura 6) ou IFDMA (não mostrado na figura 6). Os pilotos de banda larga de todos os usuários podem ser transmitidos nos mesmos períodos de símbolos, que podem evitar interferência de dados para piloto para estimação de canal. O piloto em banda larga de cada usuário pode ser multiplexado por divisão de código (por exemplo, pseudo-aleatório) com relação aos pilotos em banda larga a partir de outros usuários. Isso pode ser obtido designando-se a cada usuário

uma sequência PN diferente. O piloto em banda larga para cada usuário tem baixa razão de potência pico/média (PAPR) e cobre toda a largura de banda do sistema, o que permite a um receptor derivar uma estimativa de canal de banda larga para o usuário. Para a modalidade mostrada na figura 6, as sub-bandas de dados saltam através de frequência em diferentes partições de tempo. Para cada partição de tempo, uma estimativa de canal pode ser derivada para as sub-bandas de dados com base no piloto em banda larga.

As figuras 5A até 6 mostram esquemas de transmissão de dados e piloto exemplares. Os dados e piloto também podem ser transmitidos de outras maneiras utilizando-se qualquer combinação de TDM, CDM e/ou alguns outros esquemas de multiplexação.

Os pilotos CDM e TDM podem ser gerados de várias maneiras. Em uma modalidade, os símbolos piloto utilizados para gerar os pilotos CDM e TDM são símbolos de modulação de uma constelação de sinais bem conhecida tal como QPSK. Uma sequência de N símbolos de modulação pode ser utilizada para o esquema de piloto TDM mostrado na figura 5A e o esquema de piloto CDM mostrado na figura 5C. Uma sequência de N/M símbolos de modulação pode ser utilizada para o esquema de piloto TDM mostrado na figura 5B e o esquema de piloto CDM mostrado na figura 5D. A sequência de N símbolos de modulação e a sequência de N/M símbolos de modulação podem ser individualmente selecionadas para ter (1) um espectro de frequência que é tão plano quanto possível e (2) um envelope temporal que varia o mínimo possível. O espectro de frequência plano assegura que todas as sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto têm potência suficiente para permitir que o receptor estime adequadamente os ganhos de canal para essas sub-bandas. O

envelope constante evita distorção por blocos de circuito como um amplificador de potência.

Em outra modalidade, os símbolos piloto utilizados para gerar os pilotos TDM e CDM são formados com base em uma seqüência polifásica que possui boas características temporal e espectral. Por exemplo, os símbolos piloto podem ser gerados como a seguir:

$$p_n = e^{j\varphi_n}, \text{ para } n=1, \dots, N, \quad \text{Eq (2)}$$

onde a fase φ_n pode ser derivada com base em qualquer um dos seguintes:

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1) \cdot n, \quad \text{Eq (3)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot (n-1)^2, \quad \text{Eq (4)}$$

$$\varphi_n = \pi \cdot [(n-1) \cdot (n-N-1)], \quad \text{Eq (5)}$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \pi \cdot (n-1)^2 \cdot Q/N & \text{para } N \text{ par,} \\ \pi \cdot (n-1) \cdot n \cdot Q/N & \text{para } N \text{ ímpar.} \end{cases} \quad \text{Eq (6)}$$

Na equação (6), Q e N são relativamente primos. A equação (3) serve para uma seqüência Golomb, a equação (4) serve para uma seqüência P3, a equação (5) serve para uma seqüência P4, e a equação (6) serve para uma seqüência Chu. As seqüências P3, P4 e Chu podem ter qualquer comprimento arbitrário.

Os símbolos piloto também podem ser gerados como a seguir:

$$p_{(\ell-1)T+m} = p_{\ell,m} = e^{j\varphi_{\ell,m}}, \text{ para } \ell=1, \dots, T \text{ e } m=1, \dots, T, \quad \text{Eq (7)}$$

Onde a fase $\varphi_{\ell,m}$ pode ser derivada com base em qualquer uma das seguintes:

$$\varphi_{\ell,m} = 2\pi \cdot (\ell-1) \cdot (m-1)/T, \quad \text{Eq (8)}$$

$$\varphi_{\ell,m} = -(\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(\ell-1) \cdot T + (m-1)], \quad \text{Eq (9)}$$

$$\varphi_{\ell,m} = \begin{cases} (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-1)/2 - (m-1)] & \text{para } T \text{ par,} \\ (\pi/T) \cdot (T-2\ell+1) \cdot [(T-2)/2 - (m-1)] & \text{para } T \text{ ímpar.} \end{cases} \quad \text{Eq (10)}$$

A Equação (8) serve para uma seqüência Frank, a equação (9) serve para uma seqüência P1, e a equação (10) serve para uma seqüência Px. Os comprimentos para as seqüências Frank, P1 e Px são limitados para que sejam $N=T^2$, onde T é um número inteiro positivo.

Uma seqüência de símbolos piloto gerados com base em qualquer uma das seqüências polifásicas descritas acima, tem tanto um espectro de freqüência plano como um envelope de domínio do tempo constante. Outras seqüências polifásicas tendo boas características espectrais (por exemplo, um espectro de freqüência plano ou conhecido) e boas características temporais (por exemplo, um envelope de domínio do tempo constante ou conhecido) também podem ser utilizadas. Um piloto TDM ou CDM gerado com essa seqüência de símbolos piloto teria então (1) uma baixa PAPR, que evita distorção por elementos de circuito como amplificador de potência, e (2) um espectro de freqüência plana, que permite ao receptor estimar precisamente os ganhos de canal para todas as sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto.

A figura 7A mostra um processo 700 para gerar um símbolo IFDMA de piloto. Uma primeira seqüência de símbolos piloto é formada com base em uma seqüência polifásica, que pode ser qualquer uma dentre as seqüências polifásicas descritas acima ou alguma outra seqüência polifásica (bloco 710). A primeira seqüência de símbolos piloto é replicada múltiplas vezes para obter uma segunda seqüência de símbolos piloto (bloco 712). Uma rampa de fase é aplicada na segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída (bloco 714). A rampa de fase pode ser aplicada digitalmente nos símbolos piloto ou considerada pelo processo de conversão ascendente de freqüência. Um prefixo cíclico é anexado à terceira

seqüência de símbolos de saída para obter uma quarta seqüência de símbolos de saída, que é um símbolo IFDMA de piloto (bloco 716). O símbolo IFDMA de piloto é transmitido no domínio do tempo via um canal de comunicação (bloco 718). Embora não mostrado na figura 7A por simplicidade, os símbolos piloto podem ser multiplexados com símbolos de dados utilizando TDM e/ou CDM, por exemplo, como descrito acima para as figuras 5A até 5D.

A figura 7B mostra um processo 750 para gerar um símbolo LFDMA de piloto. Uma primeira seqüência de símbolos piloto é formada com base em uma seqüência polifásica, que pode ser qualquer uma dentre as seqüências polifásicas descritas acima ou alguma outra seqüência polifásica (bloco 760). A primeira seqüência de N símbolos piloto é transformada no domínio da freqüência com uma FFT de N pontos para obter uma segunda seqüência de N símbolos de domínio da freqüência (bloco 762). Os N símbolos de domínio da freqüência são então mapeados nas N sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto e símbolos zero são mapeados nas K-N sub-bandas restantes para obter uma terceira seqüência de K símbolos (bloco 764). A terceira seqüência de K símbolos é transformada para o domínio do tempo com uma IFFT de K pontos para obter uma quarta seqüência de K símbolos de saída de domínio do tempo (bloco 766). Um prefixo cíclico é anexado à quarta seqüência de símbolos de saída para obter uma quinta seqüência de K+C símbolos de saída, que é um símbolo LFDMA de piloto (bloco 768). O símbolo LFDMA de piloto é transmitido no domínio do tempo via um canal de comunicação (bloco 770). Embora não mostrado na figura 7B por simplicidade, os símbolos piloto podem ser multiplexados com símbolos de dados utilizando TDM e/ou CDM, por exemplo, conforme descrito acima para as figuras 5A até 5D.

Para ambos IFDMA e LFDMA, o número de sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto pode ser igual ou diferente do número de sub-bandas utilizadas para transmissão de dados. Por exemplo, a um usuário podem ser designadas 16 sub-bandas para transmissão de dados e oito sub-bandas para transmissão de piloto. As outras oito sub-bandas podem ser designadas a outro usuário para transmissão de piloto/dados. Múltiplos usuários podem compartilhar o mesmo conjunto de sub-bandas para estrutura de sub-banda de entrelaçamento 100 na figura 1 ou o mesmo grupo de sub-bandas para estrutura de sub-banda em banda estreita 300 na figura 3.

Para estrutura de sub-banda de entrelaçamento 100 na figura 1, um piloto FDM pode ser transmitido em um ou mais conjuntos de sub-bandas para permitir ao receptor realizar várias funções como, por exemplo, estimação de canal, rastreamento de frequência, rastreamento de tempo, e assim por diante. Em um primeiro piloto FDM escalonado, símbolos IFDMA de piloto são transmitidos no conjunto de sub-bandas p em alguns períodos de símbolos e no conjunto de sub-bandas $p+S/2$ em outros períodos de símbolos. Por exemplo, se $S=8$, então símbolos IFDMA de piloto podem ser transmitidos utilizando-se um padrão de escalonamento de $\{3, 7\}$, de modo que símbolos IFDMA de piloto sejam enviados no conjunto de sub-bandas 3, a seguir no conjunto de sub-bandas 7, então no conjunto de sub-bandas 3, e assim por diante. Em um segundo piloto FDM escalonado, símbolos IFDMA de piloto são transmitidos no conjunto de sub-bandas $p(t)=[p(t-1)+\Delta p] \bmod S+1$ em período de símbolos t , onde Δp é a diferença entre índices de conjunto de sub-bandas para dois períodos de símbolos consecutivos e $+1$ é para um esquema de indexação que inicia com 1 em vez de 0. Por exemplo, se $S=8$ e $\Delta p=3$, então símbolos IFDMA de piloto

podem ser transmitidos utilizando-se um padrão de escalonamento de {1, 4, 7, 2, 5, 8, 3, 6}, de modo que símbolos IFDMA de piloto sejam enviados no conjunto de sub-bandas 1, a seguir no conjunto de sub-bandas 4, então no conjunto de sub-bandas 7, e assim por diante. Outros padrões de escalonamento podem ser também utilizados. Um piloto FDM escalonado permite ao receptor obter estimativas de ganho de canal para mais sub-bandas, o que pode melhorar estimação de canal e desempenho de detecção.

A figura 8 mostra um processo 800 realizado por um receptor para estimar a resposta do canal de comunicação com base em um piloto TDM ou um piloto CDM enviado pelo transmissor. O receptor obtém um símbolo SC-FDMA para cada período de símbolos e remove o prefixo cíclico no símbolo SC-FDMA recebido (bloco 810). Para IFDMA, o receptor remove a rampa de fase no símbolo SC-FDMA recebido. Para ambos IFDMA e LFDMA, o receptor obtém K símbolos piloto/dados recebidos para o símbolo SC-FDMA.

O receptor então desfaz a TDM ou CDM realizada no piloto (bloco 812). Para o esquema de piloto TDM mostrado na figura 5A, K símbolos piloto recebidos, $r_p(n)$ para $n=1,...,K$, são obtidos para cada símbolo SC-FDMA de piloto. Para o esquema de piloto TDM mostrado na figura 5B, múltiplos símbolos piloto recebidos são obtidos para cada símbolo SC-FDMA contendo o piloto TDM.

Para o esquema de piloto CDM mostrado na figura 5C, M símbolos SC-FDMA recebidos contendo o piloto CDM são processados para recuperar os símbolos piloto, como a seguir:

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r(t_i, n), \text{ para } n=1,...,K, \quad \text{Eq(11)}$$

Onde: $r(t_i, n)$ é uma amostra recebida para o período de amostras n no período de símbolos t_i ;

$w_{p,i}$ é o i -ésimo chip da sequência ortogonal para o piloto; e

5 $r_p(n)$ é um símbolo piloto recebido para o período de amostras n .

A Equação (11) assume que o piloto CDM é transmitido em períodos de símbolos t_1 até t_M , onde M é o comprimento da sequência ortogonal. K símbolos piloto recebidos são obtidos a partir da equação (11) para o piloto CDM.

15 Para o esquema de piloto CDM mostrado na figura 5D, cada símbolo SC-FDMA recebido contendo o piloto CDM é processado para recuperar os símbolos piloto, como a seguir:

$$r_p(n) = \sum_{i=1}^M w_{p,i} \cdot r((n-1) \cdot M + i), \text{ para } n=1, \dots, K/M, \quad \text{Eq(12)}$$

onde $r((n-1) \cdot M + i)$ é uma amostra recebida para o período de amostras $(n-1) \cdot M + i$ no símbolo SC-FDMA recebido com o piloto CDM. K/M símbolos piloto recebidos são obtidos da equação (12) para o piloto CDM.

20 Um canal de comunicação seletivo em frequência causa interferência intersimbólica (ISI). Entretanto, a ISI é restrita a um único símbolo SC-FDMA devido ao prefixo cíclico. Além disso, por causa do prefixo cíclico, uma operação de convolução linear devido à resposta ao impulso de canal se torna efetivamente uma convolução circular, similar a OFDMA. Portanto, é possível realizar estimação de canal, equalização e outras operações no domínio da frequência quando os símbolos piloto e símbolos de dado não

25

30 são enviados no mesmo símbolo SC-FDMA.

Para o esquema TDM mostrado na figura 5A e esquema CDM mostrado na figura 5C, o receptor obtém K símbolos piloto recebidos para cada transmissão de piloto. Uma FFT de K pontos pode ser realizada nos K símbolos pilotos recebidos, $r_p(n)$ para $n=1,...,K$, para obter K valores de piloto recebidos no domínio da frequência, $R_p(k)$ para $k=1,...,K$ (bloco 814). Os valores de piloto recebidos podem ser dados como:

$$R_p(k) = H(k) \cdot P(k) + N(k), \text{ para } k=1,...,K, \quad \text{Eq(13)}$$

onde: $P(k)$ é o valor de piloto transmitido para a sub-banda k ;

$H(k)$ é o ganho complexo para o canal de comunicação para a sub-banda k ;

$R_p(k)$ são os valores de piloto recebidos para a sub-banda k ; e

$N(k)$ é o ruído para a sub-banda k .

A FFT de K pontos provê K valores de piloto recebidos para as K sub-bandas totais. Somente N valores de piloto recebidos para as N sub-bandas utilizadas para transmissão de piloto (que são denominadas sub-bandas de piloto) são retidos, e os K-N valores de piloto recebidos restantes são descartados (bloco 816). Sub-bandas de piloto diferentes são utilizadas para IFDMA e LFDMA e conseqüentemente valores de piloto recebidos diferentes são retidos para IFDMA e LFDMA. Os valores de piloto retidos são indicados como $R_p(k)$ para $k=1,...,N$. Por simplicidade, o ruído pode ser assumido como sendo ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN) com média zero e uma variância de N_0 .

O receptor pode estimar a resposta em frequência de canal utilizando várias técnicas de estimação de canal como uma técnica MMSE, uma técnica de mínimos quadrados (LS) e assim por diante. O receptor deriva estimativas de

ganho de canal para as N sub-bandas de piloto com base nos N valores de piloto recebidos e utilizando a técnica MMSE ou LS (bloco 818). Para a técnica MMSE, uma estimativa de resposta em frequência inicial para o canal de comunicação pode ser derivada com base nos valores de piloto recebidos, como a seguir:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{|P(k)|^2 + N_0}, \text{ para } k=1, \dots, N, \quad \text{Eq(14)}$$

Onde $\hat{H}_{mmse}(k)$ é uma estimativa de ganho de canal para a sub-banda k e "*" denota um conjugado complexo. A estimativa de resposta em frequência inicial contém N ganhos de canal para as N sub-bandas de piloto. A sequência de símbolos piloto pode ser gerada com base em uma sequência polifásica tendo uma resposta em frequência plana. Nesse caso, $|P(k)|=1$ para todos os valores de k, e a equação (14) pode ser expressa como:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = \frac{R_p(k) \cdot P^*(k)}{1 + N_0}, \text{ para } k=1, \dots, N. \quad \text{Eq(15)}$$

O fator de constante $1/(1+N_0)$ pode ser removido para prover uma estimativa de resposta em frequência MMSE não polarizada, que pode ser expressa como:

$$\hat{H}_{mmse}(k) = R_p(k) \cdot P^*(k), \text{ para } k=1, \dots, N. \quad \text{Eq(16)}$$

Para a técnica LS, uma estimativa de respostas em frequência inicial pode ser derivada com base nos valores de piloto recebidos, como a seguir:

$$\hat{H}_{ls}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)}, \text{ para } k=1, \dots, N. \quad \text{Eq(17)}$$

A resposta ao impulso do canal de comunicação pode ser particularizada por L derivações, onde L pode ser bem menor do que N. Isso é, caso um impulso seja aplicado ao canal de comunicação pelo transmissor, então L amostras

de domínio do tempo (na taxa de amostra de BW MHz) seriam suficientes para particularizar a resposta do canal de comunicação com base nesse estímulo de impulso. O número de derivações (L) para a resposta ao impulso de canal depende do espalhamento de retardo do sistema, que é a diferença de tempo entre as ocorrências de sinais de chegada adiantado e atrasado de energia suficiente no receptor. Um espalhamento de retardo mais longo corresponde a um valor maior para L e vice-versa.

Uma estimativa de resposta ao impulso de canal pode ser derivada com base nas N estimativas de ganho de canal e utilizando técnica LS ou MMSE (bloco 820). Uma estimativa de resposta ao impulso de canal de mínimos quadrados com L derivações, $\hat{h}_{ls}(n)$ para $n=1, \dots, L$ pode ser derivada com base na estimativa de resposta em frequência inicial, como a seguir:

$$\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{ls} = (\underline{W}_{N \times L}^H \underline{W}_{N \times L})^{-1} \underline{W}_{N \times L}^H \hat{\underline{H}}_{N \times 1}^{inicial}, \quad \text{Eq(18)}$$

onde $\hat{\underline{H}}_{N \times 1}^{inicial}$ é um vetor $N \times 1$ contendo $\hat{H}_{ls}(k)$ ou $\hat{H}_{mmse}(k)$ para $k=1, \dots, N$;

$\underline{W}_{N \times L}$ é uma sub-matriz de uma matriz Fourier $\underline{W}_{K \times K}$;

$\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{ls}$ é um vetor $L \times 1$ contendo $\hat{h}_{ls}(n)$ para $n=1, \dots, L$; e "H" indica uma transposta conjugada.

A matriz Fourier $\underline{W}_{K \times K}$ é definida de tal modo que a (u, v)-ésima entrada, $f_{u,v}$ seja dada como:

$$f_{u,v} = e^{-j2\pi \frac{(u-1)(v-1)}{K}}, \quad \text{para } u=1, \dots, K \text{ e } v=1, \dots, K, \quad \text{Eq(19)}$$

onde u é um índice de linha e v é um índice de coluna. $\underline{W}_{N \times L}$ contém N linhas de $\underline{W}_{K \times K}$ correspondendo às N sub-bandas de piloto. Cada linha de $\underline{W}_{N \times L}$ contém os primeiros elementos L da linha correspondente de $\underline{W}_{K \times K}$. $\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{ls}$ contém as L derivações

da estimativa de resposta ao impulso de canal de mínimos quadrados.

Uma estimativa de resposta ao impulso de canal MMSE com L derivações, $\hat{h}_{mmse}(n)$ para $n=1,\dots,L$, pode ser derivada com base na estimativa de resposta em frequência inicial, como a seguir:

$$\hat{\underline{h}}_{L \times 1}^{mmse} = \left(\underline{W}_{N \times L}^H \underline{W}_{N \times L} + \underline{N}_{L \times L} \right)^{-1} \underline{W}_{N \times L}^H \hat{\underline{H}}_{N \times 1}^{inicial}, \quad \text{Eq (20)}$$

onde $\underline{N}_{L \times L}$ é uma matriz de auto-covariância $L \times L$ de ruído e interferência. Para ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN), a matriz de auto-covariância pode ser dada como $\underline{N}_{L \times L} = \sigma_n^2 \underline{I}$, onde σ_n^2 é a variância de ruído. Uma IFFT de N pontos também pode ser realizada na estimativa de resposta em frequência inicial para obter uma estimativa de resposta ao impulso de canal com N derivações.

A filtragem e/ou pós-processamento pode ser realizado na estimativa de resposta em frequência inicial e/ou na estimativa de resposta ao impulso de canal para melhorar a qualidade da estimativa de canal, como descrito abaixo (bloco 822). Uma estimativa de resposta em frequência final para todas as K sub-bandas pode ser obtida por (1) enchimento com zero da estimativa de resposta ao impulso de canal de L derivações ou N derivações para o comprimento K e (2) realização de uma FFT de K pontos na estimativa de resposta ao impulso estendida (bloco 824). Uma estimativa de resposta em frequência final para todas as K sub-bandas também pode ser obtida por (1) interpolação das N estimativas de ganho de canal, (2) realização da aproximação de mínimos quadrados nas N estimativas de ganho de canal, ou (3) uso de outras técnicas de aproximação.

Um receptor pode derivar uma estimativa de resposta ao impulso de canal mais longa com base em um

piloto FDM escalonado. Em geral, uma estimativa de resposta ao impulso de canal com L_T derivações pode ser obtida com base em símbolos IFDMA de piloto enviados em L_T sub-bandas diferentes em um ou mais períodos de símbolos. Por exemplo, se $L_T=2N$, então uma estimativa de resposta ao impulso com 2N derivações pode ser obtida com base em dois ou mais símbolos IFDMA de piloto enviados em dois ou mais conjuntos de sub-banda em dois ou mais períodos de símbolos. Uma estimativa de resposta ao impulso de comprimento total com K derivações pode ser obtida se o piloto for transmitido em todos os S conjuntos de sub-banda utilizando um padrão de escalonamento completo.

O receptor pode derivar uma estimativa de resposta ao impulso mais longa de comprimento L_T pela filtragem de estimativas de resposta ao impulso inicial de comprimento N para um número suficiente de conjuntos de sub-banda diferentes. Cada estimativa de resposta ao impulso inicial pode ser derivada com base em um símbolo IFDMA de piloto para um conjunto de sub-bandas. Se o piloto for transmitido em um conjunto de sub-bandas diferente em cada período de símbolos, então a filtragem pode ser realizada sobre um número suficiente de períodos de símbolos para obter a estimativa de resposta ao impulso mais longa.

Para SC-FDMA, a filtragem pode ser realizada em estimativas de resposta em frequência iniciais, estimativas de resposta ao impulso de canal MMSE ou mínimos quadrados, e/ou estimativas de resposta em frequência finais obtidas para diferentes períodos de símbolos a fim de melhorar a qualidade da estimativa de canal. A filtragem pode ser baseada em um filtro de resposta ao impulso finita (FIR), um filtro de resposta ao impulso infinita (IIR), ou algum outro tipo de filtro. Os coeficientes de filtro podem ser

selecionados para obter a quantidade desejada de filtragem, que pode ser selecionada com base em um equilíbrio entre vários fatores como, por exemplo, a desejada qualidade de estimativa de canal, a capacidade de rastrear alterações
 5 rápidas no canal, complexidade de filtro, e assim por diante.

Uma estimativa de resposta em frequência e/ou uma estimativa de resposta ao impulso de canal para o canal de comunicação também pode ser obtida de outras maneiras
 10 utilizando-se outras técnicas de estimação de canal.

Várias operações de pós-processamento podem ser realizadas para melhorar a qualidade da estimativa de canal. Em certos ambientes operacionais, como ambiente de desvanecimento por multipercurso, o canal de comunicação
 15 freqüentemente tem somente um número pequeno de derivações no domínio do tempo. A estimação de canal escrita acima pode prover uma estimativa de resposta ao impulso de canal tendo um grande número de derivações devido a ruído. O pós-processamento tenta remover derivações que resultam de
 20 ruído e reter derivações que resultam do canal efetivo.

Em um esquema de pós-processamento, que é denominado truncamento, somente as primeiras L derivações da estimativa de resposta ao impulso de canal são retidas, e as derivações restantes são substituídas com zeros. Em
 25 outro esquema de pós-processamento, que é denominado limitação, derivações com baixa energia são substituídas com zeros. Em uma modalidade, a limitação é realizada como a seguir:

$$\hat{h}(n) = \begin{cases} 0 & \text{para } |\hat{h}(n)|^2 < h_n, \\ \hat{h}(n) & \text{de outro modo,} \end{cases} \quad \text{para } n = 1, \dots, K, \quad \text{Eq (21)}$$

Onde: $\hat{h}(n)$ é a n-ésima derivação da estimativa de resposta ao impulso de canal, que pode ser igual a $\hat{h}_{mmse}(n)$ ou $\hat{h}_{ls}(n)$; e h_{th} é o limite utilizado para zerar derivações de baixa energia.

O limite h_{th} pode ser computado com base na energia de todas as K derivações ou apenas nas L primeiras derivações da estimativa de resposta ao impulso de canal. O mesmo limite pode ser utilizado para todas as derivações. Alternativamente, limites diferentes podem ser utilizados para derivações diferentes. Por exemplo, um primeiro limite pode ser utilizado para as primeiras L derivações, e um segundo limite (que pode ser mais baixo do que o primeiro limite) pode ser utilizado para as derivações restantes.

Ainda em outro esquema de pós-processamento, que é denominado seleção de derivação, as B melhores derivações da estimativa de resposta ao impulso de canal são retidas, onde $B \geq 1$, e as derivações restantes são ajustadas em zeros. O número de derivações para reter (indicado como B) pode ser um valor fixo ou variável. B pode ser selecionado com base em uma relação de sinal/ruído-e-interferência (SNR) recebida para a transmissão de dados/piloto, a eficiência espectral de um pacote de dados para o qual a estimativa de canal é utilizada, e/ou algum outro parâmetro. Por exemplo, duas melhores derivações podem ser retidas caso a SNR recebida esteja compreendida em uma primeira faixa (por exemplo, de 0 a 5 decibéis (dB)), três melhores derivações podem ser retidas se a SNR recebida estiver compreendida em uma segunda faixa (por exemplo, de 5 a 10 dB), quatro melhores derivações podem ser retidas se a SNR recebida estiver compreendida em uma terceira faixa (por exemplo, de 10 a 15 dB), e assim por diante.

A estimação de canal pode ser realizada no domínio do tempo para o esquema de piloto TDM mostrado na figura 5B, o esquema de piloto CDM mostrado na figura 5D, e outros esquemas de piloto nos quais símbolos piloto e de dados são enviados no mesmo símbolo SC-FDMA. Um estimador rake pode ser utilizado para identificar percursos de sinais fortes, por exemplo, por (1) correlação dos símbolos recebidos com a sequência de piloto transmitida em diferentes deslocamentos de tempo e (2) identificação de deslocamentos de tempo que provêem resultados de correlação alta. A estimação de canal de domínio do tempo provê um conjunto de derivações para uma estimativa de resposta ao impulso de canal para o canal de comunicação.

Para todos os esquemas de piloto, a estimação de canal provê uma estimativa de resposta ao impulso de canal e/ou uma estimativa de resposta em frequência que pode ser utilizada para equalização dos símbolos de dados recebidos. Uma sequência de K símbolos de dados recebidos é obtida para cada símbolo SC-FDMA de dados para o esquema de piloto TDM mostrado na figura 5A e para cada conjunto de M símbolos SC-FDMA recebidos para o esquema de piloto CDM mostrado na figura 5C. A sequência de K símbolos de dados recebidos pode ser equalizada no domínio do tempo ou domínio da frequência.

A equalização de domínio da frequência pode ser realizada como a seguir. Uma FFT de K pontos é primeiramente realizada nos K símbolos de dados recebidos, $r_d(n)$ para $n=1,...,K$, para obter K valores de dados recebidos de domínio da frequência, $R_d(k)$ para $k=1,...,K$. Somente N valores de dados recebidos para as N sub-bandas utilizadas para transmissão de dados são retidos, e os $K-N$ valores de

dados recebidos restantes são descartados. Os valores de dados retidos são indicados como $R_d(k)$ para $k=1,...,N$.

5 A equalização pode ser realizada no domínio da frequência nos N valores de dados recebidos utilizando a técnica MMSE, como a seguir:

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k) \cdot \hat{H}^*(k)}{|\hat{H}(k)|^2 + N_0}, \quad \text{para } k=1,...,N, \quad \text{Eq(22)}$$

onde $R_d(k)$ é o valor de dados recebido para a sub-
banda k ;

10 $\hat{H}(k)$ é a estimativa de ganho de canal para a sub-
banda k , que pode ser igual a $\hat{H}_{mmse}(k)$ ou $\hat{H}_{ls}(k)$; e
 $Z_d(k)$ é o valor de dados equalizado para a sub-
banda k .

15 A equalização também pode ser realizada no domínio da frequência nos N valores de dados recebidos utilizando a técnica de forçar a zero, como a seguir:

$$Z_d(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)}, \quad \text{para } k=1,...,N. \quad \text{Eq(23)}$$

20 Tanto para MMSE como para equalização de forçar a zero, os N valores de dados equalizados, $Z_d(k)$ para $k=1,...,N$, podem ser transformados de volta ao domínio do tempo para obter uma sequência de N estimativas de símbolos de dados, $\hat{d}(n)$ para $n=1,...,N$, que são estimativas dos N símbolos de dados na sequência original.

25 A equalização também pode ser realizada no domínio do tempo na sequência de K símbolos de dados recebidos, como a seguir:

$$z_d(n) = r_d(n) \otimes g(n) \quad \text{Eq(24)}$$

onde $r_d(n)$ denota a sequência de K símbolos de dados recebidos;

$g(n)$ denota uma resposta ao impulso de um equalizador de domínio do tempo;

$z_d(n)$ denota uma sequência de símbolos de dados equalizados k ;

5 \otimes denota uma operação de convolução circular.

A resposta em frequência do equalizador pode ser derivada com base na técnica MMSE como:

$$G(k) = \hat{H}^*(k) / \left(|\hat{H}(k)|^2 + N_0 \right), \quad \text{para } k=1, \dots, N. \quad \text{A resposta em}$$

10 frequência do equalizador pode ser também derivada com base na técnica de forçar a zero como: $G(k) = 1/\hat{H}(k)$, para $k=1, \dots, N$. A resposta em frequência de equalizador pode ser transformada para o domínio do tempo para obter a resposta ao impulso de equalizador, $g(n)$ para $n=1, \dots, N$, que é utilizado para a equalização de domínio do tempo na equação

15 (24).

A sequência de K símbolos de dados equalizados a partir da equação (24) contém S cópias dos símbolos de dados transmitidos. As S cópias podem ser acumuladas em uma base de símbolo de dados por símbolo de dados para obter N

20 estimativas de símbolos de dados, como a seguir:

$$\hat{d}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} z_d(i \cdot N + n), \quad \text{para } n=1, \dots, N. \quad \text{Eq(25)}$$

Alternativamente, a acumulação não é realizada, e N símbolos de dados equalizados para somente uma cópia dos dados transmitidos são providos como as N estimativas de

25 símbolos de dados.

O receptor também pode estimar interferência com base nos valores de piloto recebidos e na estimativa de canal. Por exemplo, a interferência para cada sub-banda pode ser estimada como a seguir:

$$I(k) = |\hat{H}(k) \cdot P(k) - R_p(k)|^2, \quad \text{para } k = 1, \dots, N, \quad \text{Eq(26)}$$

onde $I(k)$ é a estimativa de interferência para a sub-banda k . A estimativa de interferência $I(k)$ pode ser tomada em média sobre todas as N sub-bandas para cada símbolo SC-FDMA a fim de obter uma estimativa de interferência a curto prazo, que pode ser utilizada para demodulação de dados e/ou outras finalidades. A estimativa de interferência a curto prazo pode ser tomada em média sobre múltiplos símbolos SC-FDMA para obter uma estimativa de interferência a longo prazo, que pode ser utilizada para estimar condições operacionais e/ou para outras finalidades.

Outras técnicas também podem ser utilizadas para melhorar a qualidade da estimativa de canal derivada de um piloto TDM ou um piloto CDM. Essas técnicas incluem uma técnica de estimação de canal iterativa e uma técnica de estimação de canal auxiliada por dados.

Para a técnica de estimação de canal iterativa, uma estimativa inicial do canal de comunicação é primeiramente derivada com base nos símbolos piloto recebidos, por exemplo utilizando-se a técnica MMSE ou de mínimos quadrados. A estimativa de canal inicial é utilizada para derivar estimativas de símbolos de dados, como descrito acima. Em uma modalidade, a interferência devido aos símbolos de dados nos símbolos piloto é estimada com base nas estimativas de símbolos de dados $\hat{d}(n)$ e a estimativa de canal inicial $\hat{h}(n)$, por exemplo, como $\hat{i}(n) = \hat{d}(n) \otimes \hat{h}(n)$, onde $\hat{i}(n)$ indica a estimativa de interferência. Em outra modalidade, as estimativas de símbolo de dados são processadas para obter dados decodificados. Os dados decodificados são então processados do mesmo modo realizado no transmissor para obter símbolos

de dados remodulados, que são convoluídos com a estimativa de canal inicial para obter a estimativa de interferência. Para ambas as modalidades, a estimativa de interferência é subtraída dos símbolos piloto recebidos para obter símbolos piloto de interferência cancelada, $r_p^{ic}(n) = r_p(n) - \hat{i}(n)$, que são então utilizados para derivar uma estimativa de canal melhorada. O processo pode ser repetido para qualquer número de iterações a fim de obter estimativas de canal progressivamente melhores. A técnica de estimação de canal iterativa é mais adequada para o esquema de piloto TDM mostrado na figura 5B, os esquemas de piloto CDM mostrados nas figuras 5C e 5D, e outros esquemas de piloto nos quais os símbolos de dados podem causar interferência intersimbólica nos símbolos piloto.

Para a técnica de estimação de canal auxiliada por dados, os símbolos de dados recebidos são utilizados juntamente com os símbolos piloto recebidos para estimação de canal. Uma primeira estimativa de canal é derivada com base nos símbolos piloto recebidos e utilizada para obter estimativas de símbolos de dados. Uma segunda estimativa de canal é então derivada com base nos símbolos de dados recebidos e estimativas de símbolo de dados. Em uma modalidade, os símbolos de dados recebidos $r_d(n)$ são convertidos para valores de dados recebidos de domínio da frequência $R_d(k)$, e as estimativas de símbolos de dados $\hat{d}(n)$ são convertidas em valores de dados de domínio da frequência $\hat{D}(k)$. A segunda estimativa de canal pode ser obtida pela substituição de $R_d(k)$ por $R_p(k)$ e $\hat{D}(k)$ por $P(k)$ nas equações (14) até (18). Em outra modalidade, as estimativas de símbolo de dados são processadas para obter dados decodificados, e os dados decodificados são

processados para obter símbolos de dados remodulados $D_{rm}(k)$. A segunda estimativa de canal pode ser obtida substituindo $R_d(k)$ por $R_p(k)$ e $D_{rm}(k)$ por $P(k)$ nas equações (14) até (18).

5 As duas estimativas de canal obtidas com os símbolos piloto recebidos e os símbolos de dados recebidos são combinadas para obter uma estimativa de canal geral melhorada. Essa combinação pode ser realizada, por exemplo, como a seguir:

$$10 \quad \hat{H}_{geral}(k) = \hat{H}_{piloto}(k) \cdot C_p(k) + \hat{H}_{dados}(k) \cdot C_d(k), \quad \text{para } k=1, \dots, N, \quad \text{Eq (27)}$$

onde $\hat{H}_{piloto}(k)$ é a estimativa de canal obtida baseada nos símbolos piloto recebidos;

$\hat{H}_{dados}(k)$ é a estimativa de canal obtida com base nos símbolos de dados recebidos;

15 $C_p(k)$ e $C_d(k)$ são fatores de ponderação para piloto e dados, respectivamente; e

$\hat{H}_{geral}(k)$ é a estimativa de canal geral.

Em geral, $\hat{H}_{geral}(k)$ pode ser derivada com base em qualquer função de $\hat{H}_{piloto}(k)$, $\hat{H}_{dados}(k)$, na confiança na segurança das
 20 estimativas de símbolos de dados, e/ou outros fatores. O processo descrito acima pode ser realizado em um modo iterativo. Para cada iteração, $\hat{H}_{geral}(k)$ é atualizado com base na estimativa de canal obtida a partir das estimativas de símbolos de dados, e a $\hat{H}_{geral}(k)$ atualizada é utilizada
 25 para derivar novas estimativas de símbolos de dados. A técnica de estimação de canal auxiliada por dados pode ser utilizada para todos os esquemas de piloto, incluindo os esquemas de piloto CDM e TDM mostrados nas figuras 5A até 5D.

A figura 9 mostra um diagrama de blocos de um transmissor 910 e um receptor 950. Para o link direto, o transmissor 910 é parte de uma estação base e receptor 950 é parte de um dispositivo sem fio. Para o link reverso, o transmissor 910 é parte de um dispositivo sem fio e o receptor 950 é parte de uma estação base. Uma estação base é geralmente uma estação fixa e pode também ser chamada de um sistema transceptor base (BTS), um ponto de acesso, ou alguma outra terminologia. Um dispositivo sem fio pode ser fixo ou móvel e pode também ser chamado de um terminal de usuário, uma estação móvel ou alguma outra terminologia.

No transmissor 910, um processador de dados e piloto TX 920 processa dados de tráfego para obter símbolos de dados, gera símbolos piloto, e provê os símbolos de dados e símbolos piloto. Um modulador SC-FDMA 930 multiplexa os símbolos de dados e símbolos piloto utilizando TDM e/ou CDM e realiza modulação SC-FDMA (por exemplo, para IFDMA, LFDMA e assim por diante) para gerar símbolos SC-FDMA. Uma unidade transmissora (TMTR) 932 processa (por exemplo, converte em analógico, amplifica, filtra, e converte ascendentemente em frequência) os símbolos SC-FDMA e gera um sinal modulado por radiofrequência (RF), que é transmitido via uma antena 934.

No receptor 950, uma antena 952 recebe o sinal transmitido e provê um sinal recebido. Uma unidade receptora (RCVR) 954 condiciona (por exemplo, filtra, amplifica, converte descendentemente em frequência e digitaliza) o sinal recebido para gerar um fluxo de amostras recebidas. Um demodulador de SC-FDMA 960 processa as amostras recebidas e obtém símbolos de dados recebidos e símbolos piloto recebidos. Um estimador de canal/processador 980 deriva uma estimativa de canal com base nos símbolos piloto recebidos. O demodulador SC-FDMA

960 realiza equalização nos símbolos de dados recebidos com a estimativa de canal e provê estimativas de símbolo de dados. Um processador de dados de recepção (RX) 970 demapeia em símbolos, deintercala e decodifica as
5 estimativas de símbolos de dados e provê dados decodificados. Em geral, o processamento por demodulador SC-FDMA 960 e processador de dados RX 970 é complementar ao processamento por modulador SC-FDMA 930 e processador de dados e piloto TX 920, respectivamente, no transmissor 910.

10 Os controladores 940 e 990 orientam a operação de várias unidades de processamento no transmissor 910 e receptor 950, respectivamente. Unidades de memória 942 e 992 armazenam códigos de programa e dados utilizados pelos controladores 940 e 990, respectivamente.

15 A figura 10A mostra um diagrama de blocos de um processador de dados e piloto TX 920a, que é uma modalidade do processador 920 na figura 9 e pode ser utilizado para os esquemas de piloto TDM. No processador 920a, dados de tráfego são encodificados por um encodificador 1012,
20 intercalados por um intercalador 1014, e mapeados em símbolos de dados por um mapeador de símbolos 1016. Um gerador de piloto 1020 gera símbolos piloto, por exemplo, baseado em uma sequência polifásica. Um multiplexor (Mux) 1022 recebe e multiplexa os símbolos de dados com os
25 símbolos piloto com base em um controle TDM e provê um fluxo de símbolos de dados e piloto multiplexados.

A figura 10B mostra um diagrama de bloco de um processador de dados e piloto TX 920b, que é outra modalidade do processador 920 na figura 9 e pode ser
30 utilizado para os esquemas de piloto CDM. No processador 920b, dados de tráfego são encodificados pelo encodificador 1012, intercalados pelo intercalador 1014, e mapeados em símbolos de dados pelo mapeador de símbolos 1016. Um

multiplicador 1024a multiplica cada símbolo de dados com os
 M chips da sequência ortogonal $\{W_d\}$ para dados e provê M
 símbolos de dados graduados. Similarmente, um multiplicador
 1024b multiplica cada símbolo piloto com os M chips da
 5 sequência ortogonal $\{W_p\}$ para piloto e provê M símbolos
 piloto graduados. Um somador 1026 soma os símbolos de dados
 graduados com os símbolos pilotos graduados, por exemplo,
 como mostrado na figura 5C ou 5D, e provê símbolos
 combinados.

10 A figura 11A mostra um modulador SC-FDMA 930a
 para IFDMA, que é uma modalidade do modulador SC-FDMA 930
 na figura 9. No modulador 930a, uma unidade de repetição
 1112 repete uma sequência original de símbolos de
 dados/piloto S vezes para obter uma sequência de K símbolos
 15 estendida. Uma unidade de rampa de fase 1114 aplica uma
 rampa de fase à sequência de símbolos estendida para gerar
 uma sequência traduzida em frequência de símbolos de saída.
 A rampa de fase é determinada pelo conjunto de sub-bandas u
 utilizado para transmissão. Um gerador de prefixo cíclico
 20 1116 anexa um prefixo cíclico à sequência de símbolos
 traduzidos em frequência para gerar um símbolo IFDMA.

A figura 11B mostra um modulador SC-FDMA 930b
 para LFDMA, que é outra modalidade do modulador SC-FDMA 930
 na figura 9. No modulador 930b, uma unidade FFT 1122
 25 realiza uma FFT de N pontos em uma sequência original de
 símbolos de dados/piloto para obter uma sequência de N
 símbolos de domínio da frequência. Um mapeador de símbolos
 para sub-banda 1124 mapeia os N símbolos de domínio da
 frequência nas N sub-bandas utilizadas para transmissão e
 mapeia K-N símbolos zero nas K-N sub-bandas restantes. Uma
 30 unidade IFFT 1126 realiza uma IFFT de K pontos nos K
 símbolos a partir do mapeador 1124 e provê uma sequência de
 K símbolos de saída de domínio do tempo. Um gerador de

prefixo cíclico 1128 anexa um prefixo cíclico à sequência de símbolos de saída para gerar um símbolo LFDMA.

5 A figura 12A mostra um diagrama de blocos de um demodulador de SC-FDMA 960a, que é uma modalidade do demodulador 960 na figura 9 e pode ser utilizado para os esquemas de piloto IFDMA TDM. No demodulador SC-FDMA 960a, uma unidade de remoção de prefixo cíclico 1212 remove o prefixo cíclico para cada símbolo IFDMA recebido. Uma unidade de remoção de rampa de fase 1214 remove a rampa de fase em cada símbolo IFDMA recebido. A remoção de rampa de fase pode ser também realizada pela conversão descendente de frequência de RF para banda base. Um demultiplexador (Demux) 1220 recebe a saída da unidade 1214, e provê símbolos de dados recebidos para um equalizador 1230, e provê símbolos piloto recebidos para o estimador de canal 15 980. O estimador de canal 980 deriva uma estimativa de canal com base nos símbolos piloto recebidos, por exemplo, utilizando a técnica MMSE ou de mínimos quadrados. O equalizador 1230 realiza equalização nos símbolos de dados recebidos com a estimativa de canal no domínio do tempo ou domínio da frequência e provê símbolos de dados equalizados. Um acumulador 1232 acumula símbolos de dados equalizados correspondendo a múltiplas cópias do mesmo símbolo de dados transmitido e provê estimativas de 20 símbolos de dados.

25 A figura 12B mostra um diagrama de blocos de um demodulador SC-FDMA 960b, que é outra modalidade do demodulador 960 na figura 9 e pode ser utilizado para os esquemas de piloto IFDMA CDM. O demodulador SC-FDMA 960b inclui um canalizador de dados que recupera os símbolos de dados transmitidos e um canalizador de piloto que recupera os símbolos piloto transmitidos. Para o canalizador de dados, um multiplicador 1224a multiplica a saída da unidade 30

1214 com os M chips da sequência ortogonal de dados $\{w_d\}$ e provê símbolos de dados graduados. Um acumulador 1226a acumula M símbolos de dados graduados para cada símbolo de dados transmitido e provê um símbolo de dados recebido. Para o canalizador de piloto, um multiplicador 1224b multiplica a saída da unidade 1214 com os M chips da sequência ortogonal de piloto $\{w_p\}$ e provê M símbolos piloto graduados para cada símbolo piloto transmitido, que são acumulados por um acumulador 1226b para obter um símbolo piloto recebido para o símbolo piloto transmitido. O processamento por unidades subseqüentes no demodulador SC-FDMA 960b é conforme descrito acima para o demodulador SC-FDMA 960a.

A figura 13A mostra um diagrama de blocos de um demodulador SC-FDMA 960c, que é ainda outra modalidade do demodulador 960 na figura 9 e pode ser utilizado para os esquemas de piloto LFDMA TDM. No demodulador SC-FDMA 960c, uma unidade de remoção de prefixo cíclico 1312 remove o prefixo cíclico para cada símbolo LFDMA recebido. Uma unidade FFT 1314 realiza uma FFT de K pontos em um símbolo LFDMA após remoção do prefixo cíclico e provê K valores de domínio da frequência. Um demapeador de sub-banda para símbolo 1316 recebe os K valores de domínio da frequência, provê N valores de domínio da frequência para as N sub-bandas utilizadas para transmissão, e descarta os valores de domínio da frequência restantes. Uma unidade IFFT 1318 realiza uma FFT de N pontos nos N valores de domínio da frequência a partir do demapeador 1316 e provê N símbolos recebidos. Um demultiplexador 1320 recebe a saída da unidade 1318, provê símbolos de dados recebidos para um equalizador 1330, e provê símbolos piloto recebidos para o estimador de canal 980. O equalizador 1330 realiza equalização nos símbolos de dados recebidos no domínio do

tempo ou no domínio da frequência com uma estimativa de canal do estimador de canal 980 e provê estimativas de símbolo de dados.

A figura 13B mostra um diagrama de blocos de um demodulador SC-FDMA 960d, que é ainda outra modalidade do demodulador 960 na figura 9 e pode ser utilizado para esquemas de piloto LFDMA CDM. O demodulador SC-FDMA 960d inclui um canalizador de dados que recupera os símbolos de dados transmitidos e um canalizador de piloto que recupera os símbolos piloto transmitidos. Para o canalizador de dados, um multiplicador 1324a multiplica a saída da unidade IFFT 1318 com os M chips da sequência ortogonal de dados $\{w_d\}$ e provê símbolos de dados graduados. Um acumulador 1326a acumula M símbolos de dados graduados para cada símbolo de dados transmitido e provê um símbolo de dados recebido. Para o canalizador de piloto, um multiplicador 1324b multiplica a saída da unidade IFFT 1318 com os M chips da sequência piloto ortogonal $\{w_p\}$ e provê M símbolos piloto graduados para cada símbolo piloto transmitido, que são acumulados por um acumulador 1326b para obter um símbolo piloto recebido para o símbolo piloto transmitido. O processamento por unidades subsequentes no demodulador SC-FDMA 960d é conforme descrito acima para o demodulador SC-FDMA 960c.

As técnicas de transmissão de piloto e estimação de canal descritas aqui podem ser implementadas por vários meios. Por exemplo, essas técnicas podem ser implementadas em hardware, software, ou uma combinação dos mesmos. Para uma implementação em hardware, as unidades de processamento utilizadas para gerar e transmitir um piloto em um transmissor (por exemplo, cada uma dentre as unidades de processamento mostradas nas figuras 9 até 13B, ou uma combinação das unidades de processamento) podem ser

implementadas em um ou mais circuitos integrados de aplicação específica (ASICs), processadores digitais de sinais (DSPs), dispositivos de processamento de sinais digitais (DSPDs), dispositivos de lógica programável (PLDs), arranjos de porta programável em campo (FPGAs),
5 processadores, controladores, microcontroladores, microprocessadores, dispositivos eletrônicos, outras unidades eletrônicas projetadas para realizar as funções descritas aqui, ou uma combinação dos mesmos. As unidades
10 de processamento utilizadas para realizar estimação de canal em um receptor podem ser também implementadas em um ou mais ASICs, DSPs, dispositivos eletrônicos e assim por diante.

Para uma implementação em software, as técnicas
15 podem ser implementadas com módulos (por exemplo, procedimentos, funções e assim por diante) que realizam as funções descritas aqui. Os códigos de software podem ser armazenados em uma unidade de memória (por exemplo, unidade de memória 942 ou 992 na figura 9) e executados por um
20 processador (por exemplo, controlador 940 ou 990). A unidade de memória pode ser implementada dentro do processador ou fora do processador.

A descrição anterior das modalidades reveladas é provida para permitir que qualquer pessoa versada na
25 técnica faça ou utilize a presente invenção. Várias modificações nessas modalidades ficarão prontamente evidentes àqueles versados na técnica, e os princípios genéricos definidos aqui podem ser aplicados em outras modalidades sem se afastar do espírito ou escopo da
30 invenção. Desse modo, a presente invenção não pretende ser limitada às modalidades mostradas aqui, porém deve ser acordado o escopo mais amplo compatível com os princípios e aspectos novos aqui revelados.

REIVINDICAÇÕES

1. Equipamento, compreendendo:

um processador operativo para formar uma primeira
seqüência de símbolos piloto com base em uma seqüência
5 polifásica; e

um modulador operativo para, com base na primeira
seqüência de símbolos piloto, obter uma segunda seqüência
de símbolos piloto para transmissão via um canal de
comunicação.

10 2. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1,
no qual o modulador é operativo para aplicar uma rampa de
fase na segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma
terceira seqüência de símbolos de saída.

15 3. Equipamento, de acordo com a reivindicação 2,
no qual o modulador é adicionalmente operativo para
utilizar pelo menos duas inclinações de fase diferentes
para a rampa de fase em pelo menos dois períodos de símbolo
diferentes para transmitir a primeira seqüência de símbolos
piloto em pelo menos dois conjuntos diferentes de sub-
20 bandas de freqüência.

4. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1,
no qual o modulador é operativo para anexar um prefixo
cíclico à segunda seqüência de símbolos piloto para obter
uma terceira seqüência de símbolos de saída apropriados
25 para transmissão em domínio do tempo via o canal de
comunicação.

5. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1,
no qual a seqüência polifásica possui um envelope constante
em domínio do tempo e uma resposta espectral plana em
30 domínio da freqüência.

6. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1,
no qual o processador é operativo para formar uma primeira
seqüência de símbolos de dados, multiplexar a primeira

seqüência de símbolos de dados em um primeiro período de símbolos e multiplexar a primeira seqüência de símbolos piloto em um segundo período de símbolos.

5 7. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, no qual o processador é operativo para formar uma primeira seqüência de símbolos de dados, multiplexar a primeira seqüência de símbolos piloto com a primeira seqüência de símbolos de dados, e prover uma seqüência de símbolos piloto e de dados multiplexados.

10 8. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, no qual o processador é operativo para formar uma primeira seqüência de símbolos de dados, multiplicar a primeira seqüência de símbolos de dados com uma primeira seqüência ortogonal para obter uma pluralidade de seqüências de
15 símbolos de dados graduados, multiplicar a primeira seqüência de símbolos piloto com uma segunda seqüência ortogonal para obter uma pluralidade de seqüências de símbolos piloto graduados, e combinar a pluralidade de seqüências de símbolos de dados graduados com a pluralidade
20 de seqüências de símbolos piloto graduados para obter uma pluralidade de seqüências de símbolos combinados.

 9. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, no qual o processador é operativo para formar uma primeira seqüência de símbolos de dados, multiplicar a primeira
25 seqüência de símbolos de dados com uma primeira seqüência ortogonal para obter uma seqüência de símbolos de dados graduados, multiplicar a primeira seqüência de símbolos piloto com uma segunda seqüência ortogonal para obter uma seqüência de símbolos piloto graduados, e combinar a
30 seqüência de símbolos de dados graduados com a seqüência de símbolos piloto graduados para obter uma seqüência de símbolos combinados.

10. Equipamento, de acordo com a reivindicação 1, no qual a primeira seqüência de símbolos piloto é enviada em um primeiro conjunto de sub-bandas de freqüência e em que símbolos de dados são enviados em um segundo conjunto de sub-bandas de freqüência contendo mais sub-bandas de freqüência do que o primeiro conjunto.

11. Método para gerar um piloto em um sistema de comunicação, compreendendo as etapas de:

formar uma primeira seqüência de símbolos piloto com base em uma seqüência polifásica; e

obter, com base na primeira seqüência de símbolos piloto, uma segunda seqüência de símbolos piloto para transmissão via um canal de comunicação.

12. Método, de acordo com a reivindicação 11, compreendendo adicionalmente:

aplicar uma rampa de fase à segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída.

13. Método, de acordo com a reivindicação 11, compreendendo adicionalmente:

anexar um prefixo cíclico à segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída; e

transmitir a terceira seqüência de símbolos de saída em domínio do tempo via o canal de comunicação.

14. Equipamento, compreendendo:

mecanismos para formar uma primeira seqüência de símbolos piloto com base em uma seqüência polifásica; e

mecanismos para obter, com base na primeira seqüência de símbolos piloto, uma segunda seqüência de símbolos piloto apropriados para transmissão via um canal de comunicação.

15. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, compreendendo adicionalmente:

5 mecanismos para aplicar uma rampa de fase à segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída.

16. Equipamento, de acordo com a reivindicação 14, compreendendo adicionalmente:

10 mecanismos para anexar um prefixo cíclico à segunda seqüência de símbolos piloto para obter uma terceira seqüência de símbolos de saída; e

 mecanismos para transmitir a terceira seqüência de símbolos de saída em domínio do tempo via o canal de comunicação.

17. Equipamento, compreendendo:

15 um processador operativo para formar uma primeira seqüência de símbolos piloto com base em uma seqüência polifásica; e

20 um modulador operativo para transformar a primeira seqüência de símbolos piloto em domínio da freqüência para obter uma segunda seqüência de símbolos de domínio da freqüência, formar uma terceira seqüência de símbolos com a segunda seqüência de símbolos de domínio da freqüência mapeados sobre um grupo de sub-bandas de freqüência utilizadas para transmissão de piloto, e
25 transformar a terceira seqüência de símbolos em domínio do tempo para obter uma quarta seqüência de símbolos de saída para transmissão via um canal de comunicação.

30 18. Equipamento, de acordo com a reivindicação 17, no qual o modulador é operativo para anexar um prefixo cíclico à quarta seqüência de símbolos piloto para obter uma quinta seqüência de símbolos de saída apropriados para transmissão em domínio do tempo via o canal de comunicação.

19. Equipamento, de acordo com a reivindicação 17, no qual a sequência polifásica tem um envelope constante no domínio do tempo e uma resposta espectral plana no domínio da frequência.

5 20. Equipamento, de acordo com a reivindicação 17, no qual os símbolos de dados são enviados em um segundo grupo de sub-bandas de frequência contendo mais sub-bandas de frequência do que o grupo de sub-bandas de frequência utilizadas para transmissão de piloto.

10 21. Equipamento, compreendendo:

 um processador operativo para formar uma sequência de símbolos piloto, formar uma sequência de símbolos de dados, e multiplexar por divisão de tempo a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto; e

15 um modulador operativo para gerar pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA) baseado nos símbolos de dados e símbolos piloto multiplexados por divisão de tempo.

20 22. Equipamento, de acordo com a reivindicação 21, no qual o processador é operativo para multiplexar a sequência de símbolos de dados em um primeiro período de símbolos e multiplexar a sequência de símbolos piloto em um segundo período de símbolos, e no qual o modulador é

25 operativo para gerar um primeiro símbolo SC-FDMA para a sequência de símbolos de dados no primeiro período de símbolos e gerar um segundo símbolo SC-FDMA para a sequência de símbolos piloto no segundo período de símbolos.

30 23. Equipamento, de acordo com a reivindicação 21, no qual o processador é operativo para multiplexar a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto em períodos de amostra diferentes de um período de

símbolos, e em que o modulador é operativo para gerar um símbolo SC-FDMA para os símbolos de dados e piloto multiplexados para o período de símbolos.

24. Equipamento, compreendendo:

5 mecanismos para formar uma sequência de símbolos piloto;

 mecanismos para formar uma sequência de símbolos de dados;

10 mecanismos para multiplexar por divisão de tempo a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto; e

15 mecanismos para gerar pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA) com base nos símbolos de dados e símbolos piloto multiplexados por divisão de tempo.

25. Equipamento, de acordo com a reivindicação 24, no qual os mecanismos para multiplexar por divisão de tempo a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto compreendem:

20 mecanismos para multiplexar a sequência de símbolos de dados em um primeiro período de símbolos; e

 mecanismos para multiplexar a sequência de símbolos piloto em um segundo período de símbolos.

25 26. Equipamento, de acordo com a reivindicação 24, no qual os mecanismos para multiplexar por divisão de tempo a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto compreendem:

30 mecanismos para multiplexar a sequência de símbolos de dados e a sequência de símbolos piloto em diferentes períodos de amostra de um período de símbolos.

27. Equipamento, compreendendo:

um processador operativo para formar uma sequência de símbolos piloto e formar uma sequência de símbolos de dados; e

5 um modulador operativo para gerar um piloto de banda larga com base na sequência de símbolos piloto, gerar pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA) com base na sequência de símbolos de dados, e multiplexar por divisão de tempo o piloto de banda larga e o pelo menos um símbolo
10 SC-FDMA.

28. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, no qual o processador é operativo para formar a sequência de símbolos piloto com base em uma sequência de número pseudo-aleatório (PN).

15 29. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, no qual o modulador é operativo para gerar pelo menos um símbolo FDMA intercalado (IFDMA) ou pelo menos um símbolo FDMA localizado (LFDMA) para a sequência de símbolos de dados.

20 30. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, no qual o piloto de banda larga é pseudo-aleatório com relação a pelo menos um outro piloto de banda larga a partir de pelo menos um outro transmissor.

25 31. Equipamento, de acordo com a reivindicação 27, no qual o piloto de banda larga é alinhado em tempo com pelo menos um outro piloto de banda larga a partir de pelo menos um outro transmissor.

32. Equipamento, compreendendo:

30 um demodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA) via um canal de comunicação e processar o pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos de domínio do tempo; e

um processador operativo para transformar os símbolos piloto recebidos para obter valores de piloto de domínio da frequência e derivar uma estimativa de resposta em frequência para o canal de comunicação com base nos valores de piloto de domínio da frequência e utilizar uma técnica de mínimo erro quadrático médio (MMSE) ou uma técnica de mínimos quadrados (LS).

33. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, no qual o processador é operativo para derivar uma estimativa de resposta ao impulso de canal para o canal de comunicação com base na estimativa de resposta em frequência.

34. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, no qual o processador é operativo para filtrar a estimativa de resposta em frequência.

35. Equipamento, de acordo com a reivindicação 33, no qual o processador é operativo para filtrar a estimativa de resposta ao impulso de canal.

36. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, no qual o processador é operativo para derivar estimativas de resposta em frequência para símbolos SC-FDMA enviados em pelo menos dois conjuntos de sub-bandas de frequência, derivar estimativas de resposta ao impulso de canal com base nas estimativas de resposta em frequência, e filtrar as estimativas de resposta ao impulso de canal para obter uma estimativa de resposta ao impulso de canal estendida tendo mais derivações do que cada uma das estimativas de resposta ao impulso de canal.

37. Equipamento, de acordo com a reivindicação 33, no qual o processador é operativo para reter um número predeterminado de derivações na estimativa de resposta ao impulso de canal e ajustar derivações restantes na estimativa de resposta ao impulso de canal em zero.

38. Equipamento, de acordo com a reivindicação 37, no qual o processador é operativo para selecionar o número predeterminado de derivações com base em uma relação sinal/ruído-e-interferência (SNR) ou uma eficiência espectral para uma transmissão de dados via o canal de comunicação.

39. Equipamento, de acordo com a reivindicação 33, no qual o processador é operativo para reter derivações na estimativa de resposta ao impulso de canal que excedem um limite predeterminado e ajustar derivações restantes na estimativa de resposta ao impulso de canal em zero.

40. Equipamento, de acordo com a reivindicação 33, no qual o processador é operativo para reter primeiras L derivações na estimativa de resposta ao impulso de canal e ajustar derivações restantes na estimativa de resposta ao impulso de canal em zero, onde L é um número inteiro maior ou igual a um.

41. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, no qual o demodulador é operativo para demultiplexar símbolos recebidos no pelo menos um símbolo SC-FDMA em símbolos de dados recebidos e símbolos pilotos recebidos.

42. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, no qual o demodulador é operativo para processar o pelo menos um símbolo SC-FDMA com uma sequência ortogonal para piloto para obter os símbolos piloto recebidos.

43. Equipamento, de acordo com a reivindicação 32, compreendendo adicionalmente:

um equalizador operativo para equalizar símbolos de dados recebidos com base na estimativa de resposta em frequência.

44. Equipamento, compreendendo:

mecanismos para processar pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única

portadora (SC-FDMA) recebido via um canal de comunicação para obter símbolos piloto recebidos;

5 mecanismos para transformar os símbolos piloto recebidos para obter valores de piloto de domínio da frequência; e

10 mecanismos para derivar uma estimativa de resposta em frequência para o canal de comunicação com base nos valores de piloto de domínio da frequência e utilizar uma técnica de mínimo erro quadrático médio (MMSE) ou uma técnica de mínimos quadrados (LS).

45. Equipamento, de acordo com a reivindicação 44, compreendendo adicionalmente:

15 mecanismos para derivar uma estimativa de resposta ao impulso de canal para o canal de comunicação com base na estimativa de resposta em frequência; e

mecanismos para ajustar pelo menos uma derivação da estimativa de resposta ao impulso de canal em zero.

46. Equipamento, de acordo com a reivindicação 44, compreendendo adicionalmente:

20 mecanismos para filtrar pelo menos duas estimativas de resposta em frequência derivadas de pelo menos dois símbolos SC-FDMA para pelo menos dois períodos de símbolos.

47. Equipamento, compreendendo:

25 um demodulador operativo para receber um piloto formado com base em uma sequência de símbolos pilotos gerados com uma sequência polifásica e processar o piloto recebido para obter símbolos piloto recebidos; e

30 um processador operativo para acumular símbolos pilotos recebidos.

48. Equipamento, compreendendo:

um demodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de

única portadora (SC-FDMA) via um canal de comunicação e para demultiplexar por divisão de tempo símbolos recebidos no pelo menos em um símbolo SC-FDMA em símbolos de dados recebidos e símbolos piloto recebidos; e

5 um processador operativo para derivar uma estimativa de canal para o canal de comunicação com base nos símbolos piloto recebidos.

49. Equipamento, compreendendo:

10 um demodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA) via um canal de comunicação e processar o pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos; e

15 um processador operativo para derivar uma estimativa de canal para o canal de comunicação com base nos símbolos piloto recebidos e utilizando uma técnica de mínimos quadrados (LS).

50. Equipamento, compreendendo:

20 um demodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA) via um canal de comunicação e processar o pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos de domínio do tempo; e

25 um processador operativo para identificar pelo menos uma derivação de uma estimativa de resposta ao impulso de canal para o canal de comunicação por correlação dos símbolos piloto recebidos com símbolos piloto transmitidos em diferentes deslocamentos de tempo.

30 51. Equipamento, de acordo com a reivindicação 50, no qual pelo menos um símbolo SC-FDMA compreende símbolos piloto e símbolos de dados multiplexados através de períodos de amostra, e em que o demodulador é operativo

para demultiplexar os símbolos pilotos recebidos e símbolos de dados recebidos no pelo menos um símbolo SC-FDMA.

52. Equipamento, compreendendo:

5 um demodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA) via um canal de comunicação, processar o pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos e símbolos de dados recebidos, e processar os símbolos de dados recebidos com uma primeira
10 estimativa de canal para o canal de comunicação para obter estimativas de símbolos de dados; e

um primeiro processador operativo para derivar a primeira estimativa de canal com base nos símbolos piloto recebidos, estimar interferência devido aos símbolos de dados recebidos com base na primeira estimativa de canal e
15 nas estimativas de símbolos de dados, derivar símbolos piloto com interferência cancelada com base nos símbolos piloto recebidos e na interferência estimada, e derivar uma segunda estimativa de canal com base nos símbolos piloto
20 com interferência cancelada.

53. Equipamento, de acordo com a reivindicação 52, compreendendo adicionalmente:

um segundo processador operativo para processar as estimativas de símbolos de dados para obter dados decodificados e processar os dados decodificados para obter
25 símbolos de dados remodulados, e em que o primeiro processador é operativo para estimar a interferência com base nos símbolos de dados remodulados.

54. Equipamento, de acordo com a reivindicação 52, no qual o demodulador e primeiro processador são operativos para derivar as estimativas de símbolos de dados, estimar a interferência, derivar os símbolos piloto
30

com interferência cancelada, e derivar a segunda estimativa de canal para uma pluralidade de iterações.

55. Equipamento, compreendendo:

5 um demodulador operativo para receber pelo menos um símbolo de acesso múltiplo por divisão de frequência de única portadora (SC-FDMA) via um canal de comunicação e processar o pelo menos um símbolo SC-FDMA para obter símbolos piloto recebidos e símbolos de dados recebidos; e

10 um primeiro processador operativo para derivar uma primeira estimativa de canal para o canal de comunicação com base nos símbolos piloto recebidos, derivar uma segunda estimativa de canal com base nos símbolos de dados recebidos, e derivar uma terceira estimativa de canal com base nas primeira e segunda estimativas de canal.

15 56. Equipamento, de acordo com a reivindicação 55, no qual o demodulador é operativo para processar os símbolos de dados recebidos com a primeira estimativa de canal para obter estimativas de símbolos de dados.

20 57. Equipamento, de acordo com a reivindicação 56, no qual o primeiro processador é operativo para derivar a segunda estimativa de canal com base nos símbolos de dados recebidos e nas estimativas de símbolos de dados.

58. Equipamento, de acordo com a reivindicação 56, compreendendo adicionalmente:

25 um segundo processador operativo para processar as estimativas de símbolos de dados para obter dados decodificados e processar os dados decodificados para obter símbolos de dados remodulados, e em que o primeiro processador é operativo para derivar a segunda estimativa de canal com base nos símbolos de dados recebidos e nos
30 símbolos de dados remodulados.

59. Equipamento, de acordo com a reivindicação 55, no qual o primeiro processador é operativo para derivar

a terceira estimativa de canal com base em uma função da primeira estimativa de canal, segunda estimativa de canal, e uma indicação de confiança em segurança das estimativas de símbolos de dados.

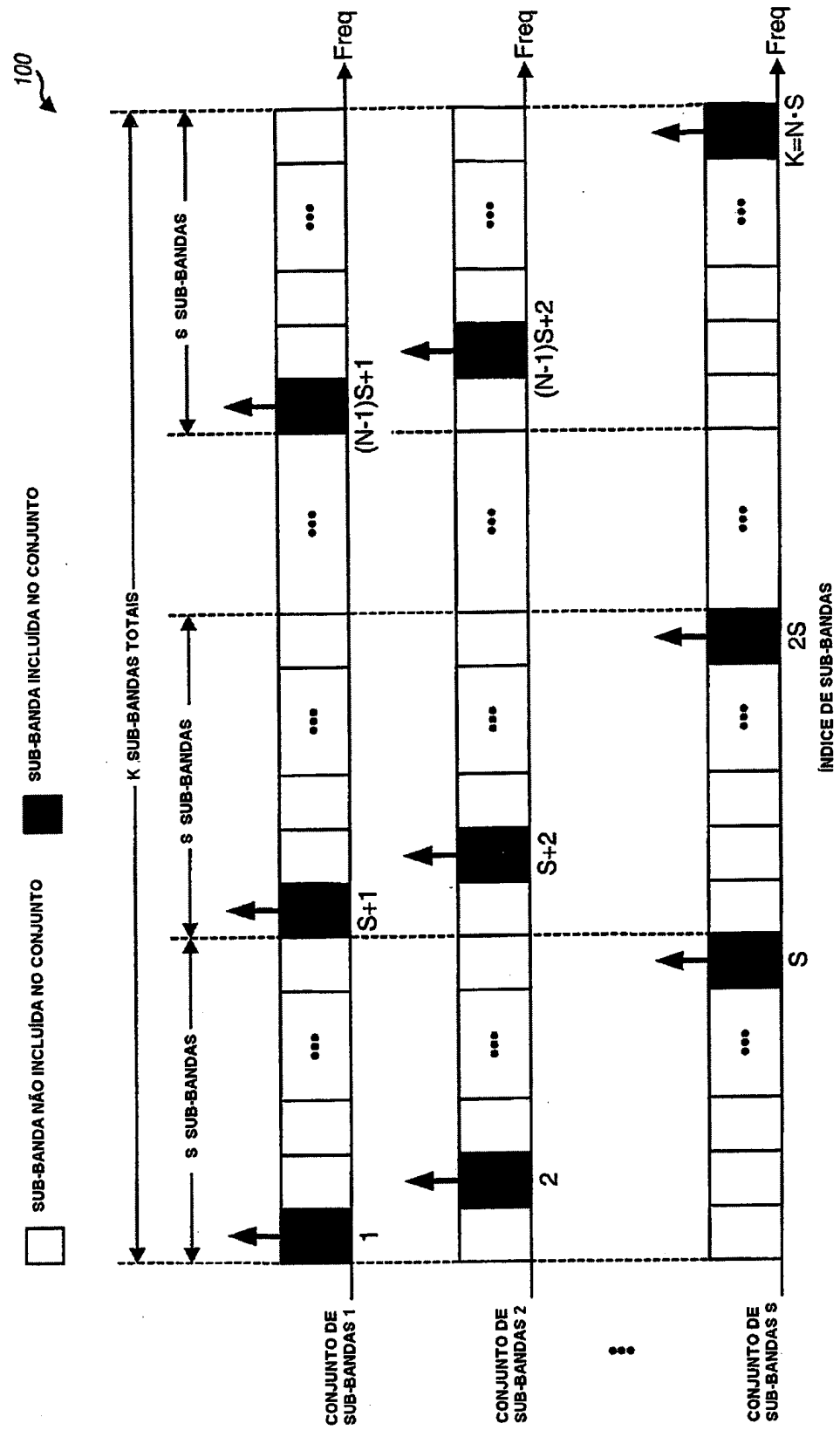


FIG. 1

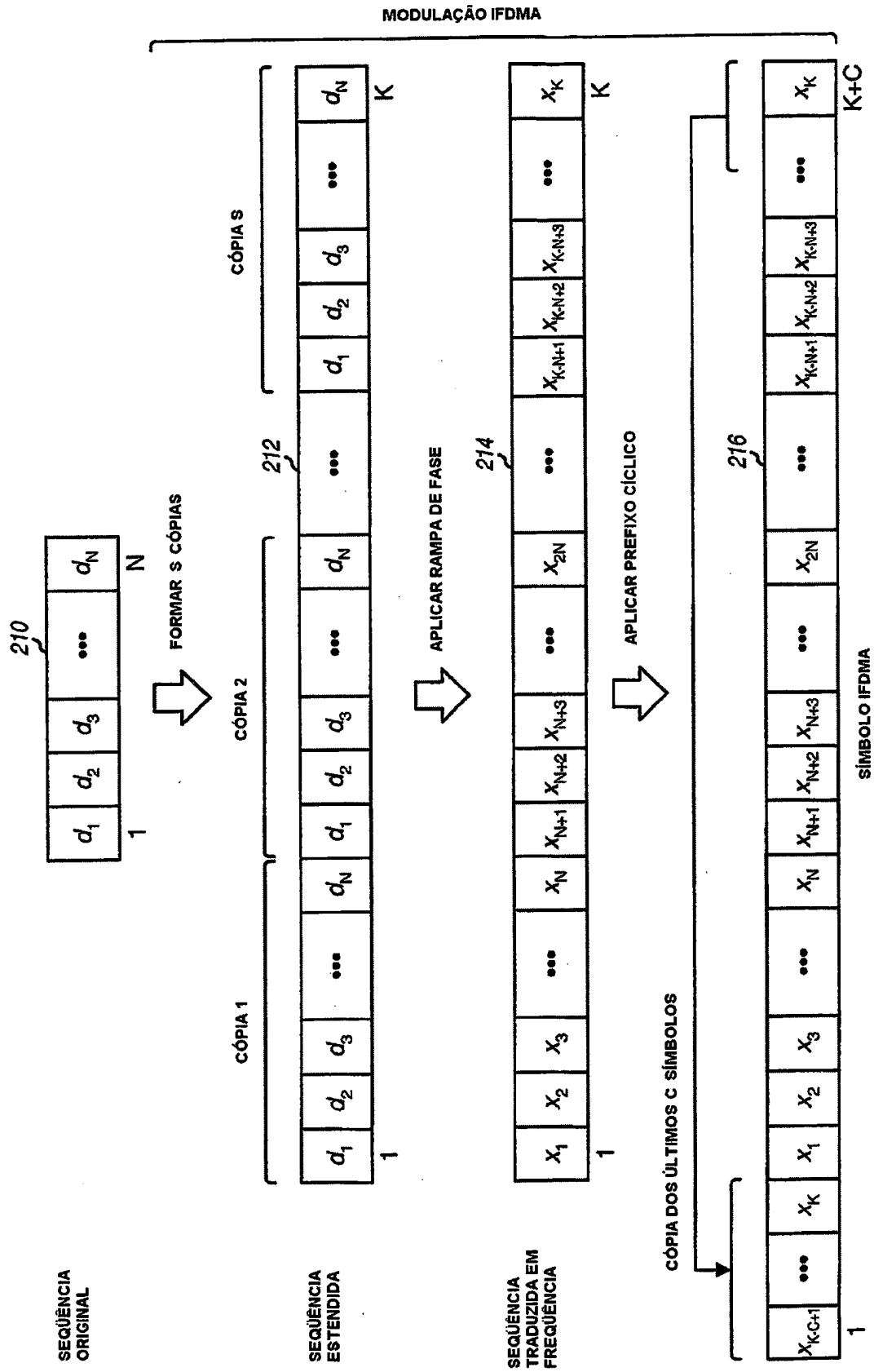


FIG. 2

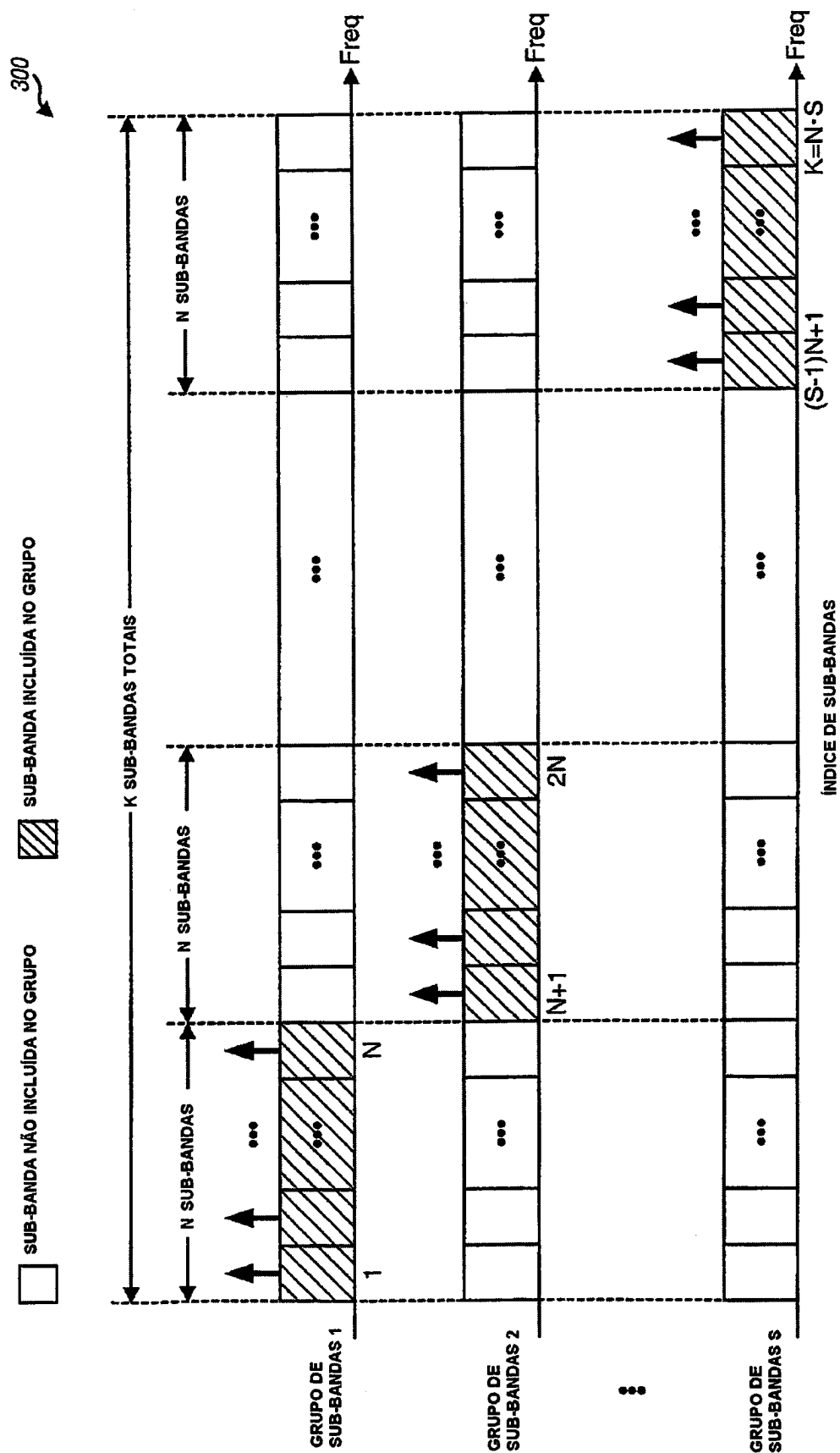


FIG. 3

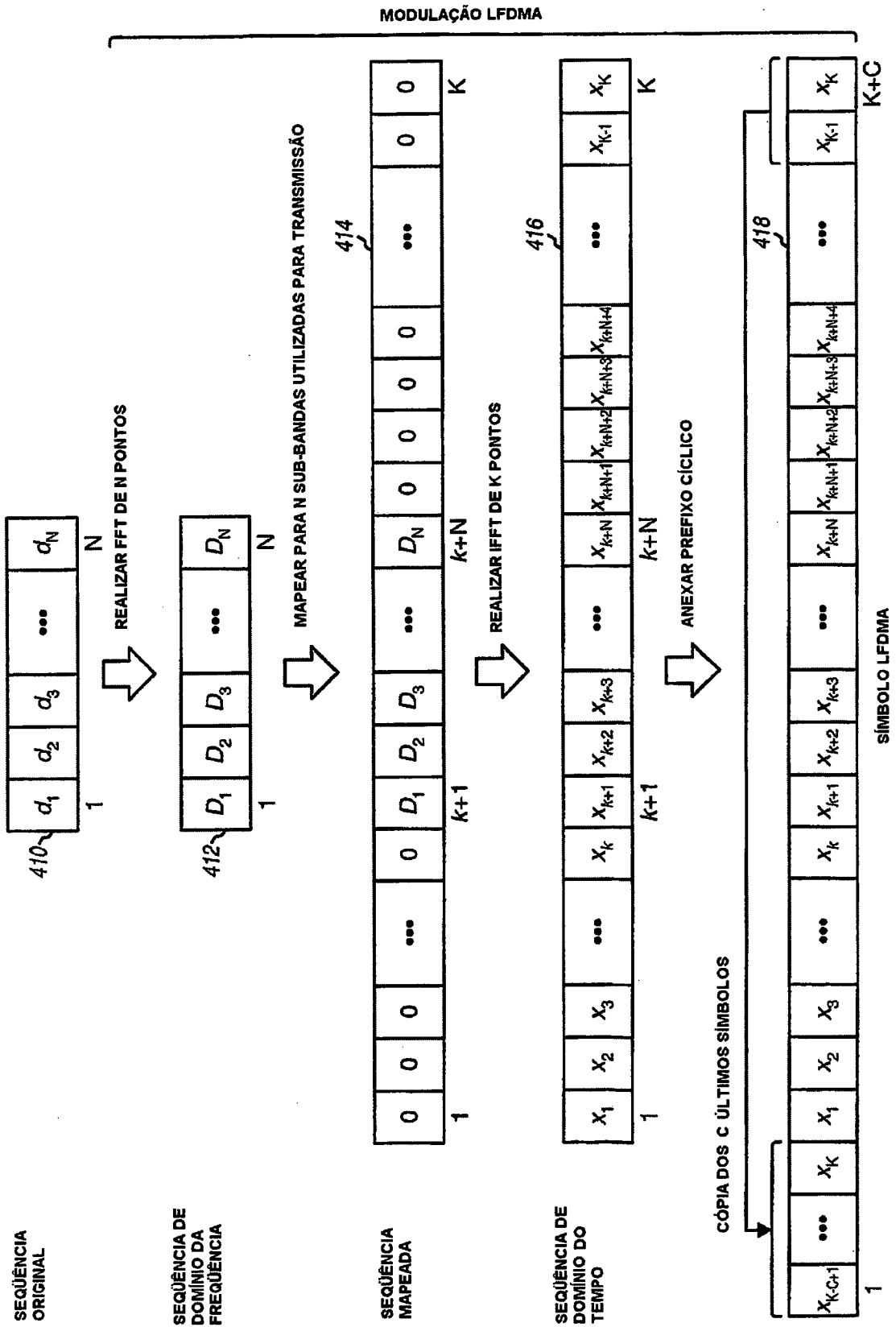


FIG. 4

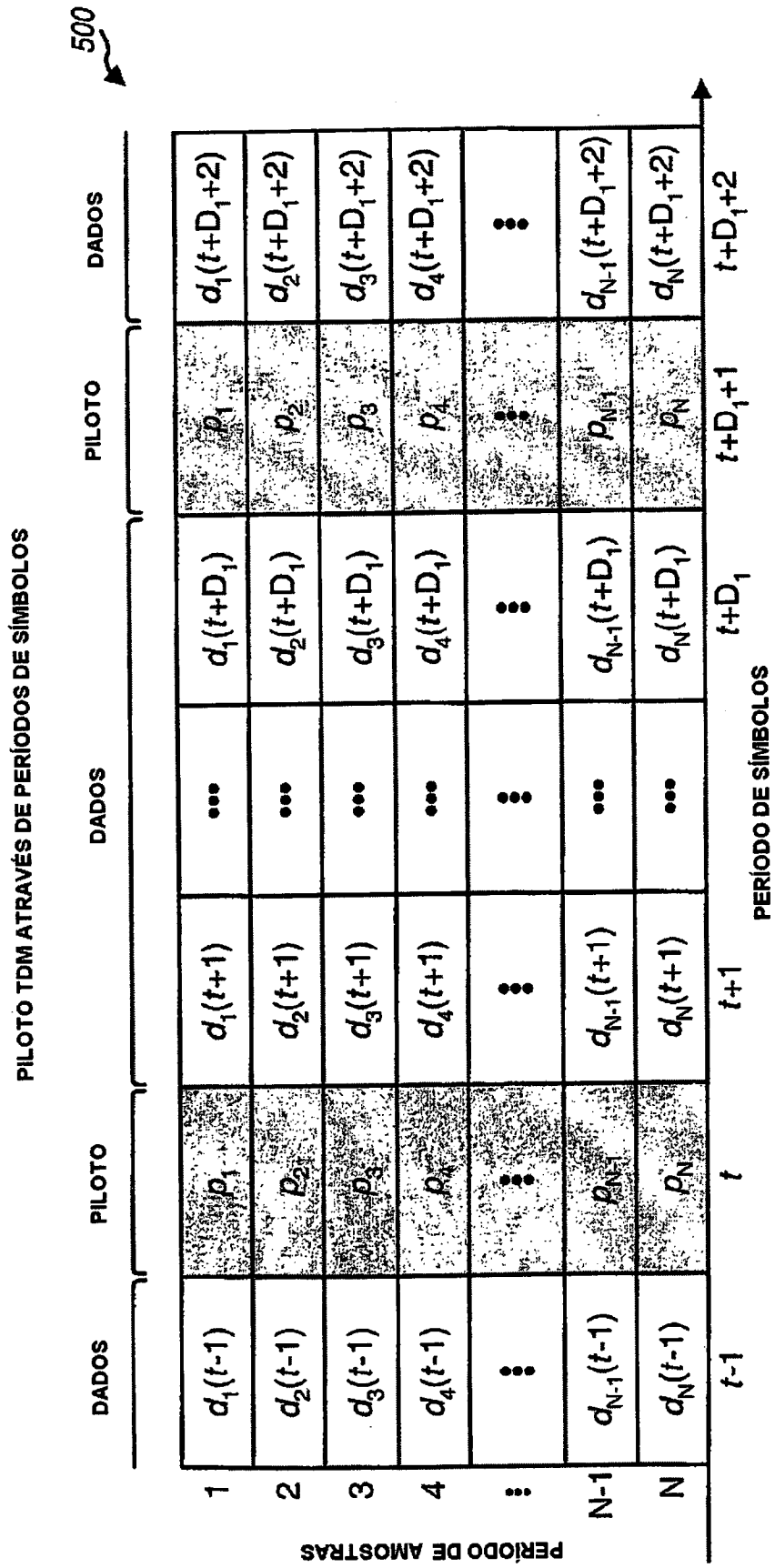


FIG. 5A

PILOTO TDM ATRAVÉS DE PERÍODOS DE AMOSTRAS

510

PERÍODO DE AMOSTRAS	1	$d_1(t)$	$d_1(t+1)$	$d_1(t+2)$	$d_1(t+3)$	DADOS
	2	p_1	p_1	p_1	p_1	
	3	$d_2(t)$	$d_2(t+1)$	$d_2(t+2)$	$d_2(t+3)$	DADOS
	4	p_2	p_2	p_2	p_2	
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	
	N-1	$d_{N/2}(t)$	$d_{N/2}(t+1)$	$d_{N/2}(t+2)$	$d_{N/2}(t+3)$	DADOS
	N	$p_{N/2}$	$p_{N/2}$	$p_{N/2}$	$p_{N/2}$	
		t	$t+1$	$t+2$	$t+3$	
PERÍODO DE SÍMBOLOS						

FIG. 5B

PILOTO CDM ATRAVÉS DE PERÍODOS DE SÍMBOLOS

530

PERÍODO DE AMOSTRAS	1	$d_1(t) + p_1$	$d_1(t) - p_1$	$d_1(t+2) + p_1$	$d_1(t+2) - p_1$	+1 DADOS +1 PILOTO
	2	$d_2(t) + p_2$	$d_2(t) - p_2$	$d_2(t+2) + p_2$	$d_2(t+2) - p_2$	+1 DADOS -1 PILOTO
	3	$d_3(t) + p_3$	$d_3(t) - p_3$	$d_3(t+2) + p_3$	$d_3(t+2) - p_3$	
	4	$d_4(t) + p_4$	$d_4(t) - p_4$	$d_4(t+2) + p_4$	$d_4(t+2) - p_4$	
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	
	N-1	$d_{N-1}(t) + p_{N-1}$	$d_{N-1}(t) - p_{N-1}$	$d_{N-1}(t+2) + p_{N-1}$	$d_{N-1}(t+2) - p_{N-1}$	
	N	$d_N(t) + p_N$	$d_N(t) - p_N$	$d_N(t+2) + p_N$	$d_N(t+2) - p_N$	
		t	t+1	t+2	t+3	

PERÍODO DE SÍMBOLOS

FIG. 5C

PILOTO CDM ATRAVÉS DE PERÍODOS DE SÍMBOLOS

540

PERÍODO DE AMOSTRAS	1	$d_1(t) + p_1$	$d_1(t+1) + p_1$	$d_1(t+2) + p_1$	$d_1(t+3) + p_1$	+1 DADOS +1 PILOTO
	2	$d_1(t) - p_1$	$d_1(t+1) - p_1$	$d_1(t+2) - p_1$	$d_1(t+3) - p_1$	+1 DADOS -1 PILOTO
	3	$d_2(t) + p_2$	$d_2(t+1) + p_2$	$d_2(t+2) + p_2$	$d_2(t+3) + p_2$	
	4	$d_2(t) - p_2$	$d_2(t+1) - p_2$	$d_2(t+2) - p_2$	$d_2(t+3) - p_2$	
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	
	N-1	$d_{N/2}(t) + p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+1) + p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+2) + p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+3) + p_{N/2}$	
	N	$d_{N/2}(t) - p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+1) - p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+2) - p_{N/2}$	$d_{N/2}(t+3) - p_{N/2}$	
		t	t+1	t+2	t+3	

PERÍODO DE SÍMBOLOS

FIG. 5D

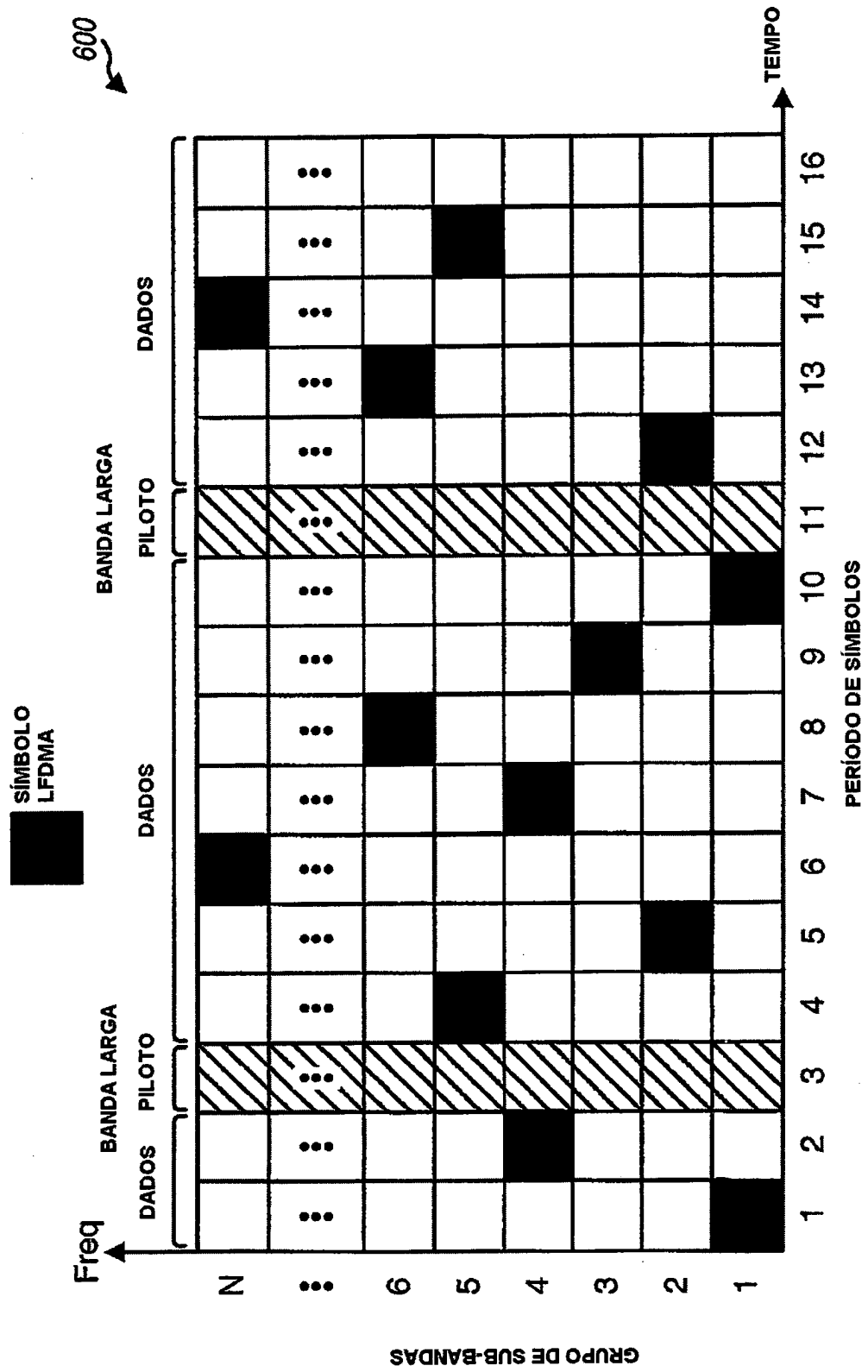


FIG. 6

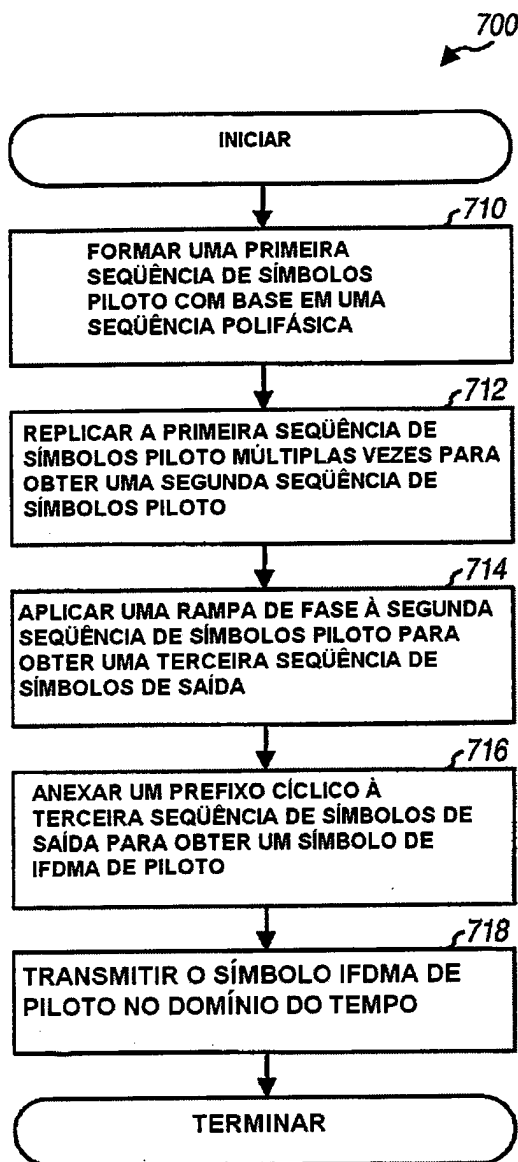


FIG. 7A

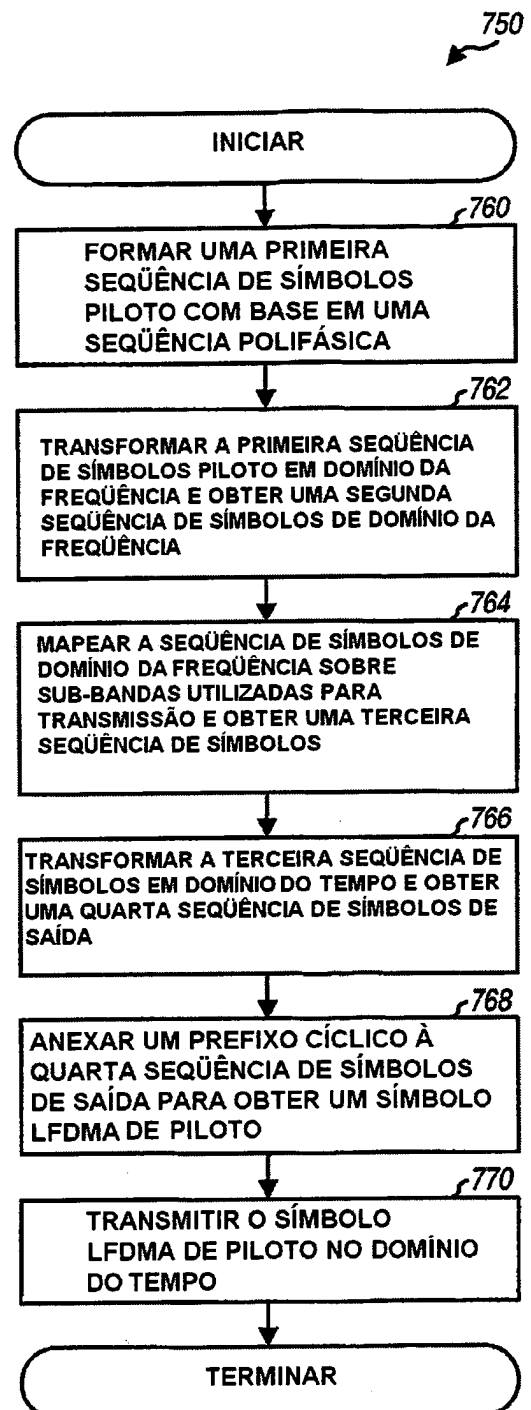


FIG. 7B

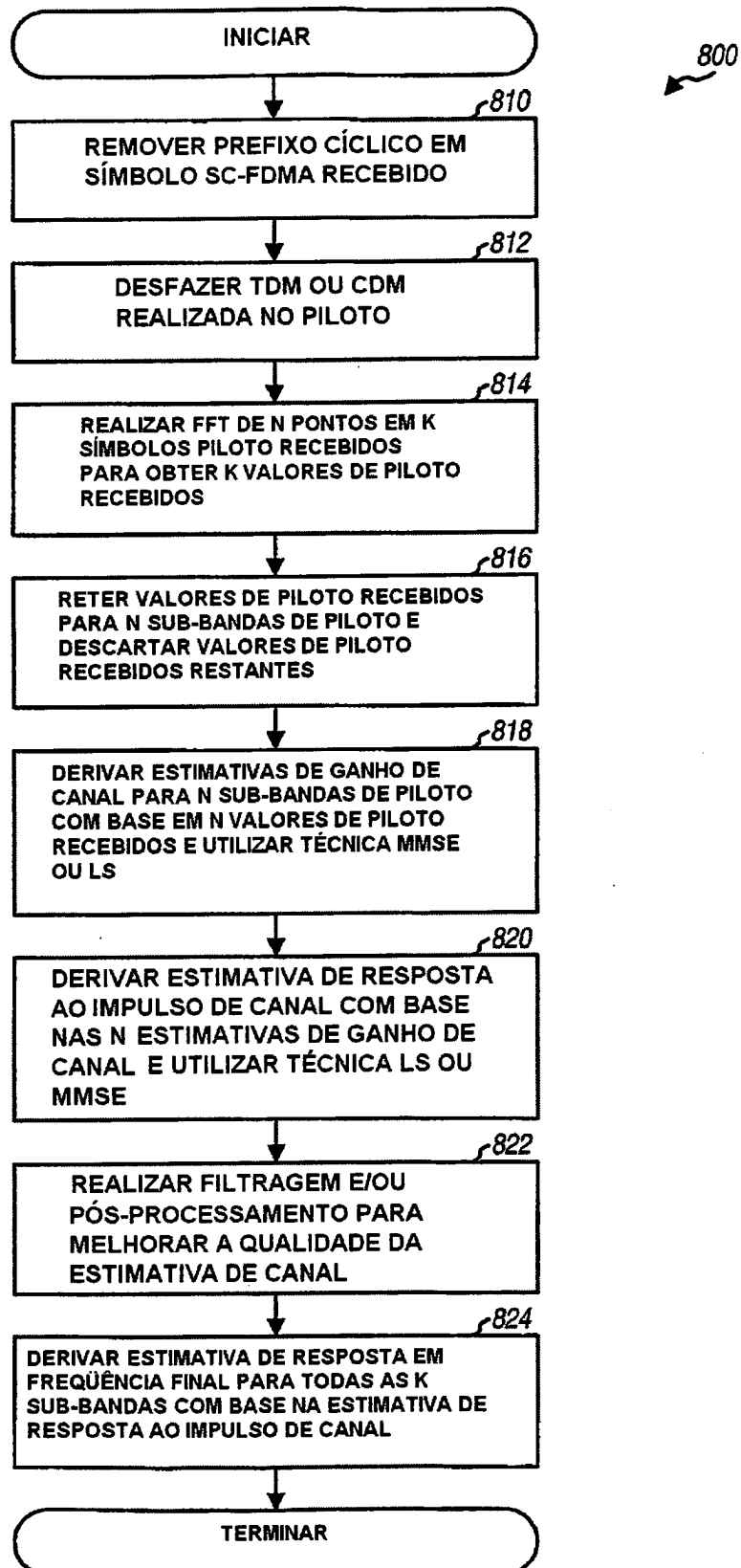


FIG. 8

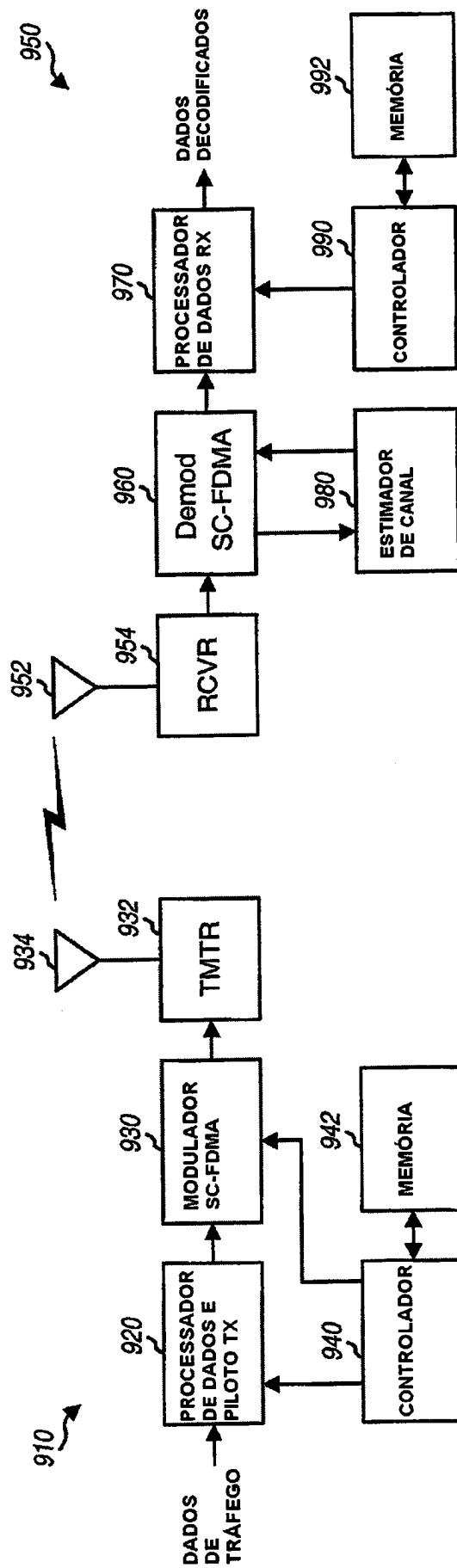


FIG. 9

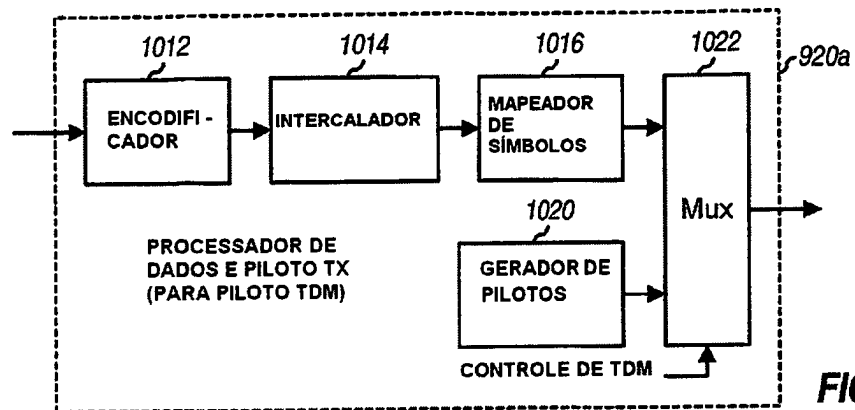


FIG. 10A

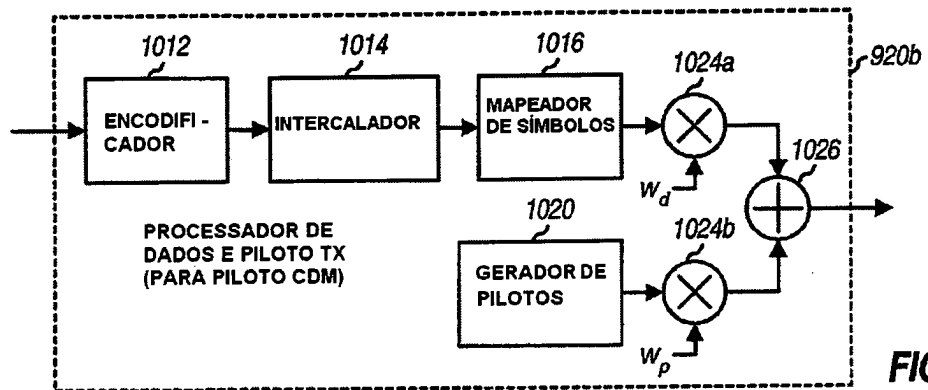


FIG. 10B

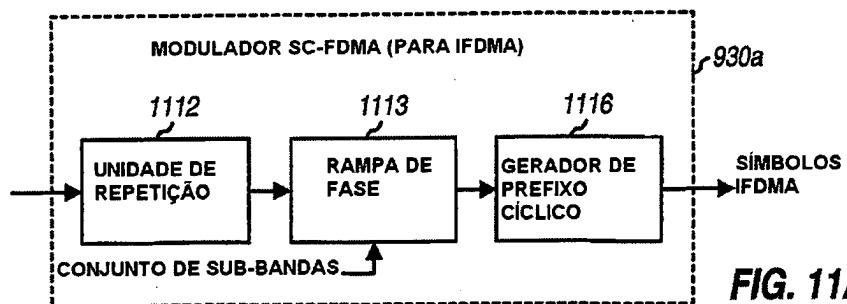


FIG. 11A

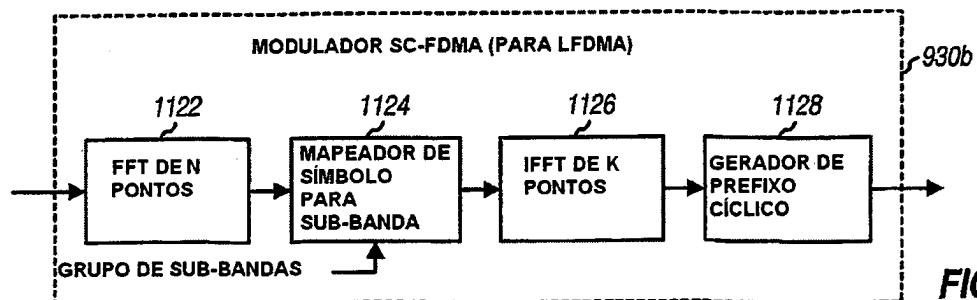
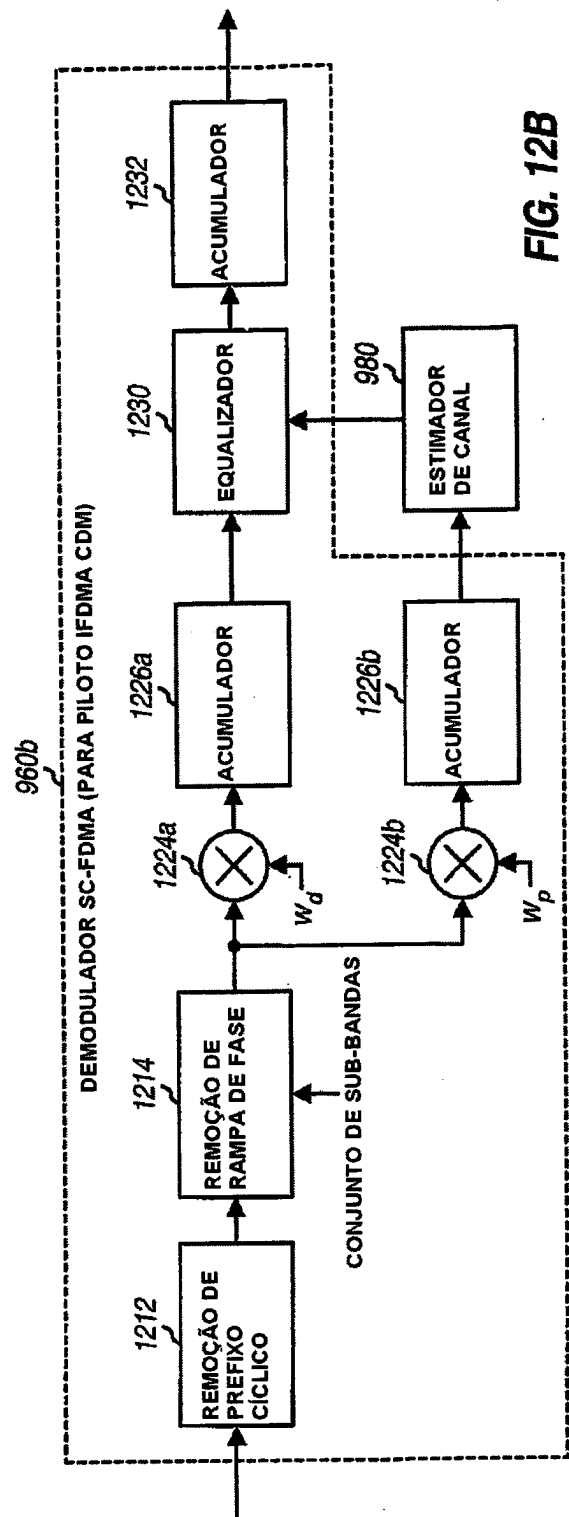
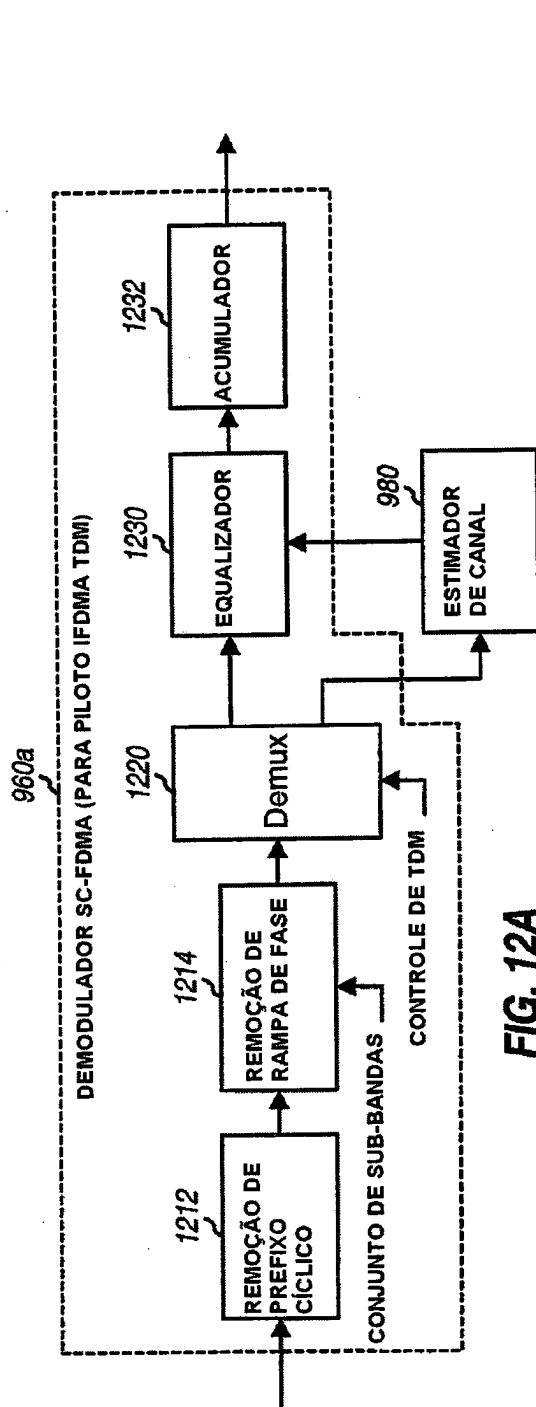


FIG. 11B



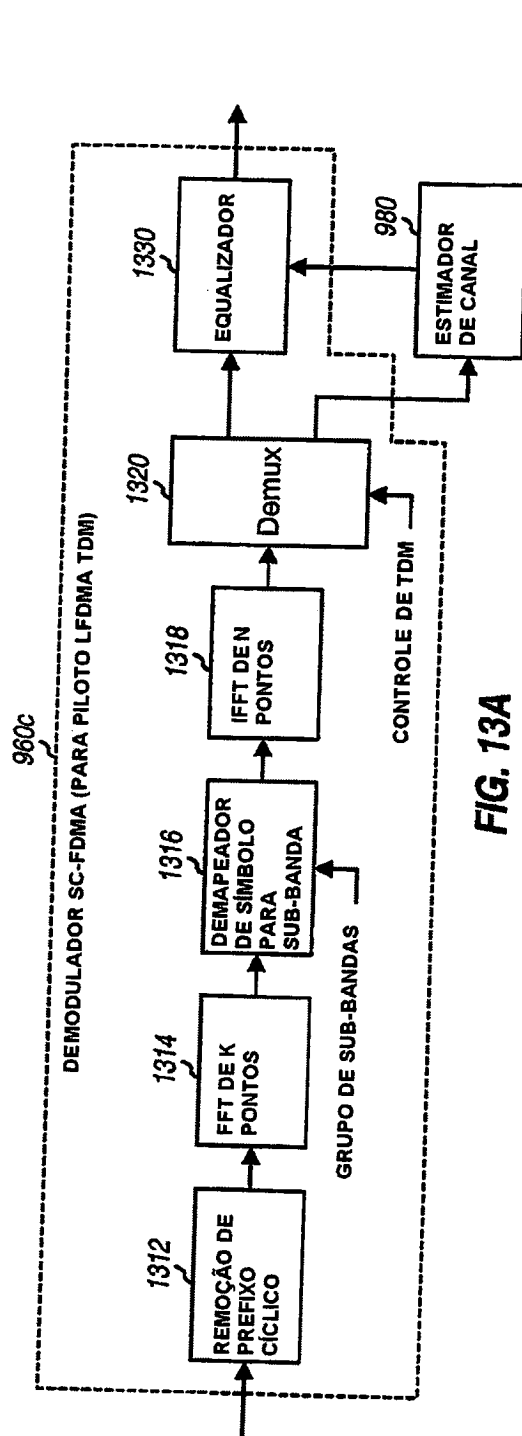


FIG. 13A

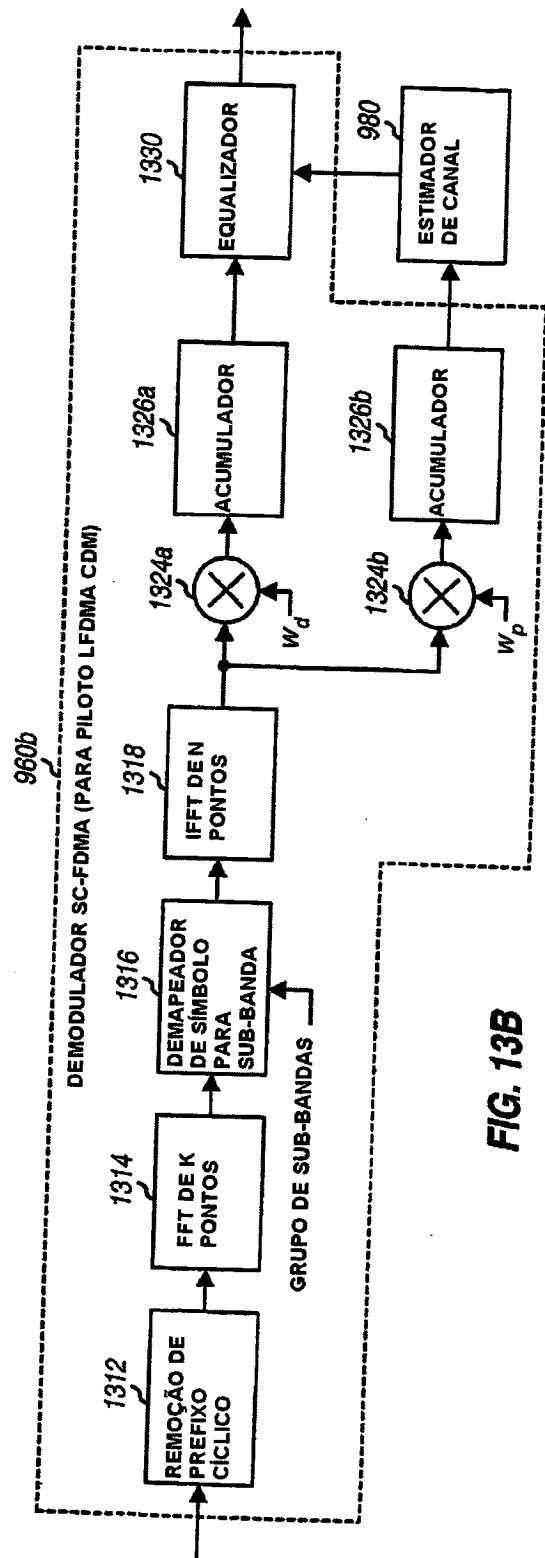


FIG. 13B

RESUMO

"TRANSMISSÃO DE PILOTO E ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO UTILIZANDO MULTIPLEXAÇÃO POR DIVISÃO DE FREQUÊNCIA"

5 Um transmissor gera um piloto tendo um envelope de domínio do tempo constante e um espectro de frequência plano com base em uma sequência polifásica. Para gerar um símbolo IFDMA de piloto, uma primeira sequência de símbolos piloto é formada com base na sequência polifásica e
10 replicada múltiplas vezes para obter uma segunda sequência de símbolos piloto. Uma rampa de fase é aplicada na segunda sequência de símbolos piloto para obter uma terceira sequência de símbolos de saída. Um prefixo cíclico é anexado à terceira sequência de símbolos de saída para
15 obter um símbolo IFDMA, que é transmitido no domínio do tempo via um canal de comunicação. Os símbolos piloto podem ser multiplexados com símbolos de dados utilizando TDM e/ou CDM. Um símbolo LFDMA de piloto pode ser também gerado com uma sequência polifásica e multiplexado utilizando TDM ou
20 CDM. Um receptor deriva uma estimativa de canal com base em símbolos piloto recebidos e utilizando técnica de mínimo erro médio quadrático, mínimos quadrados, ou alguma outra técnica de estimação de canal.