



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

(11) PI 0415527-0 B1

(22) Data do Depósito: 21/09/2004

(45) Data de Concessão: 15/05/2018



(54) Título: REDUÇÃO DE INTERFERÊNCIA MULTI-PASSAGEM EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO GSM

(51) Int.Cl.: H04B 1/10

(52) CPC: H04B 1/10

(30) Prioridade Unionista: 17/10/2003 US 10/688,714

(73) Titular(es): MOTOROLA MOBILITY LLC

(72) Inventor(es): KENNETH A. STEWART; RAJA S. BACHU; MICHAEL E. BUCKLEY; CLINT S. WILKINS

REDUÇÃO DE INTERFERÊNCIA MULTI-PASSAGEM EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO GSM

CAMPO TÉCNICO

[001] Esta invenção relaciona-se genericamente a sistemas de comunicação e, mais particularmente, a reduzir interferência em um sinal recebido em um sistema de comunicação.

HISTÓRICO DA TECNOLOGIA

[002] Os sistemas de comunicação sem fio têm uma utilização sempre crescente nos serviços de transferência de voz e de dados. Esses sistemas de comunicação incluem o "Global System for Mobile Communication" (GSM). No entanto, sinais perdidos, ou sinais intencionalmente introduzidos por métodos de reutilização da frequência, podem interferir com a transmissão e a recepção apropriadas dos sinais de voz e de dados e podem baixar a capacidade. Como resultado, o receptor precisa ser capaz de processar um sinal com interferência de pelo menos um canal e extrair a informação desejada enviada para o usuário. É bem conhecido que, para disposições de célula típicas, a principal fonte de ruído e de interferência experimentada por dispositivos de comunicação GSM quando a rede está suportando um número não trivial de usuários é devido a interferência co-canal ou de canal adjacente. Essas fontes de ruído surgem de dispositivos próximos que transmitem no mesmo canal ou próximo dele como o sinal desejado, ou de interferência do canal adjacente, como o ruído surgido no canal desejado devido ao vazamento espectral, por exemplo. Adicionalmente, mesmo no caso em que nenhuma outra interferência de sinal está presente, o sinal recebido poderá consistir de cópias múltiplas da sequência

de dados transmitida, por exemplo devido a condições de canal multi-via. Este efeito è às vezes referido como auto-interferência.

[003] Tradicionalmente, os efeitos de canais multi-via são compensados quer através da utilização de métodos de equalização, como a Estimativa de Sequência com Probabilidade Máxima (MLSE - Maximum Likelihood Sequence Estimation) que é normalmente implementada utilizando o algoritmo Viterbi, ou o Equalizador de Retroalimentação de Decisão (Decision Feedback Equalizer), ou através de técnicas de filtragem. Na abordagem da filtragem, uma Sequência de símbolo de sinal desejado pode ser estimada ao ajustar os parâmetros do filtro. Classicamente, os parâmetros de filtro podem ser determinados utilizando o símbolo modulado e Sequências de treinamento contidas dentro do sinal desejado utilizando técnicas bem conhecidas, como, por exemplo, o Erro de Quadrado Mediano Mínimo do Equalizador Linear de Bloco (MMSE-BLE = Minimum Mean Square Error Block Linear Equalizer), que opera nos valores complexos do sinal e geralmente pode ser implementado nos domínios da frequência e do tempo.

[004] Tradicionalmente, as técnicas de cancelamento da interferência enfocaram na supressão de canal adjacente ao utilizar várias operações de filtragem para suprimir as frequências do sinal recebido que não estão também ocupadas pelo sinal desejado. De modo correspondente, técnicas de interferência co-canal foram propostas, como a demodulação conjunta, que geralmente requer métodos de estimação de canal conjunto para fornecer uma determinação conjunta das respostas de impulso de canal de sinal de interferência co-

canal. Dadas as Sequências de treinamento conhecidas, todos os interferidores co-canal podem ser estimados conjuntamente. No entanto, esta demodulação conjunta requer uma grande quantidade de energia de processamento, que restringe o número de parâmetros de equalização que podem ser utilizados com eficiência. Ademais, a demodulação conjunta clássica apenas enfrenta um interferidor co-canal, e não enfrenta a interferência de canal adjacente.

[005] Técnicas de antena múltiplas também foram propostas, mas estas podem ser complexas em termos de implementação do hardware e, portanto, são essencialmente mais adequadas a uma aplicação de estação base. Infelizmente, todas as técnicas acima não são triviais quer na implementação e/ou na complexidade.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

[006] A Figura 1 é um formato exemplar da rajada normal GSM.

[007] A Figura 2 é um diagrama de blocos exemplar de um receptor com um filtro equalizador de saída linear alternada, de acordo com a presente invenção.

[008] A Figura 3 é um diagrama de blocos exemplar do filtro equalizador de saída linear alternada da Figura 2.

[009] A Figura 4 é um fluxograma exemplar para descrever um método para equalização de saída linear alternada, de acordo com a presente invenção. E

[010] A Figura 5 é uma representação gráfica exemplar da melhoria no desempenho fornecida pela presente invenção.

DESCRIÇÃO DA INVENÇÃO

[011] A presente invenção reduz a interferência co-canal e de canal adjacente em um sistema de comunicação utilizando

um filtro de impulso-resposta finita linear (FIR) com complexidade computacional reduzida sem sacrificar o desempenho de cancelamento da interferência. A presente invenção utiliza um filtro especialmente adaptado à modulação Chaveamento de Deslocamento Mínimo Gaussiano (GMSK = Gaussian Minimum Shift Keying) utilizada por sinais GSM. No entanto, o filtro é aplicável a qualquer modulação com uma constelação de modulação geralmente restrita, e pode ser implementado com baixa complexidade. A unidade básica de transmissão tanto para os canais lógicos GSM comutados por circuito como comutados por pacote é a rajada normal (outros formatos de rajada são definidos em GSM, mas são reservados para sinalização, correção da frequência, ou para outros fins). O formato de uma rajada normal exemplar, que é ilustrada na Figura 1, compreende dois campos de bit traseiro (T) 102 e 104 de comprimento igual a 3 bits cada, dois campos de dados criptografados (DATA) 106 e 108 de comprimento de 57 bits cada um, dois campos de bit de roubo (S) 110 e 112 de comprimento de um bit cada um, o código de sequência de treinamento ou de méd-âmbulo (TSC) 114 de comprimento de 26 bits, e o intervalo de guarda (G) 116 de comprimento nominal de 8,25 bits. A presente invenção utiliza o processamento quase linear, e ainda nenhum hardware adicional é necessário e os requisitos de processador são substancialmente reduzidos comparado com o método de demodulação conjunta tradicional. Especificamente, um estimador de filtro é treinado utilizando símbolos com uma fase específica conhecida em um sinal recebido. Mais especificamente, como os símbolos de treinamento que compreendem o méd-âmbulo de comprimento de 26 bits são conhecidos como dotados de uma

diferença de fase de 90 graus e, portanto, são conhecidos como tendo apenas valores reais ou imaginários, os símbolos de treinamento fornecem um meio conveniente de estimar o filtro quase linear ótimo. Como vantagem, ao limitar os símbolos a uma relação de fase restrita, a complexidade dos cálculos a serem efetuados para equalizar linearmente o sinal recebido são reduzidos. Na descrição abaixo, quaisquer quantidades $(.)^T$, $(.)^H$, $(.)^{-1}$ representam a transposição, transposição conjugada, e inversão das matrizes, respectivamente, e as letras negritadas indicam vetores ou matrizes. Pode-se definir $b(k)$ como uma sequência de dados transmitidos desejados pelo usuário de símbolos em que

$$b(k) \in \begin{cases} \{\pm 1\}, k \in \{1, 3, 5, \dots\} \\ \{\pm j\}, k \in \{2, 4, 6, \dots\} \end{cases}$$

[012] Em outras palavras, cada símbolo transmitido $b(k)$ no sistema GSM, quando a modulação GMSK é utilizada, consiste quer de um componente em fase (I) ou de quadratura (Q). Uma cadeia conhecida de símbolos de treinamento é definida para uma rajada de dados com modulação GMSK no sistema GSM. Esta cadeia corresponde a um conjunto de 26 símbolos referidos como o méd-âmbulo ou sequência de treinamento, $b(k): k \in \{62, 63, \dots, 87\}$. que são conhecidos *a priori*, ou conhecidos com antecedência. A sequência de treinamento pode ser utilizada para determinar parâmetros de filtro para reduzir a interferência, como será descrito abaixo.

[013] Devido à interferência co-canal, auto-interferência e/ou interferência de canal adjacente, a sequência desejada, $b(k)$ pode conter erros. O vetor de observação, $y(k)$, compreende o sinal recebido efetivamente observado representado por $y(k)$. Então o méd-âmbulo do sinal

recebido, $y(62,63,\dots,87)$, contém a sequência de treinamento efetivamente recebida do primeiro raio de chegada hipotético do sinal recebido. Um erro é definido como a diferença entre a sequência estimada desejada e $\hat{b}(k)$ sequência estimada recebida, $b(k)$ e $\hat{b}(k)$, isto é, entre o que foi originalmente enviado e o que é efetivamente estimado pelo receptor. Um filtro pode ser aplicado ao sinal efetivamente recebido, $y(k)$, para minimizar este erro. Por exemplo, uma estimativa linear complexa de $b(k)$ poderá ser definida como

$$\hat{b}(k) = \mathbf{w}^H \times \mathbf{y}(k)$$

a) em que $\mathbf{w} = [w(0), w(1), \dots, w(L-1)]^T$ é um vetor de derivações de filtro de valor complexo, $\mathbf{y}(k) = [y(k), y(k+1), \dots, y(k+L-1)]^T$ é um vetor deslizante de amostras de sinal recebidas, e L é o número de derivações do filtro. Esta estimativa de derivação linear complexa poderia então ser utilizada com o sinal observado para determinar o erro, conforme segue

$$Err = \sum_{k=62}^{87} |\hat{b}(k) - b(k)|^2$$

b) A abordagem tradicional, mas menos eficiente, para otimizar \mathbf{w} é de minimizar o erro soma-quadrada complexa, Err , utilizando os bits de sequência de treinamento de méd-âmbulo conhecidos.

[014] Entretanto, a presente invenção tira proveito do fato de que é conhecido a priori que $b(k)$ ou é puramente real ou imaginário, como resultado da modulação GMSK. Portanto, um desempenho aprimorado pode ser obtido ao minimizar o erro soma-quadrada utilizando a métrica de erro modificada

$$Err_c = \sum_{k=62}^{87} |\hat{b}(k) - b(k)|^2$$

em que a estimativa linear $\hat{b}(k)$ é definida como:

$$\hat{b}(k) = \begin{cases} \text{real}(\mathbf{w}^H \mathbf{y}(k)), & k \in \{1, 3, 5, \dots\} \\ \text{imag}(\mathbf{w}^H \mathbf{y}(k)), & k \in \{2, 4, 6, \dots\} \end{cases}$$

em que $\hat{b}(k)$ é agora sempre puramente real ou puramente imaginário. Portanto, um aspecto novel da presente invenção, distinto da abordagem tradicional à equalização, é que a parte real/imaginária da k -ésima saída do equalizador é tomada como uma estimativa da parte não zero (real/imaginário) do símbolo de dados $b(k)$. Esta abordagem encontra vantagem particular, pois os produtos da interferência, que são tipicamente sujeitos ao desvanecimento, portanto estão sujeitos a uma rotação de fase distinguível dos valores somente-reais ou somente-imaginários de $b(k)$. A utilização das partes de fase fixa, real/imaginário do méd-âmbulo, fornece uma distinção que pode então ser utilizada para eliminar os produtos da interferência. Ademais, a utilização de apenas dados real/imaginário ao minimizar o erro de soma-quadrada simplifica os cálculos.

[015] O estimador linear \mathbf{w} pode ser otimizado com base em uma estimativa mínimo-quadrado calculada utilizando a equação seguinte:

$$\mathbf{w} = (\mathbf{Z}^T \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^T \mathbf{t}'$$

em que \mathbf{w} é o vetor puramente real de comprimento $2L$ (para o caso particular da operação espaçada por símbolo, e em que a abordagem é prontamente estendida para o espaçamento de derivações de filtro fracionário) contendo os valores reais L e os valores imaginários L do filtro linear, \mathbf{t}' é um vetor contendo os componentes real e imaginário não zero da

sequência de treinamento de símbolos conhecidos, e Z é a matriz de observação dos valores de sinal recebidos. A matriz Z e o vetor t' podem ser aumentados ao incluir os símbolos utilizados nos bits traseiros, que também são conhecidos do receptor a priori. No exemplo abaixo, um filtro de cinco derivações é utilizado ($L=5$). Portanto, cada linha da matriz de observação Z compreende cinco valores imaginários e cinco valores reais de y .

[016] Que $y_R(k)$, $w_R(k)$ e $b_R(k)$ denote a parte real e que $y_I(k)$, $w_I(k)$ e $b_I(k)$ denotem a parte imaginária de $y(k)$, $w(k)$ e $b(k)$, respectivamente, então o estimador quase linear ótimo w é resolvido pela inversão da matriz através da convolução de t' com Z de acordo com a equação acima. Em particular, a resposta de impulso desconhecida w pode ser calculada através de uma relação bem conhecida como o produto de matriz de

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_{ZZ}^{-1} \mathbf{p}$$

em que $\mathbf{R}_{ZZ} = \mathbf{Z}^T \mathbf{Z}$ é a matriz de autocorrelação, e $\mathbf{p} = \mathbf{Z}^T \mathbf{t}'$ é o vetor de correlação cruzada, e em que

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_R(0) \\ \vdots \\ w_R(L-1) \\ w_I(0) \\ \vdots \\ w_I(L-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{t}' = \begin{bmatrix} b_I(62) \\ b_R(63) \\ b_I(64) \\ b_R(65) \\ \vdots \\ b_I(86) \\ b_R(87) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} y_I(62+L-1) & \cdots & y_I(62) & y_R(62+L-1) & \cdots & y_R(62) \\ y_R(63+L-1) & \cdots & y_R(63) & -y_I(63+L-1) & \cdots & -y_I(63) \\ y_I(64+L-1) & \cdots & y_I(64) & y_R(64+L-1) & \cdots & y_R(64) \\ y_R(65+L-1) & \cdots & y_R(65) & -y_I(65+L-1) & \cdots & -y_I(65) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_I(86+L-1) & \cdots & y_I(86) & y_R(86+L-1) & \cdots & y_R(86) \\ y_R(87+L-1) & \cdots & y_R(87) & -y_I(87+L-1) & \cdots & -y_I(87) \end{bmatrix}$$

Tendo determinado w , uma estimativa de sinal otimizado inicial $\hat{b}(k)$ pode então ser recuperada por

$$\hat{b}(k) = \begin{cases} \text{real}(w^H \mathbf{y}(k)), & k \in \{1, 3, 5, \dots\} \\ j \times \text{imag}(w^H \mathbf{y}(k)), & k \in \{2, 4, 6, \dots\} \end{cases}$$

[017] Desta forma, o filtro é aplicado à rajada inteira de dados recebidos alcançando a supressão de interferência de co-canal e a supressão de interferência de canal adjacente através da diversidade em fase. Após a rejeição da interferência, os dados equalizados poderão então ser ainda processados de uma maneira conhecida utilizando técnicas de Estimativa de Sequência de Probabilidade Máxima (MLSE = Maximum Likelihood Sequence Estimation), ou outros métodos de equalização conhecidos, seguido pela extração de decisão suave, ou decisões suaves poderão ser extraídas diretamente. O processo pelo qual as decisões suaves são geradas é conhecido, e tem por base a utilização de uma estimativa da interferência residual e a energia de ruído para gerar estimativas de proporção de probabilidade Log (LLR) para cada símbolo. Para mais aprimorar o processo de redução da interferência, a matriz de observação Z pode ser aumentada ao sintetizar dados adicionais, que não são conhecidos a priori, utilizando as etapas seguintes antes de entrar com o processo de extração de decisão suave direta ou de equalização.

Etapa 1: Processar os dados recebidos utilizando o vetor estimador quase linear w para gerar um vetor de 116 estimativas de proporção de probabilidade log (LLR) correspondentes aos bits de dados de rajada e os bits de roubo.

Etapa 2: Inspeccionar as estimativas LLR resultantes e identificar um grupo de N bits com base em uma condição predeterminada. Exemplos da condição predeterminada incluem, sem a eles se limitar:

- a) N bits tendo maiores magnitudes LLR;
- b) N bits tendo maiores magnitudes LLR que são maiores que uma magnitude limite; e
- c) N bits tendo magnitudes LLR maiores que uma magnitude limite.

Etapa 3: Aumentar a matriz de observação Z com os vetores de observação $y(k)$, correspondente aos bits N identificados na Etapa 2, e aumentar o vetor t' de sequência de treinamento com as decisões duras resultantes determinadas pela observação das magnitudes LLR dos bits N .

Etapa 4: Recalcular o vetor estimador linear, w , e reprocessar os dados recebidos utilizando o vetor estimador linear recalculado w para gerar um vetor de 116 estimativas de proporção de probabilidade Log (LLR) correspondentes aos bits de dados de rajada e às sinalizações de roubo.

Etapa 5: Retornar à Etapa 2, e repetir as etapas se desejado.

[018] Como vantagem, a presente invenção não requer a manipulação conjugada complexa do tempo ou do deslocamento de frequência dos sinais para produzir uma estimativa corrigida do sinal desejado. Ademais, a combinação linear

dos sinais originais, deslocados por frequência, ou conjugados complexos não é realizada. Em vez disso, a presente invenção faz uso da redundância de fase da forma de onda GMSK ao alternativamente extrair, de acordo com tempo de referência estabelecido para processar a rajada recebida, a parte real ou imaginária do resultado do processamento do sinal recebido com as derivações de valor geralmente complexos do filtro de equalização. Portanto, meios não lineares são utilizados, encontrados através de métodos de equalização linear. Ainda, a presente invenção não tem por base considerações cicloestacionárias, mas é, em vez disso, construída ao fazer uso da redundância de ocupação de fase de sinalização presente nas formas de onda GMSK.

[019] Opcionalmente, a presente invenção pode multiplexar os componentes real e imaginário do sinal recebido quando da entrada no filtro. Em resumo, apenas a parte real ou imaginária da operação de filtragem é retida. Portanto, é computacionalmente desgastante calcular a parte que não é retida. Esta operação de filtragem é alcançada através do procedimento de multiplexação descrito abaixo. E, resumo, cálculos são efetuados quer para $(\mathbf{w}_r^T \mathbf{y}_r(k) + \mathbf{w}_i^T \mathbf{y}_i(k))$ quando a saída é puramente real ou $(\mathbf{w}_r^T \mathbf{y}_i(k) - \mathbf{w}_i^T \mathbf{y}_r(k))$ a saída é puramente imaginária. Esta multiplexação pode ser utilizada como um meio para ainda reduzir a complexidade computacional e aumentar a eficiência do filtro. Esta multiplexação é incorporada na presente invenção ao observar que a saída do filtro é alternativamente selecionada como os componentes real e imaginário. Observe que, se em um tempo k a saída de

filtro $x(k)$ é expressa como:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= \mathbf{w}^H \mathbf{y}(k) \\ &= (\mathbf{w}_r + j\mathbf{w}_i)^H (\mathbf{y}_r(k) + j\mathbf{y}_i(k)) \\ &= (\mathbf{w}_r - j\mathbf{w}_i)^T (\mathbf{y}_r(k) + j\mathbf{y}_i(k)) \\ &= (\mathbf{w}_r^T \mathbf{y}_r(k) + \mathbf{w}_i^T \mathbf{y}_i(k)) + j(\mathbf{w}_r^T \mathbf{y}_i(k) - \mathbf{w}_i^T \mathbf{y}_r(k)) \end{aligned}$$

[020] Do que antecede, pode-se observar que selecionar alternativamente as partes real e imaginária da saída do filtro pode ser visualizada como equivalente a carregar, de maneira alternada, as partes real e imaginária do sinal recebido $y(k)$ dentro do aparelho de filtro de valor real utilizado para formar os produtos internos respectivos com as partes real e imaginária das derivações do filtro. Em outras palavras, se os vetores de dados carregados dentro dos filtros w_r e w_i no tempo k são y_r e y_i , respectivamente, então os vetores carregados dentro de w_r e de w_i no tempo $k+1$ são y_i e $-y_r$.

[021] A Figura 2 ilustra um receptor exemplar 200 com um filtro equalizador de saída linear alternado (ALOE), para reduzir a interferência em um sinal desejado em um sistema de comunicação GSM de acordo com a presente invenção. Na Figura 2, linhas grossas representam o fluxo de valores complexos e linhas finas representam valores reais. A extremidade frontal do receptor 200 tem uma configuração convencional, que é bem conhecida na tecnologia, e portanto elementos como conversores de frequência, etc., não são mostrados por simplificação. Um conversor analógico-digital 202 (ADC) é configurado para converter um sinal de entrada que inclui um sinal desejado e um interferidor co-canal ou sinal interferidor de canal adjacente dentro de uma forma de onda digital de entrada, y . Tipicamente, um ou mais ADCs

podem ser fornecidos, como para a conversão digital de dados em fase (I) ou de quadratura (Q), como é conhecido no estado da técnica

[022] Um sincronizador de rajada 204 é configurado para receber a forma de onda digital, y , e determinar um retardo de sincronização, τ_0 , entre os sinais do usuário desejado e do interferidor co-canal. Geralmente, o retardo de sincronização, τ_0 , inclui uma sincronização aproximada ou grosseira de uma função de acompanhamento, e uma determinação de retardo fino, ambos utilizando técnicas conhecidas na tecnologia. Um construtor de cerne de matriz 206 é acoplado ao sincronizador de rajada 204. O construtor de cerne de matriz 206 monta a matriz de observação Z da parte de méd-âmbulo da forma de onda digital de entrada e corrige para o tempo utilizando o retardo de sincronização, τ_0 . O construtor de cerne de matriz 206 então calcula a matriz de autocorrelação $R_{zz}=Z^T Z$ e o vetor de correlação cruzada $p=Z^T t'$. A presente invenção também visualiza a utilização de uma ou mais de zeros dianteiros e zeros traseiros de uma rajada de dados de forma de onda para o treinamento de filtro pois zeros também apresentam uma relação de fase fixa. Os zeros dianteiros e traseiros podem ser utilizados, além de, ou em vez de, o méd-âmbulo.

[023] A matriz de autocorrelação, R_{zz} , e o vetor de correlação cruzada desejado, p , são então passados para um calculador de parâmetro de filtro 208 acoplado ao construtor de cerne de matriz 206. O calculador de parâmetro de filtro 208 é configurado para receber a matriz de autocorrelação, R_{zz} , e o vetor de correlação cruzada desejado, p , para definir estimativas de derivação linear, w , para o filtro

equalizador de saída linear alternado (ALOE) 210. O filtro ALOE 210, que é um filtro de impulso-resposta finito (FIR), é acoplado a e recebe sinais tanto do ADC 202 como do calculador de parâmetro de filtro 208. A saída do filtro ALOE 210 é acoplada a um seletor de saída 212, que seleciona a via de sinal. O seletor de saída 212 pode selecionar uma primeira via de sinal para posterior processamento do sinal em um equalizador como o Estimador de Sequência de Probabilidade Máxima (MLSE). Para uma segunda via, o seletor de saída 212 é acoplado a um gerador de proporção de probabilidade Log (LLR) 214, que é configurado para processar o sinal recebido y utilizando as estimativas de derivação linear w e a estimativa de energia de ruído e de interferência σ^2 para gerar um vetor de 116 estimativas LLR correspondente aos bits de dados de rajada e aos bits de roubo. A estimativa de energia de ruído e de interferência σ^2 é gerada por um estimador de energia de ruído 216 com base na informação recebida do sincronizador de rajada 204. Um seletor de bit 218 é acoplado ao gerador LLR 214, e é configurado para receber as estimativas LLR geradas do gerador LLR 214. O seletor de bit 218 inspeciona as estimativas LLR geradas, e identifica um grupo de N bits, um número predeterminado de bits, com base em uma condição predeterminada. Exemplos da condição predeterminada incluem, sem a elas se limitar:

- a) N bits tendo maiores magnitudes LLR;
- b) N bits tendo maiores magnitudes LLR que são maiores que uma magnitude limite; e
- c) N bits tendo magnitudes LLR maiores que uma magnitude limite.

[024] Os N bits selecionados do seletor de bit 218 são então passados de volta para o construtor de cerne de matriz 206 para aumentar a matriz de observação Z com os vetores de observação, $y(k)$, correspondente aos N bits identificados no seletor de bit 218. Com o vetor de sequência de treinamento t' , e opcionalmente incluindo os símbolos traseiros, decisões duras correspondentes às magnitudes LLR dos bits N são fornecidas. A estimativa de derivação linear, w , é então recalculada no calculador de parâmetro de filtro 208, e os dados recebidos utilizando as estimativas de derivação linear recalculadas, w , reprocessados no filtro ALOE 210. Se desejado, os dados recebidos reprocessados $y(k)$ poderão ser utilizados para gerar outro vetor de 117 estimativas de proporção de probabilidade Log (LLR) correspondentes aos bits de dados de rajada e aos bits de roubo, e o processo poderá ser repetido.

[025] Como é detalhado na Figura 3, o filtro FIR 210 é operado para entrar com os parâmetros de derivação, w_i , (aqui mostrados como cinco derivações separadas pelos retardos de um símbolo, z^{-1}) para operar na forma de onda e também para emitir valores reais alternados dos componentes real e imaginário da forma de onda para alternativamente equalizar linearmente a forma de onda para fornecer uma estimativa do sinal desejado. Este sinal equalizado poderá então ser utilizado diretamente para determinar valores de decisão suave, ou processado em um equalizador como o Estimador de Sequência de Probabilidade Máxima (MLSE), por exemplo, utilizando técnicas conhecidas na tecnologia para emitir a sequência de dados estimada.

[026] Na prática, a rajada de dados de forma de onda é

modulada do GMSK, que é utilizado com vantagem para a sequência de treinamento pois o méd-âmbulo consiste de símbolos reais e imaginários alternados, que são extraídos por comutação alternada, para o treinamento do filtro de impulso-resposta finito. A presente invenção também pode fazer uso de um ou mais dos três zeros dianteiros e dos três zeros traseiros de uma rajada de dados de forma de onda como uma parte da sequência de treinamento de filtro pois esses zeros também apresentam uma relação de fase fixa. Esses podem ser utilizados além de, ou em vez de, o méd-âmbulo. O calculador de parâmetro de filtro 208 minimiza o erro de soma quadrada entre uma estimativa real linear dos componentes real e imaginário da sequência de treinamento do filtro e da forma de onda recebida, como foi explicado anteriormente.

[027] A Figura 4 é um fluxograma exemplar 400 que descreve um método para reduzir a interferência em um sinal desejado em um sistema de comunicação GSM utilizando um filtro de saída linear alternado (ALOE), que é um filtro de impulso-resposta finito, para equalização linear alternada, de acordo com a presente invenção. O método tem início no bloco 402 ao entrar com uma rajada de dados de uma forma de onda recebida que inclui interferência de um canal do sistema de comunicação. No bloco 404, o filtro ALOE é treinado com um conjunto de símbolos de fase de quadratura específicas, conhecidos a priori, na rajada de dados da forma de onda recebida do bloco 402. Por exemplo, os componentes real e imaginário são alternativamente selecionados de um méd-âmbulo de rajada de dados GMSK. O conjunto de símbolos utilizados para treinamento, ou os símbolos de treinamento,

podem incluir um ou mais de zeros dianteiros e de zeros traseiros da rajada de dados. A inclusão dos zeros dianteiros e/ou traseiros pode ser além do méd-âmbulo ou em vez do méd-âmbulo. Preferivelmente, o conjunto de símbolos utilizados para treinamento são o méd-âmbulo da rajada de dados. A utilização do méd-âmbulo da rajada é mais aplicável quando a rajada de dados é modulada por GMSK pois os símbolos de méd-âmbulo apenas consistem de um componente real ou de um componente de valor imaginário, em que a etapa de treinamento extrai os componentes alternados real e imaginário não zero dos símbolos de méd-âmbulo para treinar o filtro ALOE. Esses componentes são então utilizados na minimização do erro de soma quadrada entre uma estimativa real linear dos componentes real e imaginário da sequência de treinamento do filtro ALOE e a forma de onda recebida.

[028] No bloco 406, a forma de onda recebida é operada com o filtro ALOE para equalizar linearmente de modo alternado a rajada de dados para fornecer uma estimativa do sinal desejado. Opcionalmente, a etapa de operação inclui a súbitas de multiplexar os componentes real e imaginário do sinal recebido quando da entrada para o filtro. Na etapa 408, as amostras de saída do filtro ALOE são processadas para gerar valores da proporção de probabilidade Log (LLR). Esses valores LLR do sinal desejado são então avaliados para determinar se eles são satisfatórios com base em um requisito predeterminado no bloco 410. Exemplos do requisito predeterminado no bloco 410 incluem um número fixo pré-selecionado de iterações, comparação dos atuais valores LLR aos valores LLR obtidos anteriormente, ou quaisquer outras condições relevantes. Se a estimativa resultante é

determinada como sendo satisfatória, então o processo termina no bloco 410, que poderia, por exemplo, representar outro processamento dos valores LLR por um decodificador de correção de erro de encaminhamento como o decodificador de código convolucional. Caso contrário, a estimativa resultante do sinal desejado é utilizada para gerar um vetor de 116 estimativas de proporção de probabilidade Log (LLR) correspondente aos bits de rajada e os bits de roubo no bloco 412. As estimativas LLR geradas são então avaliadas com base em uma condição predeterminada. Um grupo de N bits, que é um número predeterminado, também é selecionado com base na condição de seleção predeterminada no bloco 414. Exemplos da condição de seleção predeterminada incluem, sem a elas se limitar, N bits tendo as maiores magnitudes LLR; N bits tendo as maiores magnitudes LLR que são maiores que uma magnitude limite; e N bits tendo magnitudes LLR maiores que uma magnitude limite.

[029] Os bits N selecionados são então designados valores com base nas decisões duras fornecidas pelos símbolos de treinamento para aumentar a rajada de dados no bloco 416. Os N bits selecionados são então passados de volta para o bloco 404 aumentando a rajada de dados da forma de onda recebida e o conjunto de símbolos de treinamento disponíveis, para retreinar o filtro ALOE, e o processo é repetido.

EXEMPLO

[030] Uma simulação numérica foi efetuada de acordo com a presente invenção. Os resultados são fornecidos abaixo, Os dados de simulação representam um único interferidor GMSK aleatório em um ambiente urbano típico (TU), com uma velocidade de usuário de 3 quilômetros por hora, em que o

salto de frequência ideal é suposto. O canal lógico utiliza o codificador de fala Advanced Multirate (AMR) a 12,2 kbps, conforme especificado em normas ETSI conhecidas. Uma taxa de erro de quadro foi calculada para várias proporções portadora-a-interferência.

[031] A Figura 5 mostra um gráfico 500 dos resultados que indicam a taxa de erro de quadro (FER) verso proporção portadora/interferência (C/I) em um ambiente operacional conforme especificado acima. Um receptor convencional (equalizador Viterbi MLSE convencional) é comparado com um receptor que incorpora a presente invenção utilizando o processamento de uma passagem e de duas passagens. Para o processamento de duas passagens, seis símbolos adicionais identificados como tendo as maiores magnitudes LLR do processamento de uma passagem foram utilizados. Como pode ser observado, a presente invenção fornece uma taxa de erro de quadro aprimorada 502 (mostrada como a curva mais à esquerda) sobre o receptor convencional da tecnologia anterior 504 (mostrado na curva mais à direita) e sobre o receptor de processamento de uma passagem 506 (mostrado como a curva do meio). Além disso, este processo é realizado com muito menos cálculos comparado com o receptor convencional conforme descrito anteriormente.

[032] Em revisão, a presente invenção reduz a interferência co-canal, a auto-interferência e a interferência de canal adjacente em um sistema de comunicação TDMA ou GSM, e em particular para a modulação GMSK, utilizando uma equalização de saída linear alternada de filtro impulso-resposta finito que reduz a complexidade de cálculos sem sacrificar o desempenho. Nenhum hardware

adicional é necessário e os requisitos de recurso de processador são reduzidos. Embora os componentes e funções específicos da presente invenção são descritos acima, menos ou funções adicionais poderiam ser empregadas por alguém habilitado na tecnologia e estar dentro do amplo escopo da presente invenção. A invenção deve ser limitada apenas pelas reivindicações apenas.

REIVINDICAÇÕES

1. Método iterativo para reduzir a interferência em um sinal desejado em um sistema de comunicação GSM utilizando um filtro de saída linear alternado, o filtro de saída linear alternado sendo um filtro de impulso-resposta finito alternando entre símbolos de saída reais e imaginários, o método compreendendo:

entrar com uma rajada de dados de uma forma de onda recebida incluindo interferência de um canal do sistema de comunicação;

treinar o filtro de saída linear alternado com um conjunto de símbolos de fase de quadratura específica, conhecida a priori, na rajada de dados da forma de onda recebida;

operar na forma de onda recebida com o filtro de saída linear alternado para alternativamente equalizar linearmente entre símbolos reais e imaginários a rajada de dados para fornecer uma estimativa do sinal desejado;

o método é **caracterizado** por compreender as etapas de: gerar estimativas de proporção de probabilidade Log para uma pluralidade de bits que correspondem à rajada de dados;

selecionar um número predeterminado de bits da pluralidade de bits com base em uma condição inicial, com base na estimativa fornecida do sinal desejado, das estimativas de proporção de probabilidade Log associadas à pluralidade de bits;

aumentar a rajada de dados de acordo com o número predeterminado selecionado de bits;

retreinar ainda o filtro de saída linear alternado com

o conjunto aumentado de símbolos; e

ainda reoperar na forma de onda recebida com o filtro de saída linear alternado para alternativamente equalizar linearmente entre símbolos reais e imaginários a rajada de dados para fornecer uma estimativa aprimorada do sinal desejado.

2. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato do conjunto de símbolos de fase de quadratura específica utilizados para o treinamento do filtro de saída linear alternado como uma sequência de treinamento incluir pelo menos um de:

símbolos de méd-âmbulo da rajada de dados;

um conjunto de zeros dianteiros da rajada de dados; e

um conjunto de zeros traseiros da rajada de dados.

3. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato da condição predeterminada das estimativas de proporção de probabilidade Log geradas para selecionar o número predeterminado de bits ter por base pelo menos um de:

magnitudes das maiores estimativas de proporção de probabilidade Log geradas da pluralidade de bits;

magnitudes das maiores estimativas de proporção de probabilidade Log geradas da pluralidade de bits que superam uma magnitude limite; e

magnitudes de estimativas de proporção de probabilidade Log geradas da pluralidade de bits que superam uma magnitude limite.

4. Método, de acordo com a reivindicação 3, **caracterizado** pelo fato de:

a rajada de dados ser modulada por GMSK; e

os componentes não zero reais e imaginários alternados dos símbolos de méd-âmbulo da rajada de dados serem extraídos por treinamento do filtro de saída linear alternado.

5. Método, de acordo com a reivindicação 4, **caracterizado** pelo fato do treinamento do filtro de saída linear alternado incluir minimizar o erro de soma quadrada entre uma estimativa real linear dos componentes real e imaginário da sequência de treinamento do filtro de saída linear alternado e da forma de onda recebida.

6. Método, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado** pelo fato da operação na forma de onda recebida com o filtro de saída linear alternado incluir multiplexar os componentes real e imaginário da forma de onda recebida quando da entrada dentro do filtro de saída linear alternado na maneira de vetor.

7. Receptor com um equalizador de saída linear alternado para reduzir a interferência em um sinal desejado em um sistema de comunicação GSM, o receptor compreendendo:

um conversor analógico-digital configurado para converter um sinal de entrada que inclui o sinal desejado e um sinal de interferência para uma forma de onda digital;

um sincronizador de rajada acoplado ao conversor analógico-digital, o sincronizador de rajada configurado para receber a forma de onda digital e determinar um retardo de sincronização entre o sinal desejado e o sinal de interferência;

um construtor principal de matriz acoplado ao conversor analógico-digital e ao sincronizador de rajada, o construtor principal configurado para receber a forma de onda digital, o retardo, e um conjunto real de uma sequência de

treinamento derivada da forma de onda digital para construir uma matriz de autocorrelação e um vetor de correlação cruzada;

um calculador de parâmetro de filtro acoplado ao construtor principal, o calculador de parâmetro de filtro configurado para receber a matriz de autocorrelação e o vetor de correlação cruzada para definir estimativas de derivação linear;

um filtro de saída linear alternado acoplado ao calculador de parâmetro de filtro e o conversor analógico-digital, o filtro de saída linear alternado configurado para receber as estimativas de derivação linear para operar na forma de onda digital;

o receptor caracterizado pelo fato de que o filtro de saída linear alternado é também configurado para emitir símbolos alternados apenas reais e apenas imaginários para fornecer uma estimativa do sinal desejado; e o receptor compreende ainda:

um gerador de proporção de probabilidade Log acoplado ao filtro de saída linear alternado, o gerador de proporção de probabilidade Log configurado para gerar estimativas de proporção de probabilidade Log para uma pluralidade de bits da forma de onda digital; e

um seletor de bit acoplado ao gerador de proporção de probabilidade Log e ao construtor principal de matriz, o seletor de bit configurado para selecionar um número predeterminado de bits da pluralidade de bits com base em uma condição predeterminada das estimativas de proporção de probabilidade Log geradas associadas à pluralidade de bits, o seletor de bit configurado ainda para fornecer o número de

bits predeterminado selecionado para o construtor principal de matriz para aumentar a matriz de observação e a sequência de treinamento.

8. Receptor, de acordo com a reivindicação 7, **caracterizado** por compreender ainda:

um seletor de saída acoplado a uma saída do filtro de saída linear alternado, o seletor de saída configurado para dirigir a saída alternando apenas símbolos reais e apenas símbolos imaginários do filtro de saída linear alternado para um do gerador de proporção de probabilidade Log e um equalizador; e

um estimador de energia de ruído acoplado ao gerador de proporção de probabilidade Log, o estimador de energia de ruído configurado para fornecer uma energia de ruído estimada do sinal de entrada.

9. Receptor, de acordo com a reivindicação 8, **caracterizado** pelo fato da sequência de treinamento incluir pelo menos um de:

símbolos de méd-âmbulos da rajada de dados;

um conjunto de zeros dianteiros da rajada de dados; e

um conjunto de zeros traseiros da rajada de dados.

10. Receptor, de acordo com a reivindicação 9, **caracterizado** pelo fato da condição predeterminada das estimativas de proporção de probabilidade Log geradas para selecionar o número predeterminado de bits ter por base pelo menos um de:

magnitudes das maiores estimativas de proporção de probabilidade Log geradas da pluralidade de bits;

magnitudes das maiores estimativas de proporção de probabilidade Log geradas da pluralidade dos bits que superam

uma magnitude limite; e

magnitudes de estimativas de proporção de probabilidade Log geradas da pluralidade de bits que superam uma magnitude limite.

Dr

210

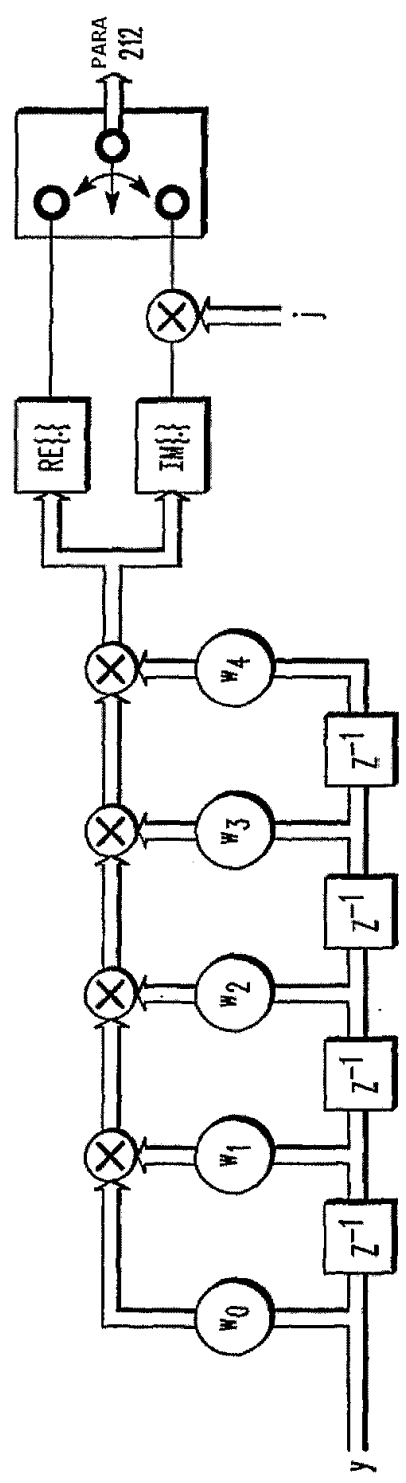


FIG. 3

400

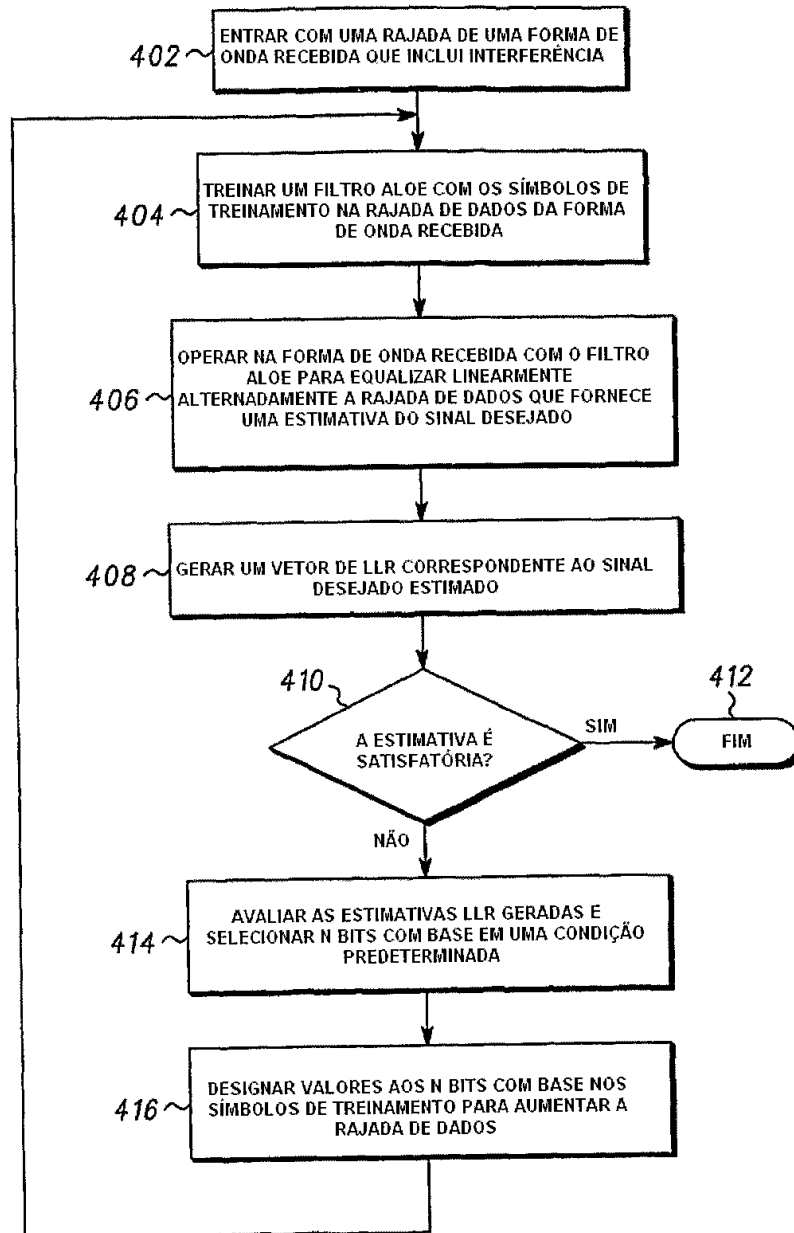


FIG. 4

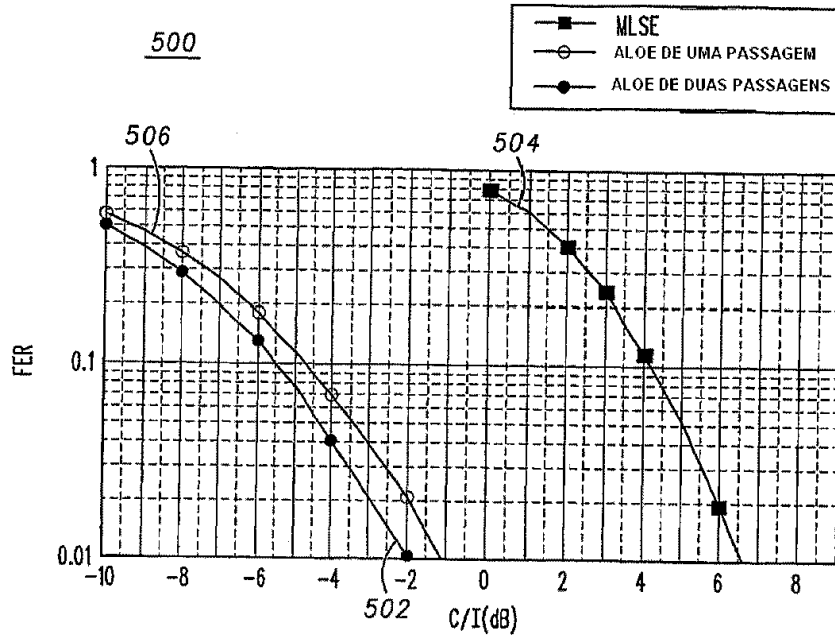


FIG. 5