

(11) Número de Publicação: **PT 1307973 E**

(51) Classificação Internacional:
H04B 3/46 (2007.10) **H04L 27/26** (2007.10)

(12) FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO

(22) Data de pedido: 2001.08.10	(73) Titular(es): AWARE, INC. 40 MIDDLESEX TURNPIKE BEDFORD, MA 01730 US
(30) Prioridade(s): 2000.08.10 US 224308 P	
(43) Data de publicação do pedido: 2003.05.07	
(45) Data e BPI da concessão: 2010.03.17 086/2010	(72) Inventor(es): MURAT BELGE US MICHAEL A. TZANNES US HALIL PADIR US
	(74) Mandatário: PEDRO DA SILVA ALVES MOREIRA RUA DO PATROCÍNIO, N.º 94 1399-019 LISBOA PT

(54) Epígrafe: **SISTEMAS E MÉTODOS PARA CARACTERIZAR LINHAS DE TRANSMISSÃO NUM AMBIENTE DSL COM MULTI-PORTADORAS**

(57) Resumo:

RESUMO

"SISTEMAS E MÉTODOS PARA CARACTERIZAR LINHAS DE TRANSMISSÃO NUM AMBIENTE DSL COM MULTI-PORTADORAS"

Utilizando modems DSL como colectores de dados, os modems processam os dados para, por exemplo, permitir uma interpretação mais fácil das características da linha. Em particular, os modems fazem o pós-processamento dos dados incluindo calibração, compensação de filtragem, determinação do conjunto de SNR a partir das tabelas de bits e de ganhos e conversão de velocidades de transmissão. O processo de interpretação utiliza os dados pós-processados e determina a caracterização do lacete, detecção de interferentes, uma estimação da redução de dados e uma estimação da velocidade de transmissão de dados. A saída destas determinações permitem, pelo menos, a caracterização das condições da linha entre os dois modems.

DESCRIÇÃO

"SISTEMAS E MÉTODOS PARA CARACTERIZAR LINHAS DE TRANSMISSÃO NUM AMBIENTE DSL COM MULTI-PORTADORAS"

A presente invenção refere-se a um sistema de caracterização de uma linha de comunicações com multi-portadoras de acordo com o preâmbulo da reivindicação 1 e a um método de caracterização de uma linha de comunicações de acordo com o preâmbulo da reivindicação 4.

Em geral, os sistemas e métodos desta invenção referem-se à determinação de características de linhas de transmissão. Em particular, esta invenção refere-se a sistemas e métodos para determinar as características de uma linha de transmissão utilizando sinais de banda larga.

Rápidos desenvolvimentos da indústria dos computadores e a disponibilidade de hardware a preços razoáveis criaram a Internet, *i. e.*, uma rede distribuída, na qual um utilizador, possuindo uma ligação de comunicações entre ele próprio e um computador numa localização centralizada, pode aceder a informação disponível publicamente. Utilizadores da Internet estão ligados à rede distribuída através de uma ligação que inclui, por exemplo, uma linha telefónica de uma localização de utilizador (CPE) para uma sede (CO) de companhia telefónica. Um utilizador requerendo uma transferência de dados a partir de um servidor de Internet é confrontado com a largura limitada da

ligação entre a sua localização e a sede. À medida que mais e mais informação é criada e armazenada em formato digital, a procura por parte dos utilizadores para aceder a grandes ficheiros de dados torna crucial, de forma crescente, encontrar modos novos e mais rápidos de transferir dados. Uma modo de conseguir uma transmissão de dados mais rápida é aumentar a largura de banda da linha de transmissão entre os utilizadores e a CO através, por exemplo, da substituição dos presentes condutores metálicos por fibra ou da utilização de condutores metálicos de melhor qualidade possuindo uma largura de banda aumentada. Contudo, tal abordagem é cara e requer um investimento substancial pelas companhias telefónicas.

Desenvolvimentos recentes no processamento digital de sinais e nas telecomunicações resultaram na tecnologia de linha digital de assinante (DSL) permitindo uma ligação de dados a alta velocidade através de linhas telefónicas de pares entrançados. Apesar de terem sido propostos um par de sistemas DSL diferentes, os sistemas com multi-portadoras ganharam rapidamente popularidade e estão a tornar-se comuns. Os sistemas DSL com multi-portadoras funcionam segundo o princípio da multiplexagem por divisão na frequência, em que bandas de frequência separadas são utilizadas para transferir dados da CPE para a CO e vice-versa. A porção de largura de banda atribuída para transmitir dados do utilizador para a CO é denominada por canal ascendente (US) e a porção de largura de banda atribuída para transferir dados da CO para o utilizador é denominada por canal descendente (DS). Uma vez que, numa sessão típica de Internet, a quantidade de dados a transferir da CO para o utilizador é muito maior que a quantidade de dados transmitida do utilizador para a CO, a largura de banda atribuída para o canal descendente é, normalmente, muito maior do que a largura

de banda atribuída ao canal ascendente. Rácios típicos da largura de banda do canal descendente para a do canal ascendente são 4:1 ou 8:1.

A largura de banda atribuída aos canais ascendente e descendente é dividida num número elevado de sub-bandas que são suficientemente estreitas para permitir que as distorções introduzidas pela linha sejam descritas por uma atenuação e um desvio de fase. Estes parâmetros podem ser medidos numa sessão de treino antes de estabelecer a ligação de dados, enviando e recebendo um sinal pré-definido numa sub-banda. A quantidade de dados que pode ser enviada numa sub-banda é limitada pela relação sinal-ruído (SNR) nessa sub-banda, que é a potência do sinal descrita pela atenuação na linha dividida pela potência de ruído. Cada uma das sub-bandas no sistema DSL com multi-portadoras é utilizada para transmitir dados de forma consistente com a SNR nessa sub-banda e com a taxa de erros binária (BER) máxima permitida. Um sistema DSL com multi-portadoras, funcionando de acordo com o princípio descrito anteriormente, é capaz de alcançar velocidades de transmissão de dados tão elevadas como, por exemplo, dez milhões de bits por segundo.

O documento US 6075821 A refere-se a um método para configurar e manter cargas apropriadas de bits e de energia num sistema de comunicações multi-canal adaptativo de taxa binária de alta velocidade e pode ser utilizado para ADSL e ambientes semelhantes. Em particular, são reveladas as rotinas respectivas.

O documento WO 99/63427 A1 divulga um sistema e método para qualificar um lacete de par entrançado de cobre para serviços de

lacete digital de assinante. O sistema questiona automaticamente os registos da base de dados do fornecedor de telecomunicações e/ou pedidos de medidas por parte do equipamento de comutação da rede ou de sistemas de teste para obter dados relativos ao lacete de par entrançado de cobre, tais como o comprimento do lacete, características eléctricas e outras características da topologia do lacete, tais como a espessura do fio condutor, a presença de bobinas de carga e a presença de derivações na linha. O sistema determina quais os serviços de lacete digital de assinante que estão disponíveis para o lacete de cobre com base na combinação de todos os dados obtidos. Em particular, o sistema é implementado, em parte, como um sistema especialista com uma base de conhecimento de regras de qualificação utilizadas no processo de tomada de decisão.

O documento EP 0889615 A2 refere-se à transmissão de multi-portadoras com velocidade de transmissão de dados variável. Em particular, é proposto um modem compatível com ADSL que selecciona um sub-conjunto dos sub-canais descendentes DMT disponíveis com base numa avaliação desses sub-canais por circuitos de processamento de sinal apropriados. Um circuito de saída analógico contém filtragem sub-banda que faz com que um transceptor para a ligação ascendente utilize apenas este número seleccionado de sub-canais disponíveis para transmissão de dados no sentido descendente. Isto reduz os custos de hardware e a complexidade continuando a preservar a compatibilidade com as normas ADSL aplicáveis e fornecendo uma ligação de dados de alta velocidade.

O documento US 5128619 A, que constitui a técnica anterior mais relevante, divulga um método e um sistema para determinar automaticamente o comprimento, atenuação, impedância e

existência de derivações na linha em cabos de telecomunicações instalados tendo acesso apenas a uma das terminações do cabo. Uma forma de onda, que inclui impulsos incidentes e reflectidos, é analisada para determinar a presença de impulsos significativos.

O artigo "*Very-High Speed Digital Subscriber Lines*" de John M. Cioffi, *IEEE Communications Magazine*, Abril de 1999, pp. 72-79, faz um resumo dos serviços VDSL e discute, inter alia, o serviço de transporte através de uma ligação VDSL, ambiente de transmissão VDSL, transmissão DMT, máscara espectral de emissão, mitigação do ruído impulsivo, DMT sincronizada, sistema Zipper, métodos de anulação RFI e VDSL com base em CAP/QAM.

O documento US 4731816 A divulga um modem de alta velocidade que transmite e recebe dados digitais num conjunto de frequências portadoras abrangendo a banda utilizável numa linha telefónica comutada. O modem inclui um sistema para atribuir dados e potência pelas portadoras, de forma variável, para compensar o ruído equivalente e para maximizar a velocidade de transmissão de dados. Além disso, são divulgados os sistemas para eliminar a necessidade de uma rede de igualação, para atribuir o controlo de um canal de forma adaptativa e para seguir variações nos parâmetros da linha.

O documento US 5479447 A refere-se a um método e aparelho para transmissão de dados a alta velocidade com largura de banda variável e adaptativa de um sinal de multi-portadoras através de linhas digitais de assinante. A largura de banda de transmissão óptima inicial é identificada com base em estimativas iniciais da relação sinal-ruído (SNR) das portadoras ortogonais do sistema com multi-portadoras. O máximo débito de dados, ou

margem de desempenho do sistema, é alcançado atribuindo a quantidade de informação total, ou número de bits, a ser transmitida em cada símbolo de multi-portadoras a portadoras particulares através de um processo inicial de atribuição de bits, que é, possivelmente, sujeito a taxas de erro binárias variáveis entre as portadoras. Uma máscara de potência de transmissão, de qualquer forma ou nível, é imposta ao sistema por um processo inicial de atribuição de energia que limita a quantidade máxima de potência a ser transmitida em cada uma das várias portadoras. Finalmente, a adaptabilidade durante a operação é alcançada monitorizando os erros quadráticos médios (MSE) das portadoras ortogonais, e a largura de banda de transmissão, bem como a atribuição de bits dentro do símbolo de multi-portadoras, são alteradas em tempo real em correspondência com as alterações nas características do canal de forma a manter o desempenho óptimo do sistema.

O objectivo da presente invenção é proporcionar um sistema e método melhorados para determinar características de uma linha de comunicação, em particular, em que é facilitada a obtenção de dados a partir de um ou mais modems.

O objectivo anterior é alcançado por um sistema de caracterização de linhas de comunicação com multi-portadoras de acordo com a reivindicação 1 ou por um método de caracterização de linhas de comunicação de acordo com a reivindicação 4. As formas de realização preferidas são o sujeito das reivindicações dependentes.

Apesar dos sistemas DSL com multi-portadoras serem promissores por oferecerem uma forma economicamente eficiente de disponibilizar as linhas telefónicas presentes a tráfego de

transmissão de dados de alta velocidade, existem problemas importantes nas fases de instalação e manutenção da DSL que impedem a sua distribuição rápida e de forma alargada. Por exemplo, as linhas de telefone existentes foram, inicialmente, instaladas apenas para transmissão de voz. Esta transmissão apenas de voz pode ser transmitida com sucesso utilizando apenas uma pequena largura de banda. Os sistemas DSL com multi-portadoras requerem a utilização de uma largura de banda muito superior à requerida pela transmissão de voz. A frequências elevadas, as condições da linha que não afectam a transmissão de voz tornam-se factores importantes limitativos da velocidade de transmissão de dados digitais. Por exemplo, a atenuação da linha está relacionada com o comprimento do lacete. Também, a potência do sinal enviado a partir da CO ou do utilizador decresce com a distância. Além disso, pares entrançados, em circuito aberto e pequenos, denominados derivações de ponte, ligados em derivação aos pares entrançados em funcionamento, apesar de não afectarem a transmissão de voz, causam quedas periódicas na função de atenuação da linha em certas sub-bandas e, portanto, degradam o desempenho do serviço DSL. Além disso, as linhas telefónicas estão normalmente juntas num molho de 25 ou 50 pares entrançados num cabo. A grande proximidade dos pares entrançados no cabo faz com que os sinais gerados pelos vários serviços DSL transportados por uma linha telefónica específica sejam captados por uma ou mais das restantes linhas telefónicas do molho. Estes sinais são considerados como componentes de ruído aditivos porque são imprevisíveis e sem significado para todas as linhas telefónicas excepto para a que transporta o serviço desejado. A interferência entrando nas linhas telefónicas através de um caminho de acoplamento com outras linhas telefónicas é denominada de diafonia.

Podem existir outras fontes de ruído numa linha telefónica que são causadas pela recepção de ondas electromagnéticas (EM) transmitidas por várias fontes, tais como estações de rádio AM, dispositivos eléctricos, tais como secadores de cabelo, comutadores de iluminação, sistemas de alarme ou semelhantes. A mais prejudicial destas fontes electromagnéticas são geralmente as estações de rádio AM. Uma vez que não existem duas linhas telefónicas iguais e a disponibilidade e a qualidade de uma ligação DSL é directamente proporcional às condições da linha tal como descrito anteriormente, é importante poder qualificar as linhas telefónicas para o serviço DSL e manter a ligação de comunicações uma vez que o serviço tenha sido estabelecido. Para diminuir os custos associados com a qualificação e manutenção do serviço, pode ser desejável qualificar e manter as linhas telefónicas remotamente, sem ter de enviar um técnico à localização do utilizador.

Estabelecer uma ligação de comunicações entre um utilizador e um ou mais servidores ligados aos sistemas da sede requer um transceptor DSL para tratar da transmissão de dados de acordo com os princípios básicos descritos anteriormente. Cada um dos transceptores de cada lado da ligação, *i. e.*, a CO e a CPE, são chamados modems. Os modems da CO e da CPE compreendem algum hardware analógico para executar a transmissão e recepção do sinal analógico e uma secção digital que compreende um circuito integrado de processamento digital de sinal (DSP) e, por exemplo, um circuito integrado para aplicação específica (ASIC) que trata das operações de processamento de sinal. Devido à velocidade de transmissão de dados elevada associado com o serviço DSL, o circuito DSP deve ser capaz de completar o processamento e manipulação necessários dos dados digitais

rápida e eficientemente. Uma forma de realização exemplificativa da presente invenção aproveita a vasta capacidade computacional dos modems DSL e a presença dos circuitos DSP dos dois lados da linha de transmissão para caracterizar a linha de transmissão. Embora os modems DSL possam funcionar como um modem no seu estado habitual, são capazes de funcionar num modo singular, no qual podem ser utilizados como dispositivos de teste e medida.

Um exemplo de uma questão encontrada durante a instalação e manutenção de um serviço DSL é a determinação da estrutura física e da condição da linha de forma a que uma decisão possa ser tomada em relação à adequação do lacete para o serviço DSL e que passos podem ser tomados, se possível, para melhorar a linha telefónica de forma a que os fornecedores de serviço possam oferecer um melhor serviço DSL. Por exemplo, se uma derivação da ponte causando uma redução substancial da velocidade de transmissão de dados fôr encontrada, a companhia telefónica pode enviar um técnico para remover a derivação. Em geral, o comprimento do lacete, a detecção de derivações e a estimativa dos seus comprimentos e localizações, e a detecção de interferentes na linha é útil para caracterizar a linha de transmissão.

Além disso, após a instalação do hardware DSL, a ligação deve ser monitorizada de forma a assegurar a qualidade de serviço continuada. Isto requer, geralmente, a determinação de alterações no ambiente de transmissão que pode, mais uma vez, por exemplo, ser conseguida utilizando as capacidades de processamento de sinal do modem DSL.

De acordo com uma forma de realização exemplificativo desta invenção, os modems CO e CPE são utilizados como pontos de

teste. O processo de teste compreende recolher conjuntos de dados específicos durante o treino do modem, pós-processar os dados para facilitar a sua utilização e interpretação e extrair os resultados relativos à condição da linha. No treino do modem, o objectivo é executar medidas e determinar os parâmetros da linha de transmissão para permitir a restauração dos sinais originais transmitidos pelos modems CPE e CO. Estes sinais são, geralmente, distorcidos pela linha de transmissão através da atenuação e desvio de fase e ainda degradados por ruído. Os modems CO e CPE atravessam um conjunto de estados pré-definido e normalizado para ficarem a conhecer os parâmetros do sistema de comunicações completo. Transmitem e recebem sinais conhecidos de cada modem. Estes sinais ajudam na caracterização da linha de transmissão. Por exemplo, de acordo com uma forma de realização exemplificativa desta invenção, o software e/ou o hardware de recolha de dados, *i. e.*, um módulo, é adicionado a um ou a ambos os modems CO e CPE. Este módulo de recolha de dados permite que alguns dos conjuntos de dados já utilizados no treino do modem sejam recolhidos e guardados para análise posterior. O módulo de recolha de dados também permite a obtenção de dados adicionais e novos.

Uma vez que os modems CO e CPE funcionam com base na multiplexagem por divisão na frequência, os dados recolhidos nos modems CPE e CO são diferentes no sentido em que o modem CPE transmite no canal ascendente e recebe no canal descendente e o modem CO transmite no canal descendente e recebe no canal ascendente. Portanto, a largura de banda dos dados recolhidos no modem CPE é limitada pela largura de banda do canal descendente e, de forma semelhante, a largura de banda dos dados recolhidos no modem CO é limitada pela largura de banda do canal ascendente. Portanto, como resultado do treino do modem, os

dados enviados no canal ascendente podem ser recolhidos e guardados no modem CO. Da mesma forma, os dados enviados no canal descendente podem ser recolhidos e guardados no modem CPE. Este tipo de processo de testes utiliza os processos normalizados de treino de modems e confia portanto na existência de ambos os modems CO e CPE. Isto será referido como teste bilateral.

Num teste bilateral, os dados no sentido descendente recolhidos no modem CPE podem ser transferidos para o modem CO para, por exemplo, serem analisados Além disso por técnicos de serviço e/ou hardware e/ou software adicionais. Isto requer a capacidade de estabelecer uma ligação especial de diagnóstico entre os modems CO e CPE para transmitir os dados de diagnóstico, mesmo que falhe a ligação DSL normal. Isto pode ser conseguido, por exemplo, pelo método descrito no documento US 6658052. No caso de não se poder estabelecer uma ligação de diagnóstico, apenas estarão disponíveis para análise os dados locais, i. e., os dados no sentido ascendente no modem CO, e os dados no sentido descendente no modem CPE.

Uma ou mais entidades, tal como a companhia telefónica, podem também querer executar um teste unilateral a partir do modem CO ou do modem CPE para, por exemplo, pré-qualificar as linhas de cliente para o serviço DSL. Além disso, por exemplo, um fabricante de computadores que instale modems DSL nos seus computadores pode querer executar um teste unilateral de forma a que um cliente possa determinar qual o tipo de serviço DSL que deve subscrever. Nestes casos, as capacidades de processamento de sinal do modem DSL podem ser utilizadas de uma forma diferente. Num teste bilateral, um dos modems actua como um gerador de sinal e o outro actua como um receptor de sinal. Num

teste unilateral, o mesmo modem DSL actua como gerador de sinal e como receptor de sinal para caracterizar a ligação de comunicações.

De acordo com uma forma de realização exemplificativa da invenção, um aspecto da invenção refere-se ao pós-processamento e a interpretação dos dados recolhidos numa ligação de comunicações.

Um aspecto adicional da invenção refere-se à recolha de dados a partir de um ou mais de um modem CO e de um modem CPE.

Além disso, aspectos da invenção referem-se, também, à manipulação de dados num ou mais extremos de um sistema de comunicações para facilitar a utilização subsequente e a interpretação dos dados.

Além disso, aspectos da invenção referem-se também a uma ou mais das seguintes: calibração, compensação de filtragem, estimação de tabelas de SNR remotas, e conversão de ritmos de dados dos dados obtidos a partir de um ou mais de um modem CO e de um modem CPE.

Aspectos adicionais da invenção referem-se também à disponibilização de resultados fáceis de interpretar sobre as condições da linha.

Aspectos adicionais da invenção referem-se, também, à disponibilização de resultados fáceis de interpretar sobre a ligação de comunicações entre o CPE e a CO.

Estas e outras características e vantagens desta invenção são descritas na ou são aparentes da descrição detalhada seguinte da forma de realização.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

As formas de realização da invenção serão descritas em detalhe, em referência às figuras seguintes em que:

A Figura 1 ilustra um sistema exemplo de caracterização de linha de acordo com esta invenção;

A Figura 2 ilustra um método exemplo de determinar de dados calibrados de acordo com esta invenção;

A Figura 3 ilustra um método exemplo de determinar dados compensados por filtragem de acordo com esta invenção;

A Figura 4 ilustra um método exemplo de reduzir os efeitos da filtragem no domínio do tempo e no domínio da frequência de acordo com esta invenção;

A Figura 5 ilustra um método exemplo de determinar uma tabela de SNR no extremo distante de acordo com esta invenção;

A Figura 6 ilustra um método exemplo de determinação da velocidade de transmissão de dados verdadeiro de acordo com esta invenção;

A Figura 7 ilustra um modelo exemplo de comprimento de lacete de acordo com esta invenção;

A Figura 8 ilustra um método exemplo de determinação de comprimentos de lacete e de comprimentos de derivações de acordo com esta invenção;

A Figura 9 ilustra uma operação exemplo do processo de detecção de diafonia de acordo com esta invenção;

A Figura 10 ilustra um método exemplo de determinação de informação de interferências de acordo com esta invenção;

A Figura 11 ilustra um espectro de potência exemplo de um padrão de interferência AM/EMI;

A Figura 12 ilustra a derivada de segunda ordem do espectro de potência da Figura 11 determinada de acordo com esta invenção;

A Figura 13 ilustra um método exemplo de determinar o número de interferentes de acordo com esta invenção;

A Figura 14 ilustra um método exemplo de determinar uma estimativa da degradação de velocidade de transmissão de dados de acordo com esta invenção;

A Figura 15 ilustra um método exemplo de determinar um velocidade de transmissão de dados estimado de acordo com esta invenção; e

A Figura 16 ilustra um resumo da função exemplo de determinar as características da ligação de comunicações de acordo com esta invenção.

DESCRIÇÃO DETALHADA DA INVENÇÃO

As formas de realização exemplo desta invenção serão descritas em relação à aplicação da invenção ao ambiente de um transceptor ADSL. Contudo, deve ser apreciado que, em geral, os sistemas e métodos desta invenção funcionarão igualmente bem para qualquer sistema de comunicações com multi-portadoras incluindo, mas não estando limitados ao DSL, VDSL, SDSL, HDSL, HDSL2 ou qualquer outro sistema DSL de multi-ton discreto ou de multi-ton discreto por ondeletas.

A Figura 1 ilustra um sistema 100 exemplo de caracterização da linha. O sistema 100 de caracterização de linha compreende um ou mais modems 110 CO, um ou mais modems 130 CPE e um módulo 150 de pós-processamento e interpretação. Além disso, o modem 110 CO compreende um módulo 120 de recolha de dados. Da mesma forma, o modem 130 CPE compreende um módulo 140 de recolha de dados. O módulo 150 de processamento e interpretação compreende um armazenamento 160 do parâmetro de interpretação e está ligado a um ou mais dispositivos 170 de saída.

Para facilidade de ilustração, os componentes normalizados associados com o modem 110 CO e um modem 130 CPE foram omitidos apesar de serem prontamente identificáveis por um perito comum na técnica. Além disso, o módulo 150 de pós-processamento e interpretação foi simplificado mas pode incluir, por exemplo, um controlador, uma interface I/O, uma memória e/ou pode ser implementado num processador digital de sinal, um ASIC, ou qualquer combinação de hardware e/ou software que seja capaz de executar as funções aqui descritas. O módulo 150 de

pós-processamento e interpretação é também ligado a um ou mais dispositivos 170 de saída tal como uma impressora, um monitor, um sistema de visualização de caracterização de linha, um PDA, uma interface gráfica de utilizador, um sistema de monitorização de rede, um sistema de análise DSL ou semelhante.

Enquanto a forma de realização exemplificativa ilustrada na Figura 1 mostra o sistema 100 de caracterização de linha e vários componentes separados, deve ser apreciado que os vários componentes do sistema de caracterização de linha podem ser combinados ou estar localizados em partes distantes de uma rede distribuída, tal como área local de uma rede, uma rede de área alargada, uma intranet e/ou a Internet ou dentro de um sistema de caracterização de linha dedicado. Assim, deve ser apreciado, que os componentes do sistema 100 de caracterização de linha podem ser combinados num único dispositivo ou co-localizados num nó particular de uma rede distribuída ou combinados num ou mais de um modem CO ou de um modem CPE. Assim, será apreciado a partir da descrição seguinte, e por razões de eficiência computacional, que os componentes do sistema 100 de caracterização de linha podem estar situados em qualquer localização, tal como um computador de utilização geral, ou dentro de uma rede distribuída ou sistema de caracterização de linha dedicado sem afectar a operação do sistema.

Como discutido acima, os módulos 120 e 140 de recolha de dados, que podem ser uma combinação de hardware e/ou software, possibilitam, pelo menos, recolher e armazenar os conjuntos de dados utilizados no treino dos modems. Além disso, os módulos 120 e 140 de recolha de dados permitem a recolha de novos dados ou conjuntos de dados que podem ser obtidos ou durante o treino ou em tempo real. Assim, um ou mais conjuntos de dados são

recolhidos a partir ou do módulo 120 de recolha de dados e/ou do módulo 140 de recolha de dados e encaminhados para o módulo 150 de pós-processamento e interpretação para análise.

Por exemplo, como discutido acima, no caso de ser difícil estabelecer uma ligação de comunicações entre um modem e um módulo 150 de pós-processamento e interpretação, uma ligação de diagnóstico pode ser estabelecida, tal como descrito no documento US 6658052.

Contudo, em geral, qualquer protocolo ou método que seja capaz de encaminhar os dados a partir de um ou mais modems Co e CPE pode funcionar, igualmente, bem com os sistemas e métodos desta invenção.

Após a recolha de dados, o módulo 150 de pós-processamento e interpretação processa os dados para, por exemplo, permitir uma interpretação mais fácil das características da linha. Em particular, o processo de pós-processamento inclui calibração, compensação de filtragem, determinação do conjunto de SNR a partir dos bits e tabelas de ganhos e conversão de ritmos de dados. O processo de interpretação inclui, com a cooperação do armazenamento 160 do parâmetro de interpretação que armazena um ou mais parâmetros, a caracterização do lacete, a detecção de interferentes, uma estimação da redução de dados e uma estimação da velocidade de transmissão de dados.

Em geral, o pós-processamento envolve várias tarefas, tais como converter os dados não processados de um formato para outro, escalar os dados e compensar os filtros analógicos e digitais no percurso da transmissão.

Em geral, durante o processo de interpretação, o processo exemplo de estimação do comprimento do lacete estima o comprimento do lacete e tenta determinar a presença de uma ou mais derivações na linha de transmissão. Se uma derivação é detectada, o comprimento da derivação é também estimado. A estimação é executada comparando um modelo da função de transferência da linha, que é parameterizado em termos do comprimento do lacete e dos comprimentos e localizações das derivações, com a função de transferência da linha realmente medida. Três algoritmos diferentes são utilizados para estimar a estrutura física do lacete dependendo de que dados são utilizados, *i. e.*, do percurso ascendente, do percurso descendente, ou de reflectometria unilateral no domínio do tempo.

O processo de detecção de interferentes identifica diafonia e interferentes electromagnéticos na linha analisando o espectro de potência medido do ruído. A estimação de redução da velocidade de transmissão de dados estima a redução de velocidade de transmissão de dados causada pela presença dos interferentes na linha de transmissão. De forma semelhante, a estimação de velocidade de transmissão de dados estima a velocidade de transmissão de dados máximo que a linha pode suportar através da utilização de um teste unilateral. O teste combina os resultados da reflectometria unilateral no domínio do tempo e a medida do espectro de potência de ruído na linha para estimar um perfil grosseiro da SNR para ambos os canais ascendente e descendente bem como estima a velocidade de transmissão de dados com base nestas tabelas de SNR.

A Figura 16 ilustra um resumo do método de executar a caracterização de uma ligação de comunicações. Especificamente,

o controlo começa no passo S10 e continua no passo S20. No passo S20, dados não processados são obtidos de um ou mais modem CO e modem CPE. Em seguida, no passo S30, é executado o pós-processamento numa porção de dados não processados. Então, no passo S40, é executada a interpretação numa ou mais porções dos dados não processados e uma porção dos dados pós-processados. O controlo continua então no passo S50.

No passo S50, a ligação de comunicações, *i. e.*, a informação da condição da linha é colocada na saída, por exemplo, num formato visualizável. O controlo continua então para o passo S60 onde a sequência de controlo termina.

A Figura 2 mostra um método exemplo para executar uma calibração que modifica os dados recolhidos de forma a que os dados pareçam ter sido medidos, por exemplo, com equipamento de teste normalizado. Em particular, a rotina de calibração considera os dados recebidos, que podem chegar na forma de dados não processados, os ajustes do amplificador de ganho programável (PGA) utilizado para recolher os dados, e o escalonamento do ganho, se existir, e coloca na saída os dados calibrados. Contudo, a função de calibração e os dados resultantes calibrados podem variar dependendo da implementação real e dos dados não processados sendo analisados.

Em particular, o controlo começa no passo S100 e continua para o passo S110. No passo S110, é recebido um vector de dados não processados. Em seguida, no passo S120, é determinado o número de elementos no vector de dados não processados. Então, no passo S130, são determinados os ajustes do PGA que estavam presentes durante o processo de recolha de dados. O controlo continua então para o passo S140.

No passo S140, é determinada a informação de escalonamento que foi aplicada aos dados não processados. Em seguida, no passo S150, e para um número pré-determinado de iterações, é executado o passo S160. Em particular, no passo S160, é determinado um vector de saída contendo os dados calibrados. O controlo continua, então, para o passo S170.

No passo S170, o vector de dados calibrados é colocado na saída. O controlo continua para o passo S180 onde a sequência de controlo termina.

A rotina de compensação de filtragem remove o efeito dos filtros do andar analógico de saída (AFE) dos dados recebidos. Em particular, a rotina de compensação de filtragem modifica os dados calibrados com base na resposta específica do dispositivo no domínio da frequência dos filtros AFE e emita os dados com compensação de filtragem.

A Fig. 3 ilustra um método exemplificativo para executar a compensação de filtragem. Em particular, o controlo começa no passo S200 e continua para o passo 210. No passo S210, é recebido o vector de dados calibrados. Em seguida, no passo S220, é recebida a função de filtragem no domínio da frequência específica do dispositivo, em dB. Depois, no passo S230, é determinado o número de elementos no vector de dados calibrados. O controlo continua, então, para o passo S240.

No passo S240, para um número pré-determinado de iterações, é executado o passo S250. Em particular, no passo S250, são determinados os dados com compensação de filtragem, que é um vector de dados contendo os dados com compensação de filtragem e

calibrados. Em seguida, no passo S260, o vector de dados com compensação de filtragem é emitido. O controlo continua, então, no passo S270, onde a sequência de controlo termina.

Na monitorização de serviço, por exemplo, os modems CO e CPE recolhem o sinal de eco recebido numa trama de sincronização. Uma vez que a igualação no domínio do tempo e a igualação no domínio da frequência estão, normalmente, em operação em tempo real, o sinal de eco recebido é afectado pelos filtros de igualação no domínio do tempo e pelos filtros de igualação no domínio da frequência. Através da utilização da deconvolução no domínio da frequência, é possível ao módulo 150 de pós-processamento e interpretação remover os efeitos da igualação no domínio do tempo e da igualação no domínio da frequência.

Em particular, a Fig. 4 mostra um método exemplo de redução dos efeitos dos filtros de igualação no domínio do tempo e dos filtros de igualação no domínio da frequência. O controlo começa no passo S300 e continua no passo S310. No passo S310, é recebido o vector dos dados calibrados, em dB. Estes dados calibrados podem ser considerados antes ou depois da correcção para a igualação no domínio do tempo e frequência. Em seguida, no passo S320, é determinado um vector com os coeficientes do filtro de igualação no domínio do tempo. Por exemplo, os coeficientes do igualador no domínio do tempo podem ser armazenados no modem CO/CPE após o treino, de forma a que o sistema necessite apenas de aceder aos coeficientes armazenados. Então, no passo S330, é determinado um vector com os coeficientes do filtro de igualação no domínio da frequência, em dB. Por exemplo, os coeficientes do igualador no domínio do tempo podem ser armazenados no modem CO/CPE após o treino, de

forma a que o sistema necessite apenas de aceder aos coeficientes armazenados. O controlo continua, então, no passo S340.

No passo S340, é determinado o número de elementos no vector de dados calibrados. Em seguida, no passo S350, para um número pré-determinado de iterações, é determinada a Transformada Rápida de Fourier dos coeficientes de igualação no domínio do tempo. O controlo continua então no passo S370.

No passo S370, e para um número pré-determinado de iterações, é executada no passo S380 uma deconvolução no domínio da frequência (em logaritmo), para determinar o valor dos dados compensados. No passo S390, são colocados na saída os dados compensados, o que reduz ou remove os efeitos da igualação no domínio do tempo e da igualação no domínio da frequência. O controlo continua, então, para o passo S395 onde a sequência de controlo termina.

No fornecimento de serviço bilateral, se um modem CO ou CPE não é capaz de estabelecer uma ligação de diagnóstico, apenas estão disponíveis os dados das ligações ascendente ou descendente. Contudo, uma representação da tabela SNR no modem mais distante pode ser obtida através de uma ligação normalizada. De acordo com as especificações G.dmt e G.Lite, cada uma das quais é incorporada aqui em referência na sua totalidade, cada modem envia uma tabela de bits e ganhos para o modem correspondente na ligação ascendente ou descendente. Esta tabela indica o número de bits atribuído a cada tom e o ganho fino correspondente ao tom. Uma vez que a tabela de atribuição de bits está directamente relacionada com o SNR, o módulo de pós-processamento e interpretação é capaz de executar uma

transformação inversa da tabela de bits e ganhos para a tabela de SNR.

Em particular, a Fig. 5 mostra um método exemplo de determinar o conjunto de SNR a partir da tabela de bits e ganhos. Em particular, o controlo começa no passo S400 e continua no passo S410. No passo S410, é recebida a tabela de carregamento de bits da terminação distante. No passo S420, é recebida a tabela de ganhos finos da terminação distante. Então, no passo S430, é determinado o número de elementos dos vectores dos bits e dos ganhos. O controlo continua, então, no passo S440.

No passo S440, é determinado o vector SNR requerido. Por exemplo, o vector SNR requerido pode ser um vector pré-estabelecido e pré-determinado para a aplicação DSL específica. Este vector pode ser obtido a partir, por exemplo, das especificações G.lite, G.992.1 e G.992.2.

O vector SNR também pode ser armazenado no software do modem CO/CPE para ser utilizado na fase de carregamento de bits da inicialização do modem. Em seguida, no passo S450, é determinada a margem. A margem é um parâmetro que determina de quanto será reduzida a SNR ao determinar a tabela de bits. Por exemplo, uma margem de 6 dB significa que, ao atribuir a tabela de bits, o SNR de cada bit será reduzido de 6 dB. Portanto, a margem fornece ao sistema uma protecção contra rajadas de ruído súbitas. Em seguida, no passo S460, para um número pré-determinado de iterações, é estimada a tabela SNR no passo S470. O controlo continua então no passo S480.

No passo S480, é colocada na saída a tabela SNR estimada da terminação distante. O controlo continua, então, no passo S490 onde a sequência de controlo termina.

Em adição ao descrito anteriormente, o módulo 150 de pós-processamento e interpretação também é capaz de converter a velocidade de transmissão de dados do vector de dados recebido. Em particular, e de acordo com uma forma de realização exemplificativa, o vector de dados é convertido, com base em unidades de 32 kbit/s, para a velocidade de transmissão de dados verdadeiro em kbit/s.

A Fig. 6 mostra um método exemplo de conversão da velocidade de transmissão de dados. Em particular, o controlo começa no passo S500 e continua no passo S510. No passo S510, é determinado a velocidade de transmissão de dados não processados. Em seguida, no passo S520, a velocidade de transmissão de dados não processados é convertido para a velocidade de transmissão de dados verdadeiro em kbit/s. Então, no passo S530, é colocado na saída a velocidade de transmissão de dados verdadeiro. O controlo continua então no passo S540 onde a sequência de controlo termina.

A porção de interpretação do módulo 150 de pós-processamento e interpretação extrai resultados compreensíveis dos dados pós-processados. Em particular, tal como discutido anteriormente, durante a interpretação, o módulo 150 de pós-processamento e interpretação é capaz de, pelo menos, executar a caracterização do lacete, a estimação da diafonia e das perturbações, a detecção de rádio AM e interferências electromagnéticas, as estimativas da degradação de ritmo e as estimativas da velocidade de transmissão de dados.

Em particular, um método exemplo da caracterização de lacete que funciona com os sistemas e métodos desta invenção emprega uma abordagem baseada num modelo para estimar o comprimento do lacete e os comprimentos de até duas derivações. Especificamente, tal como ilustrado no Pedido pendente N° de Série 09/755172, é feita uma comparação entre a resposta impulsiva do canal medida e a resposta impulsiva de um modelo de lacete consistindo de par isolado e contendo até duas derivações. O comprimento do lacete e os comprimentos das derivações são os parâmetros da resposta impulsiva teórica do canal. O algoritmo altera os parâmetros do modelo teórico e avalia a diferença entre a resposta impulsiva do canal medida e a resposta impulsiva teórica do canal. O comprimento do lacete e/ou das derivações que minimize as funções de erro são então declarados com valores estimados.

Enquanto o método descrito anteriormente tira partido de um modo de diagnóstico bilateral no qual os modems CO e CPE estão disponíveis, se o modem CPE não estiver ainda instalado ou não estiver operacional, o módulo de pós-processamento e interpretação pode executar uma técnica de reflectometria (TDR) no domínio do tempo que pode ser utilizada para estimar a estrutura física da linha.

Especificamente, os dados requeridos pelo algoritmo no domínio do tempo é obtido enviando um sinal pré-definido através do canal e avaliando a forma de onda do eco. O eco obtido desta forma é analisado para detectar a descontinuidade de impedância provocada por quaisquer derivações, um circuito aberto no lacete, bobinas de carga ou semelhante. Um cancelador de eco (não mostrado) pode estar a funcionar durante as medidas de

reflectometria no domínio do tempo de forma a cancelar o eco de terminação próxima provocado pelo circuito de saída analógico (AFE) do cartão da linha.

Se $x_k(n), n=1, \dots, n$, em que N é o número de amostras de sinal numa trama, for a versão amostrada do sinal recebido na k -ésima trama de saída do cancelador de eco, a forma de onda TDR é dada por:

$$TDR(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k(n)$$

Note-se que a forma de onda TDR é obtida por cálculo da média no domínio do tempo. Portanto, a FFT no percurso de recepção é desligada durante o processo de cálculo da média.

Em teoria, qualquer descontinuidade na impedância no lacete provoca uma reflexão que é observada como um impulso cuja localização e amplitude podem ser utilizadas para estimar a distância da descontinuidade da impedância bem como o seu tipo, i. e., se a descontinuidade de impedância é provocada por uma derivação ou por um circuito aberto no lacete. Se estiverem presentes no lacete múltiplas descontinuidades de impedância, analisar a forma de onda no domínio do tempo do sinal de eco torna-se muito complicada. Por esta razão, uma abordagem baseada num modelo pode ser utilizada para as estimações de TDR.

O método exemplo, geralmente, compara o eco observado com o de um modelo em que o canal se assume ser constituído por três secções separadas por duas derivações tal como mostrado na Fig. 7. Um objectivo da análise TDR é estimar d_j $j=1,2,3$ e b_j ,

$j=1,2$, que fornecem informação acerca da localização e dos comprimentos das derivações bem como acerca do comprimento do lacete total.

Na fase de medida, todos os telefones na localização do utilizador devem estar no repouso. Isto é necessário porque o modelo de lacete assume que o final do lacete não tem terminação, i. e., está em aberto. Isto requer a detecção das condições inactivo/activo antes de efectuar as medidas TDR.

Em seguida, são efectuadas as medidas TDR calculando a média do sinal de eco sobre K tramas e gravando o resultado. Este processo resulta numa forma de onda do eco no domínio do tempo que será comparada com a resposta de eco num lacete conhecido.

O modelo teórico para a função de transferência do canal do eco no caso ascendente pode ser descrito em dois passos. O primeiro passo consiste em escrever as equações para a corrente e a tensão na fonte (CO transmite), I_s , V_s , em termos da corrente e tensão na carga (CO recebe), I_L , V_L , através da aplicação de matrizes ABCD. Assim, a resposta do eco num lacete dados d_j e b_j é dada por:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = F^s \times A^1 \times B^1 \times A^2 \times B^2 \times A^3 \times F^L \times \begin{bmatrix} V_L \\ 0 \end{bmatrix}$$

em que A^i , B^j , F^s e F^L são matrizes 2×2 cujos elementos são, de facto, vectores de $N/2$ elementos em que N é o número de amostras da forma de onda TDR no *buffer* ou na trama como anteriormente. Aqui, A^i é uma matriz representando a resposta no domínio da

frequência da i -ésima secção do lacete, B^j é a matriz representando a resposta do j -ésima derivação e F^S e F^L são as matrizes representando os circuitos AFE para o percursos TX (fonte) e RX (carga). A partir das funções de transferência anteriores, o caminho do eco pode ser derivado e é dado por:

$$H_{echo} = \frac{V_L}{V_S}$$

As entradas nas matrizes anteriores são dadas por:

$$A_{11}^i = A_{22}^i = \cosh(\gamma d_i)$$

$$A_{12}^i = Z_0 \sinh(\gamma d_i), \quad A_{21}^i = A_{12}^i Z_0^{-2}$$

Entradas da matriz B^j :

$$B_{11}^j = B_{22}^j = 1$$

$$B_{12}^j = 0, \quad B_{21}^j = Z_j^{-1}$$

Onde Z_j^{-1} é uma quantidade relacionada com a impedância da j -ésima derivação e finalmente:

$$F_{11}^S = F_{22}^S = 1, \quad F_{12}^S = 0, \quad F_{21}^S = Z_S$$

$$F_{11}^L = F_{22}^L = 1, \quad F_{12}^L = 0, \quad F_{21}^L = Z_L^{-1}$$

A partir destas equações pode determinar-se o tamanho da memória necessária. Como um exemplo, cada uma das entradas das

matrizes podem ser vectores de 128 elementos complexos. Uma vez que pode ser complexo determinar os valores do $\cosh(\gamma d)$ e do $\sinh(\gamma d)$, estas quantidades podem ser pré-determinadas a intervalos regulares, tais como intervalos de 500 pés, a partir de 5000 pés até 15000 pés. Estes intervalos pré-determinados exemplo requereriam 42 x 256 localizações para armazenar os valores de $\cosh(.)$ e $\sinh(.)$ e 256 localizações para armazenar Z_0^{-2} . Admitindo que os comprimentos das derivações podem ser distinguidos em incrementos de 250 pés, teriam de ser atribuídas 6 x 256 localizações para Z_j^{-1} . Além disso, seriam necessárias 2 x 256 localizações para armazenar os valores de Z_s e Z_L^{-1} . Isto totaliza 52 x 256 localizações. Também seriam necessárias 8 x 256 localizações para armazenar os resultados intermédios das multiplicações.

Dada a função de transferência teórica do eco do sistema, o comprimento do lacete e os comprimentos das derivações são estimados minimizando a seguinte expressão em relação a d_1 , d_2 , d_3 e b_1 , b_2 :

$$\min_{d_i, b_j} |TDR - H_{echo}(d_i, b_j)|^2$$

Assim, deve executar-se uma busca sobre os parâmetros d_i e b_j . A partir da localização do primeiro impulso reflectido d_1 e b_1 , se a reflexão tiver sido causada por uma derivação, a localização pode ser estimada. Portanto, d_1 e b_1 podem ser eliminados da busca. As três primeiras matrizes na expressão para a resposta do eco, $F^S \times A^1 \times B^1$ podem ser agrupadas e não necessitam ser consideradas. Para cada conjunto dos parâmetros de busca, d_2 , d_3 , b_2 , é construída a resposta do eco. Então, é determinada a diferença entre as respostas de eco verdadeira e

teórica. Este processo é repetido tantas vezes quanto necessário ao algoritmo de busca. Uma vez que o algoritmo de busca necessita de um número variável de iterações para chegar aos valores óptimos de d_2 , d_3 , b_2 , este valor é difícil de prever.

A Fig. 8 ilustra um método exemplo de caracterização do lacete utilizando reflectometria no domínio do tempo. Especificamente, o controlo começa no passo S550 e continua no passo S555. No passo S555, é feita uma determinação se os telefones estão inactivos. Se os telefones estiverem inactivos, o controlo salta para o passo S565. No caso contrário, o controlo continua para o passo S560. No passo S560, os telefones são colocados inactivos. O controlo continua então para o passo S565.

No passo S565, é enviado um sinal pré-definido através do canal e é analisada a forma de onda do eco. Em seguida, no passo S570, é determinada a forma de onda TDR por cálculo da média do sinal de eco ao longo de K tramas. Então, no passo S575, são variados os comprimentos do lacete e das derivações do modelo. O controlo continua, então, para o passo S580.

No passo S580, é monitorizada a diferença entre a resposta impulsiva medida do canal e a resposta impulsiva teórica do canal. Em seguida, no passo S585, são declarados os valores estimados com base no comprimento do lacete/comprimento das derivações que minimiza a função de erro. O controlo continua, então, para o passo S590 onde a sequência de controlo termina.

Além de estimar os elementos, tal como o comprimento do lacete e os comprimentos das derivações que formam a estrutura física de um lacete, o processo de interpretação também é capaz

de identificar várias diafonias e fontes de perturbação no canal. Os pares de cabos entrelaçados são, tipicamente, agrupados em grupos de 25 ou 50 unidades. Diferentes serviços DSL, tais como HDSL, T1 ou ISDN, transportados por um ou mais pares entrelaçados, são normalmente captados pelos restantes pares de cabos no grupo e observados como fontes de ruído. A interferência que penetra num par entrelaçado por algum percurso de acoplamento com os outros pares entrelaçados denomina-se por diafonia.

Existem outras fontes de perturbação na linha que são provocadas por acoplamento electromagnético. Um bom exemplo é as estações de rádio AM. A cablagem defeituosa das habitações resulta, normalmente, na observação de sinais AM na banda de frequências DSL. Um objectivo dos algoritmos de estimação de diafonia/interferente é identificar as fontes de diafonia e fornecer informação quantitativa acerca das fontes, tais como o nível de potência e a frequência do interferente. A identificação de diafonia/interferente na linha é seguida pela estimação de degradação de ritmo que é uma predição da perda de velocidade de transmissão de dados provocada pela presença do interferente identificado.

De um ponto de vista algorítmico, existem dois algoritmos diferentes para identificara diafonia e a interferência electromagnética (EMI). Depois de uma discussão do processo de recolha de dados, estes dois algoritmos serão explicados em detalhe.

O processo de detecção de interferentes utiliza o espectro de potência do ruído de canal desocupado (ICN) para a estimação da diafonia/interferentes na linha. Durante as medidas ICN, o

canal é monitorizado para assegurar que não existem sinais com significado, tais como o tom de pedido de activação, na linha. Se um sinal presente no receptor se denominar $x(n)$, onde $n=1, \dots, N$ é o índice da amostra dentro de uma trama, e N é o número de amostras contidas numa trama, o espectro de potência, $S_{xx}(f)$, é estimado de acordo com:

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |FFT_N(x_k(n))|^2$$

onde $x_k(n)$ é o sinal amostrado recolhido durante a k -ésima trama e K é o número de tramas sobre as quais a média é efectuada. Por outras palavras, a sequência de sinal $x_k(n)$ de N pontos é amostrada na k -ésima trama, é calculada a FFT de N pontos e é determinada a média dos quadrados das magnitudes dos coeficientes da FFT sobre K tramas consecutivas. Este processo fornece um periodograma de estimação do espectro de potência. Tal como no caso das medidas dos sinais de eco, o espectro de potência está disponível apenas num conjunto discreto de frequências, $f_i = i\Delta f$, $i = i_f, \dots, i_l$, onde i_f e i_l indicam o primeiro e o último tons em que o espectro de potência está amostrado. O processo de acumulação continua até ser obtida a precisão desejada no processo de medição do ruído. Por exemplo, $K=512$ ou $K=1024$ acumulações devem fornecer resultados excelentes.

O tipo e potência da diafonia são estimados comparando o espectro de potência medido com as máscaras espectrais de diafonia conhecidas, tais como DSL Next, HDSL Next, T1 Next ou semelhante. Os passos algorítmicos são para minimizar em relação a i , onde i indica o i -ésimo interferente conhecido, a g , que é a potência do interferente, e a σ , que representa a potência de

ruído branco, o quadrado da diferença entre as máscaras de espectro de potência do interferente observada e conhecida. É determinado o interferente que minimiza o erro quadrático médio (MSE) de acordo com:

$$MSE_i(g, \sigma) = \sum_{n=6}^{256} |PSD_{ICN}(n) - (g^2 PSD_i(n) + \sigma^2)|^2$$

No algoritmo anterior, i , g e σ , que estão associados com o tipo de interferente, a potência e o nível de ruído branco, respectivamente, são variados e é escolhido o conjunto de variáveis que minimiza o MSE sobre todos os tipos de diafonia candidatos. Por exemplo $i=1$ pode indicar um interferente DSL Next e g indicar a sua potência. Como um exemplo, as necessidades de memória para este algoritmo podem ser 256 localizações para armazenar o espectro de potência ICN e 256 localizações para armazenar o espectro de potência de cada interferente conhecido. Se existirem P tipos diferentes de interferentes conhecidos a necessidade de armazenamento é de $P \times 256$. Contudo, deve notar-se que as necessidades de armazenamento podem ser reduzidas determinando o PSD da diafonia em contínuo em vez de utilizar as 256 localizações para armazenar o espectro completo. Portanto, a memória de dados pode ser trocada com a memória de programa e podem ser utilizadas, aproximadamente, 350 localizações adicionais para armazenar variáveis intermédias durante a execução, por exemplo, do algoritmo de busca MSE.

Em relação ao algoritmo de busca que será utilizado para determinar os parâmetros i , g e σ que minimizam o MSE, é trivial detectar o nível do ruído branco de fundo portanto este nível de ruído pode ser excluído do algoritmo de busca. O que resta é minimizar o MSE com respeito a g para cada i o que pode ser

conseguido escolhendo Q valores possíveis para g e encontrando, entre esses Q valores pré-determinados, o que minimiza o MSE. Um exemplo de valores típicos para P e Q são $P=5$, *i. e.*, cinco PSD de interferentes conhecidos e $Q=50$.

Um exemplo da operação do algoritmo de detecção de diafonia é ilustrado na Figura 9. A linha sólida é a PSD medida do ICN *versus* a PSD da diafonia que melhor aproxima os dados observados. A perturbação verdadeira na linha era um interferente DSL Next com uma potência de -35 dBm e o algoritmo de detecção de diafonia encontrou exactamente a mesma resposta.

A Fig. 10 ilustra um método exemplo de determinar uma estimação da diafonia. Em particular, o controlo começa no passo S600 e continua no passo S610. No passo S610, é recebido um vector contendo o ruído de canal. Em seguida, no passo S620, é conseguida a minimização relativamente ao i -ésimo interferente variando a potência do interferente e o ruído branco. Então, no passo S630, é determinado o interferente que minimiza o erro quadrático médio de acordo com $MSE_i(g, \sigma)$. O controlo continua então para o passo S640.

No passo S640, é colocada na saída a informação de perturbação. O controlo continua, então, para o passo S650 onde a sequência de controlo termina.

Um receptor de ADSL é também susceptível de interferência AM/EMI porque uma porção da banda de recepção do ADSL coincide com o AM e com as frequências de difusão amadoras. De acordo com as especificações FCC, as frequências de difusão de rádio AM começam em 540 kHz e estendem-se até 1,8 MHz. Além desta banda de frequências, é possível encontrar EMI provocada pela difusão

de rádio amador nas bandas a partir de 1,9 MHz até aproximadamente 3,3 MHz. Portanto, as ligações caseiras que ligam o modem ADSL à linha telefónica pode actuar como uma antena que detecta uma ou mais fontes AM e/ou EMI.

A Fig. 11 ilustra um espectro de potência exemplo de um padrão de interferência AM/EMI com múltiplos interferentes AM. A difusão AM é conseguida modulando um sinal em banda de base, tal como um sinal de voz ou de música, por modulação de amplitude. Denominando o sinal em banda de base por $f(t)$, com t sendo o tempo, o sinal de modulação é dado por:

$$e_m(t) = f(t)\cos(\omega t) + A\cos(\omega t)$$

onde A é uma constante e $\omega = 2\pi f_c$ é a portadora em radianos. A partir da equação anterior, o espectro de $e_m(t)$ consiste no espectro do sinal em banda de base deslocado por $\pm \omega_c$ mais dois pulsos adicionais em $\pm \omega_c$. Portanto,

$$FFT(e_m(t)) = \frac{1}{2}[F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] + \pi A[\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]$$

A detecção de interferência AM/EMI é complicada pelo facto de que o espectro observado é dependente do espectro desconhecido do sinal em banda de base $f(t)$, que é variante no tempo, como ilustrado acima. Assim, o algoritmo de detecção AM/EMI deveria utilizar apenas a frequência da portadora da onda modulante como assinatura. A frequência e a potência de interferência AM/EMI podem ser estimadas modelando o espectro de potência da AM/EMI como um ruído de fundo constante mais um número de picos, parameterizados pela frequência e amplitude,

representando as frequências da portadora AM/EMI. Em seguida, o modelo é comparado com o espectro observado variando a frequência e a amplitude de cada pico individual. A configuração frequência/amplitude do modelo que melhor aproxime o espectro de potência original em termos do erro quadrático médio é declarada como a estimação.

Contudo, uma vez que cada pico é parameterizado por dois parâmetros, *i. e.*, frequência e amplitude, cada interferente AM/EMI adicional adiciona mais dois parâmetros à otimização. Se, por exemplo, existirem 10 interferentes AM/EMI, a otimização teria de ser efectuada sobre 20 parâmetros. Isto apresenta, em geral, um problema de otimização muito complicado que pode ser difícil de resolver na prática. Contudo analisando o espectro dos interferentes AM/EMI, verifica-se que a primeira derivada do espectro nas frequências das portadoras não é contínuo. Isto é, na frequência da portadora, o declive do espectro salta abruptamente de um número positivo grande para um número negativo grande. Assim, a segunda derivada do espectro contém impulsos negativos grandes e estes podem ser detectados estabelecendo um limiar negativo e determinando os impulsos cujas amplitudes estejam abaixo do limiar estabelecido.

As Figs. 11 e 12 ilustram a operação do método de detecção AM/EMI. Especificamente, a Figura 11 mostra o espectro de potência da banda de recepção ADSL que contém um número de interferentes AM/EMI. A Fig. 12 mostra a segunda diferença, que corresponde à segunda derivada em tempo contínuo do espectro de potência da Fig. 11. Podem ser observados picos negativos grandes nos pontos onde as frequências das portadoras AM/EMI estão localizadas. As frequências das portadoras são detectadas localizando os pontos na Fig. 12 onde a segunda diferença excede

um limiar pré-determinado, como ilustrado pela linha a tracejado. A potência de cada interferente AM/EMI é então estimada directamente a partir do espectro de potência original.

A Fig. 13 ilustra um método exemplo de determinar os interferentes AM/EMI. Em particular, o controlo começa no passo S700 e continua para o passo S710. No passo S710, é recebido um vector contendo o ruído de canal. Em seguida, no passo S720, para um número pré-determinado de iterações, a segunda diferença do vector contendo o ruído de canal inactivo é determinada no passo S730. Então, no passo S740, para um número pré-determinado de iterações, são detectadas as frequências das portadoras que excedem um determinado limiar. O controlo continua, então, para o passo S760.

No passo S760, é colocado na saída um vector contendo os números dos tons correspondentes aos interferentes AM/EMI detectados. Então, no passo S780, é colocado na saída o número de interferentes AM/EMI. O controlo continua, então, para o passo S790 onde a sequência de controlo termina.

Outra função do módulo de pós-processamento e de interpretação 150 é estimar a redução de ritmo provocada pela presença de diafonia e/ou interferentes na linha. Se o método de detecção de diafonia e/ou interferente determina que existem outras fontes de ruído para além do ruído branco de fundo na linha, o método actualiza as tabelas SNR disponíveis, que podem ser obtidas através de diagnósticos unilaterais ou bilaterais, ou revertendo a redução de SNR provocada pelos interferentes. A metodologia executa então uma rotina de carregamento de bits na tabela SNR actualizada com uma dada margem, enquadramento de trama e informação de codificação para determinar os ritmos para

uma linha livre de interferentes. A diferença entre os ritmos de dados verdadeiro e estimado dá a redução de ritmo provocada pelas fontes de ruído. O SNR é determinado de acordo com:

$$SNR(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{S_{xx}(f_i)}$$

onde $H(f_i)$ é a resposta impulsiva de canal avaliada no i -ésimo tom e $S_{xx}(f_i)$ é a densidade espectral de potência (PSD) do ruído na linha avaliada no i -ésimo tom. Se não existirem fontes de ruído na linha, excepto o ruído branco de fundo, a equação do SNR pode ser simplificada para:

$$SNR_{No-Disturber}(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{\sigma^2}$$

onde σ é o desvio padrão do ruído branco. A partir das equações anteriores, uma vez que um interferente seja detectado, a $SNR_{No-Disturber}$ pode ser determinada dado $S_{xx}(f_i)$, a PSD verdadeira do ruído (ICN) e σ . Em seguida, a rotina de carregamento de bits é executada na $SNR_{No-Disturber}$ e é determinada a diferença de ritmo para a SNR e a $SNR_{No-Disturber}$.

A Fig. 14 ilustra um método exemplo para gerar a estimativa de degradação de ritmo. Especificamente, o controlo começa no passo S800 e continua no passo S810. No passo S810, é recebido o vector contendo o ruído de canal inactivo. Em seguida, no passo S820, é determinado um vector contendo o ICN sem diafonia nem interferentes AM/EMI. Então, no passo S830, é determinada a mistura das SNR. O controlo continua, então, para o passo S840.

No passo S840, é determinada a margem. Em seguida, no passo S850, é recolhida informação acerca do modo de enquadramento de trama que foi utilizado no trino. Então, no passo S860, é determinado o ganho de codificação. O controlo continua, então, para o passo S870.

No passo S870, é determinado o número de elementos da tabela SNR. Em seguida, no passo S880, é determinado a velocidade de transmissão de dados com base na tabela de SNR. Então, no passo S890, a redução de SNR provocada pelo interferente é reduzida/eliminada. O controlo continua, então, para o passo S895.

No passo S895, é determinado a velocidade de transmissão de dados máximo estimado. Em seguida, no passo S897 é colocado na saída a estimativa da degradação do ritmo. O controlo continua, então, para o passo S899 onde a sequência de controlo termina.

Os dados DTR são utilizados para estimar o comprimento do lacete e os comprimentos das derivações tal como discutido anteriormente. Além disso, a informação extraída do método de interpretação TDR pode ser utilizada para estimar a resposta impulsiva do canal $H(f_i)$ no domínio da frequência. Além disso, a PSD do ruído $S_{xx}(f_i)$ é conhecida a partir das medidas de ICN. Assim, a SNR pode ser estimada a partir destas duas quantidades de acordo com:

$$SNR(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{S_{xx}(f_i)}, i = i_s, \dots, i_l$$

onde i_s e i_1 são o primeiro e último tons sobre os quais $S(f_i)$ é avaliado. A velocidade de transmissão de dados é determinado executando o método de carregamento de bits na SNR estimada com uma dada margem, enquadramento de tempo e informação de codificação. Uma vez que o algoritmo de estimação de ritmo pode utilizar rotinas de carregamento de bits existentes, mais uma vez podem ser reduzidas as necessidades de memória.

A Fig. 15 ilustra um método exemplo de estimar a velocidade de transmissão de dados. Especificamente, o controlo começa no passo S900 e continua no passo S910. No passo S910, é determinada uma estimativa da atenuação de canal. Em seguida, no passo S920, é determinado o ruído de canal inactivo. Então, no passo S930, é determinada a margem. O controlo continua, então, para o passo S940.

No passo S940, é obtida a informação do modo de enquadramento de trama. Em seguida, no passo S950, é determinado o ganho de codificação. Então, no passo S960, é obtida a tabela SNR. O controlo continua, então, para o passo S970.

No passo S970, é executado pelo carregamento de bits na SNR e determinado a velocidade de transmissão de dados estimado. Em seguida, no passo S980, é colocado na saída a velocidade de transmissão de dados estimado. O controlo continua, então, para o passo S990 onde a sequência de controlo termina.

Como ilustrado na FIG. 1, o sistema 100 de caracterização de linha pode ser implementado ou num programa único num computador de utilização geral ou num programa separado num computador de utilização geral. Contudo, o sistema 100 de caracterização de linha pode também ser implementado num

computador especial, num microprocessador ou microcontrolador programado e elemento de um circuito integrado periférico, um ASIC ou outro circuito integrado, um processador digital de sinal, um circuito electrónico ou lógico, tal como um circuito de elementos discretos, um dispositivo lógico programável, tal como um PLD, PLA, FPGA, PAL, um modem ou semelhante. Em geral, pode ser utilizado qualquer dispositivo capaz de implementar uma máquina de estados finitos que, por sua vez, seja capaz de implementar os fluxogramas ilustrados nas FIG. 2-6, 8, 10 e 13-15 para implementar o sistema de caracterização de linha de acordo com esta invenção.

Além disso, o método divulgado pode ser implementado facilmente em software utilizando ambientes de desenvolvimento de software por objectos ou orientados por objectos que proporcionam código de fonte portátil que pode ser utilizado numa variedade de computadores ou de plataformas de hardware de estações de trabalho. Alternativamente, o sistema de caracterização de linha divulgado pode ser implementado, parcial ou na totalidade, em hardware utilizando circuitos lógicos convencionais ou projectos VLSI. A decisão de se utilizar software ou hardware para implementar os sistemas de acordo com esta invenção está dependente dos requisitos de velocidade e/ou eficiência do sistema, da função particular e dos sistemas de software e/ou hardware particulares ou sistemas de microprocessadores ou microcontroladores a ser utilizados. O sistema e métodos de caracterização de linha aqui ilustrados, contudo, podem ser facilmente implementados em hardware e/ou software utilizando quaisquer sistemas ou estruturas conhecidas ou desenvolvidas mais tarde, dispositivos e/ou software por aqueles peritos comuns na técnica aplicável a partir da

descrição funcional aqui fornecida e de um conhecimento básico geral das artes dos computadores e das comunicações.

Além disso, os métodos divulgados podem ser implementados facilmente como software executado num computador de utilização geral programado, um computador especial, um microprocessador, ou semelhante. Nestes exemplos, os métodos e sistemas desta invenção podem ser implementados como um programa embebido num computador pessoal, tal como um programa Java® ou CGIScript, como um recurso residente num servidor ou numa estação de trabalho gráfica, como uma rotina embebida num sistema de caracterização de linha dedicado, um modem, um sistema de caracterização de linha dedicado ou semelhante. O sistema de caracterização de linha pode ser também implementado incorporando fisicamente o sistema e o método num sistema de software e/ou hardware, tal como os sistemas de hardware e software de um sistema de caracterização da linha ou modem, tal como um modem DSL.

È portanto aparente que foram fornecidos sistemas e métodos para caracterizar as condições da linha de acordo com a presente invenção. Apesar desta invenção ter sido descrita em conjunção com um número de formas de realização exemplo. È evidente que muitas alternativas, modificações e variações seriam ou são aparentes para aqueles peritos comuns nas técnicas aplicáveis. Da mesma forma, a invenção pretende abranger todas essas alternativas, modificações, equivalentes e variações, como reivindicado.

Lisboa, 27 de Abril de 2010

REIVINDICAÇÕES

1. Sistema (100) de caracterização de linhas de comunicações com multi-portadoras compreendendo um módulo (150) de pós-processamento e interpretação para determinar as características de uma linha de comunicações,

caracterizado por

o módulo (150) de pós-processamento e interpretação estar adaptado para receber dados não processados a partir de um modem (110, 130) de multi-portadoras localizado remotamente com um módulo (120, 140) de recolha de dados,

o módulo (150) de pós-processamento e interpretação está adaptado para interpretar os dados não processados recebidos do módulo (120, 140) de recolha de dados para determinar características da linha de comunicações, incluindo uma estimativa da redução da velocidade de transmissão de dados pelo cálculo da diferença entre uma velocidade de transmissão de dados real com perturbações e uma velocidade de transmissão de dados estimada para uma linha sem perturbações.

2. Sistema de caracterização de linha de comunicações com multi-portadoras de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por o sistema (100) de caracterização de linha de comunicações com multi-portadoras compreender o modem (110, 130) de multi-portadoras possuindo o módulo (120, 140) de recolha de dados concebido para recolher dados não processados.

3. Sistema de caracterização de linhas de comunicações com multi-portadoras de acordo com a reivindicação 1 ou 2, caracterizado por o módulo (150) de pós-processamento e interpretação executar, pelo menos, uma caracterização de lacete e uma detecção de interferente.
4. Método de caracterização de linhas de comunicações para determinar características de uma linha de comunicações, caracterizado por

o método compreender os seguintes passos:

receber dados não processados a partir de um modem (110,130) de multi-portadoras localizado remotamente com um módulo (120, 140) de recolha de dados;

interpretar os dados não processados recebidos do módulo (120, 140) de recolha de dados para determinar características da linha de comunicações incluindo uma estimação da redução da velocidade de transmissão de dados pelo cálculo da diferença entre uma velocidade de transmissão de dados real com perturbações e uma velocidade de transmissão de dados estimada para uma linha sem perturbações.
5. Método, de acordo com a reivindicação 4, caracterizado em por o método compreender ainda o passo de recolher dados não processados no modem (110, 130) de multi-portadoras localizado remotamente.

6. Método, de acordo com a reivindicação 4 ou 5, caracterizado por o método executar ainda, pelo menos, uma caracterização de lacete e uma detecção de interferente.

Lisboa, 27 de Abril de 2010

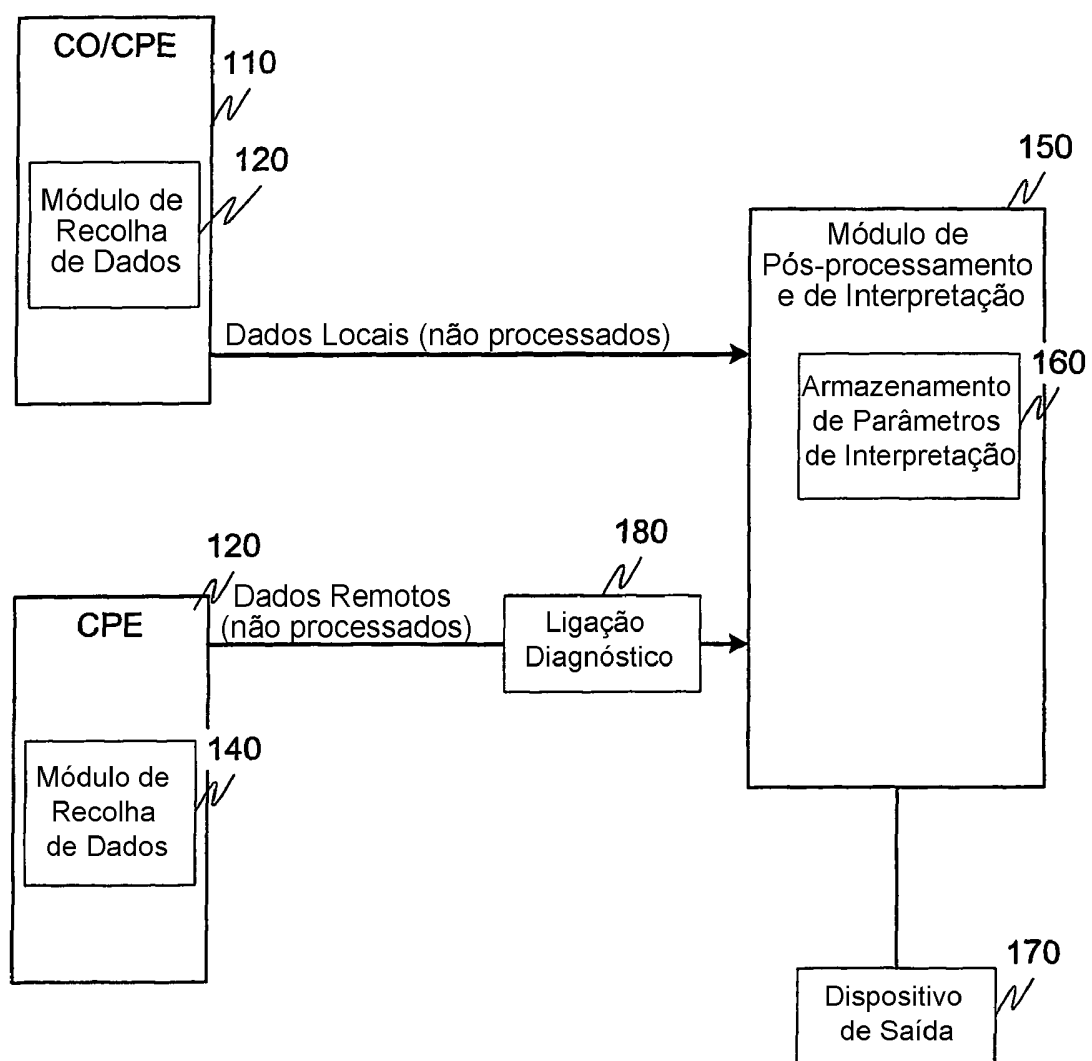


Fig. 1

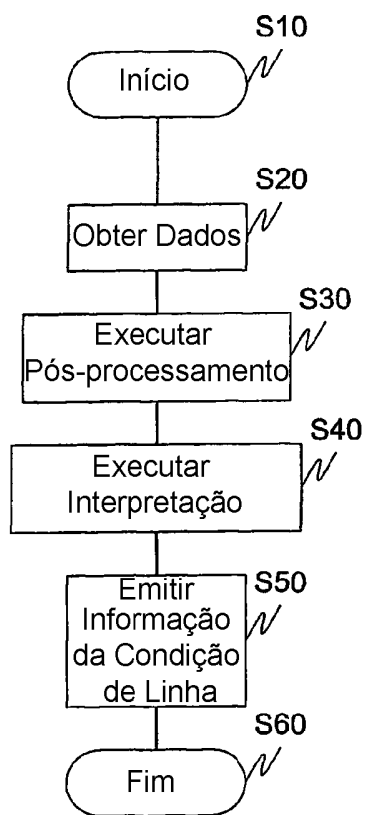


Fig. 16

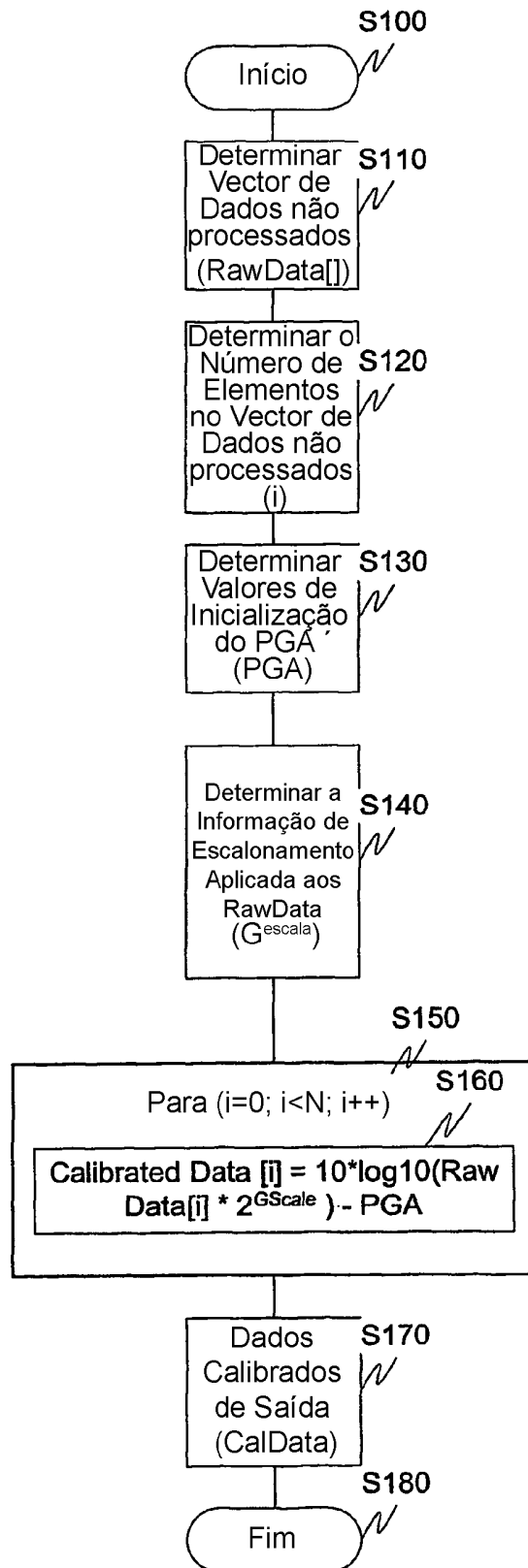


Fig. 2

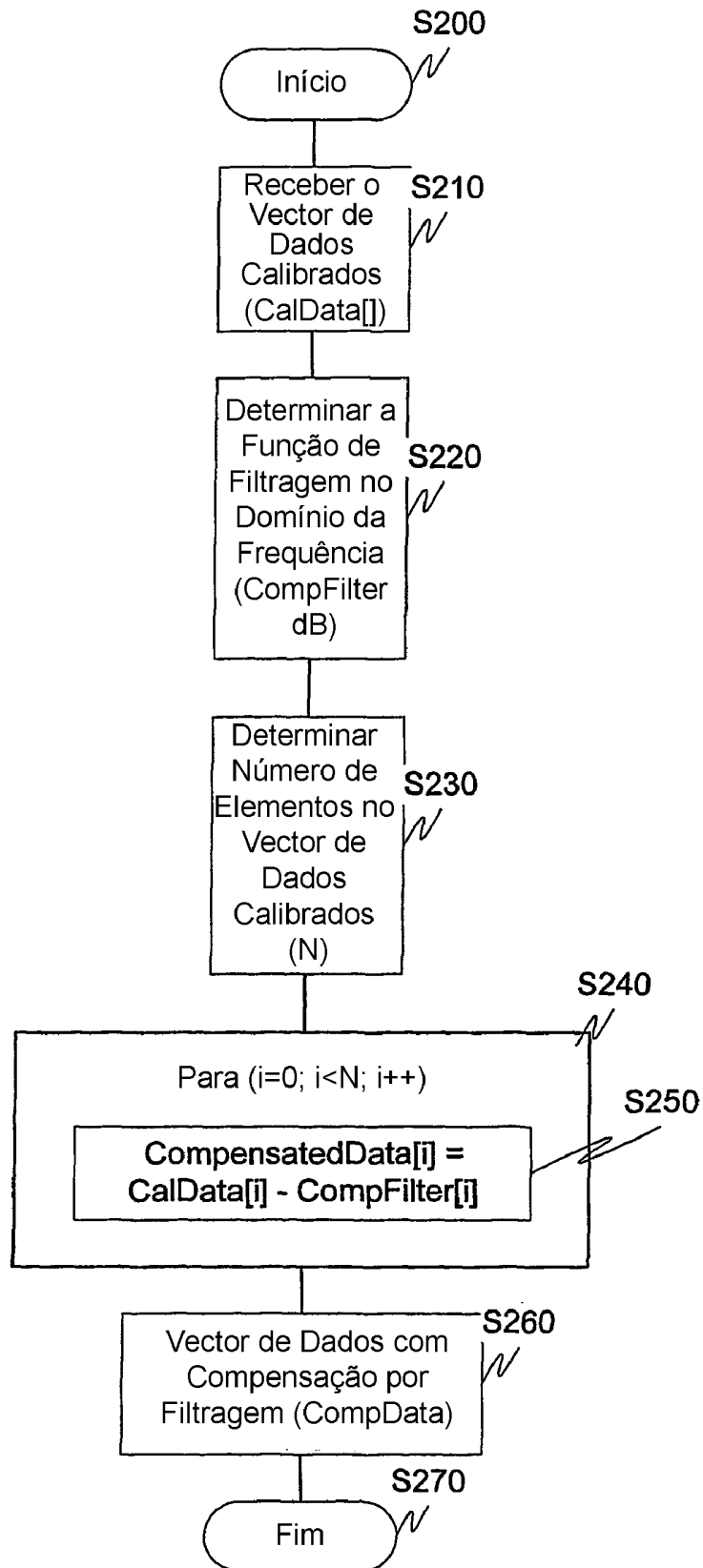


Fig. 3

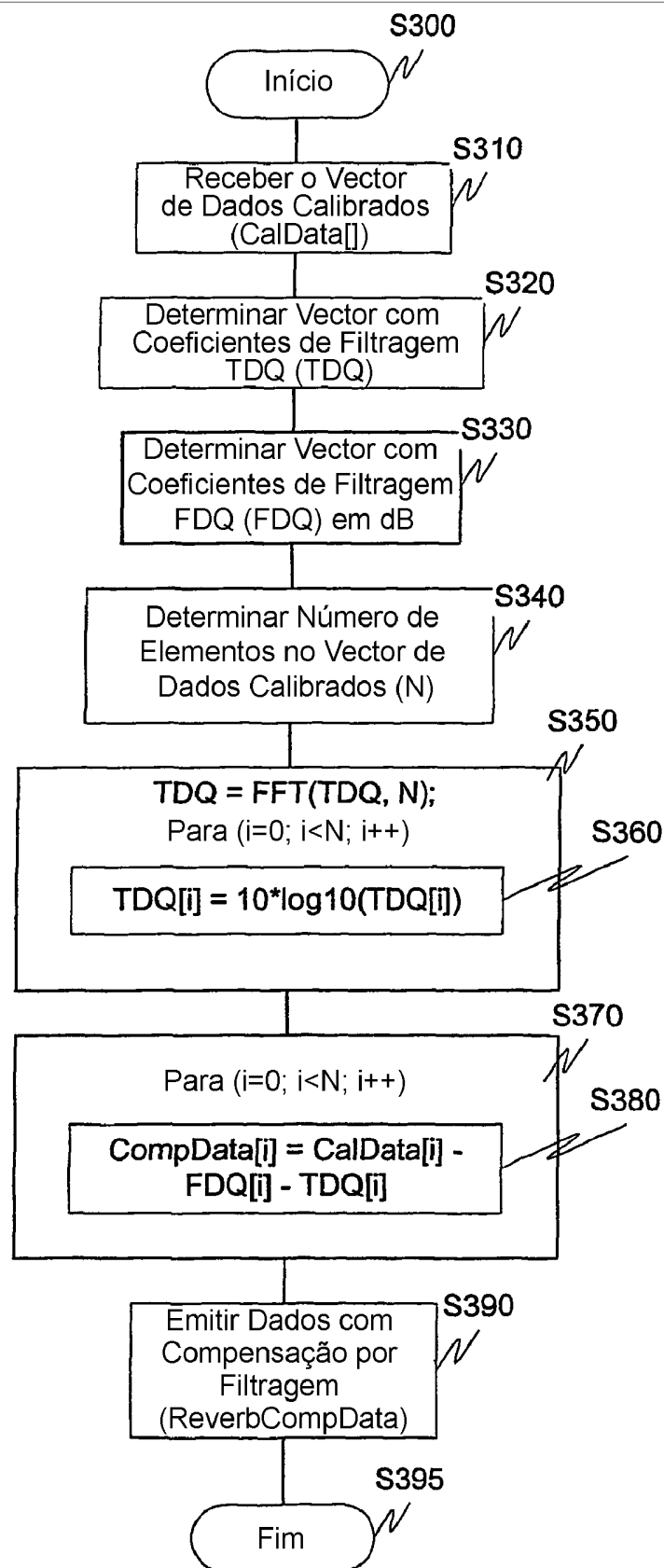


Fig. 4

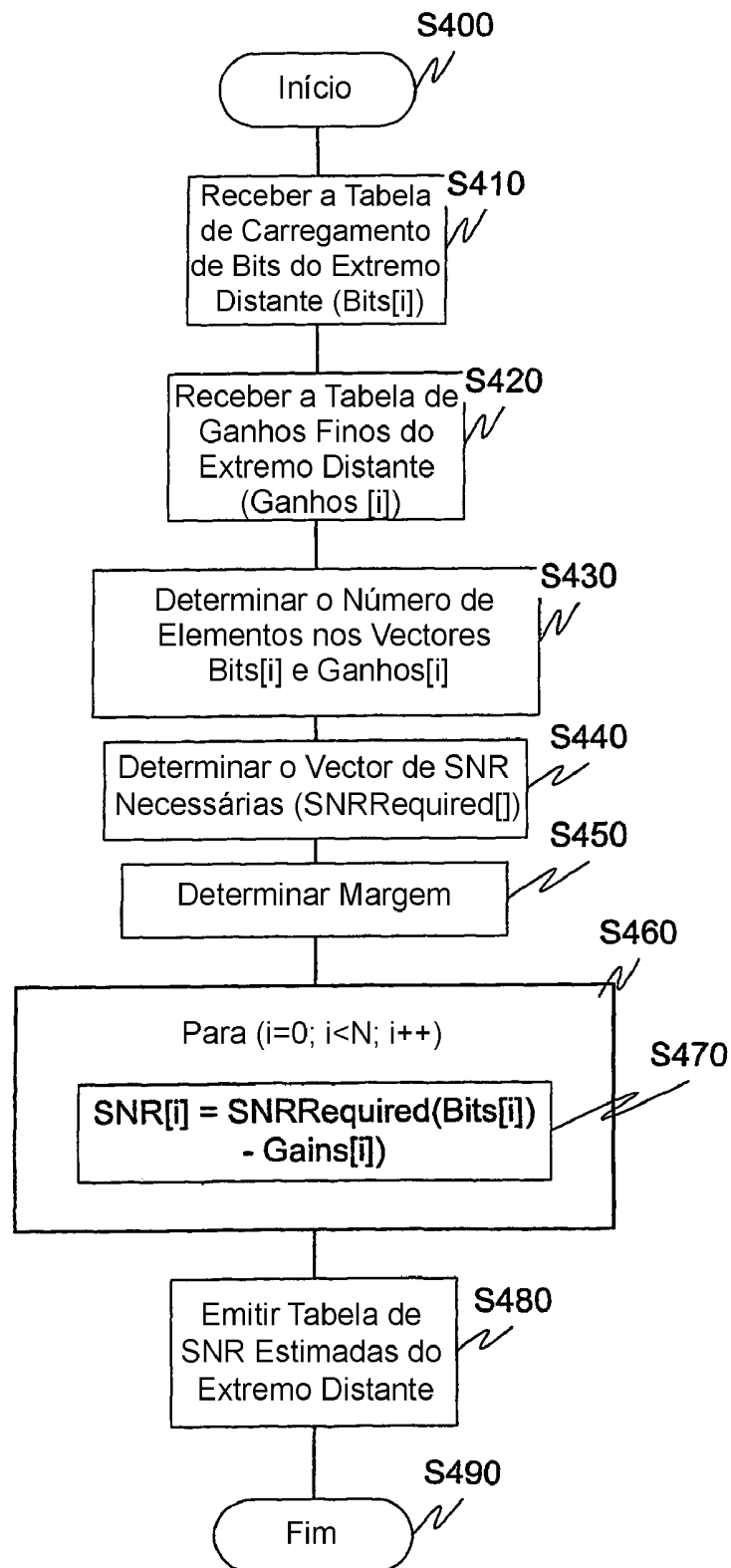


Fig. 5

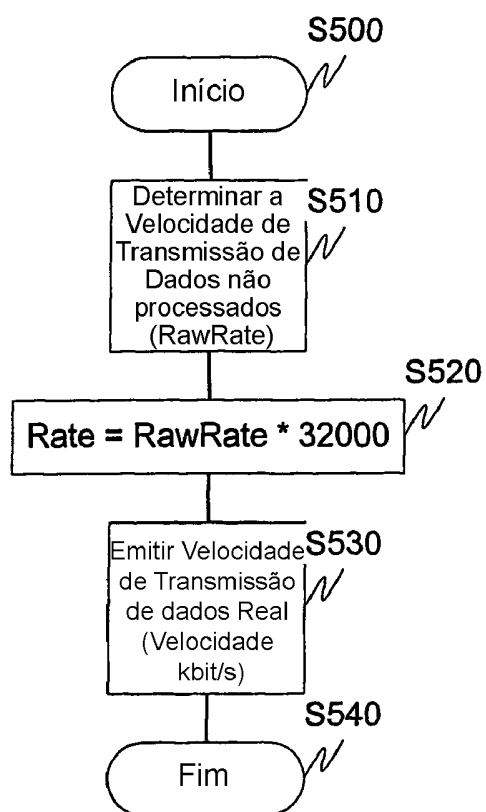


Fig. 6

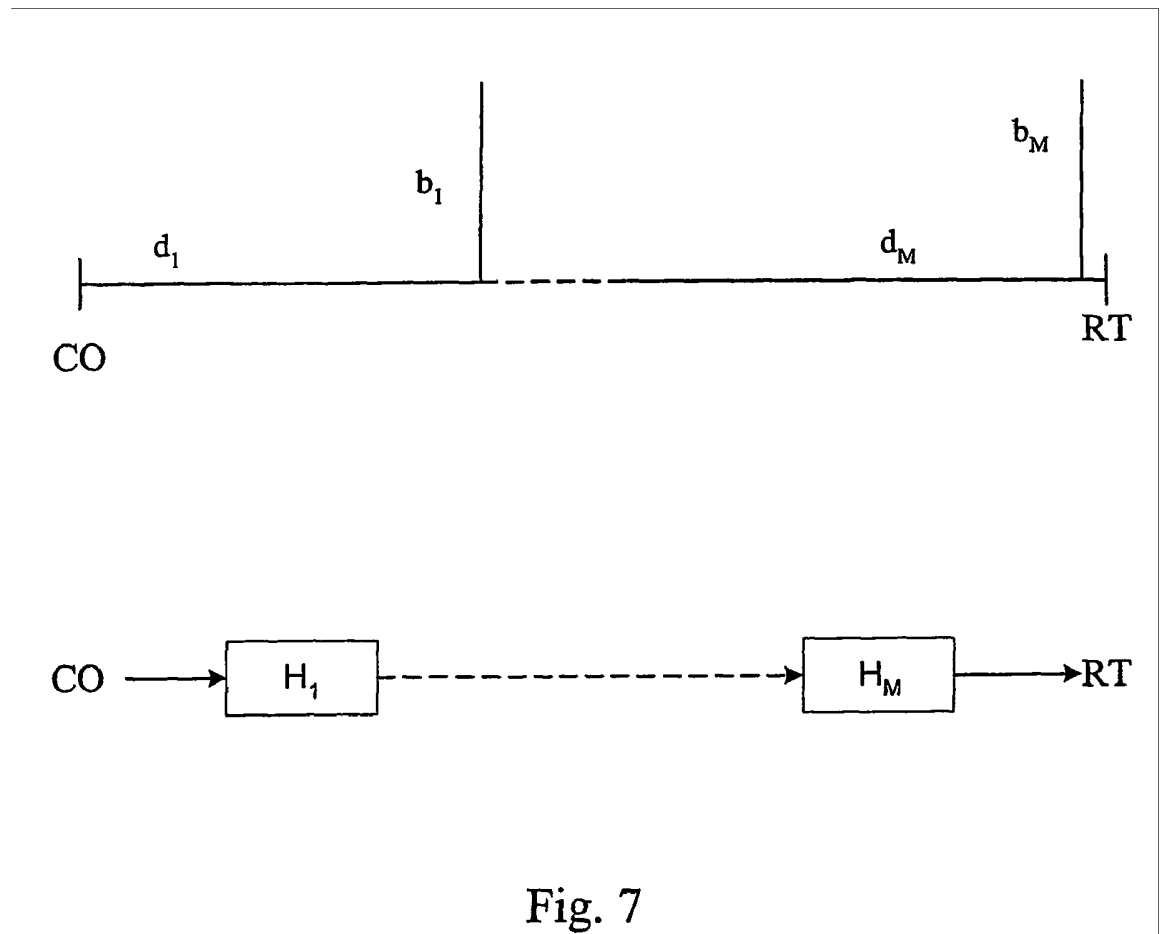


Fig. 7

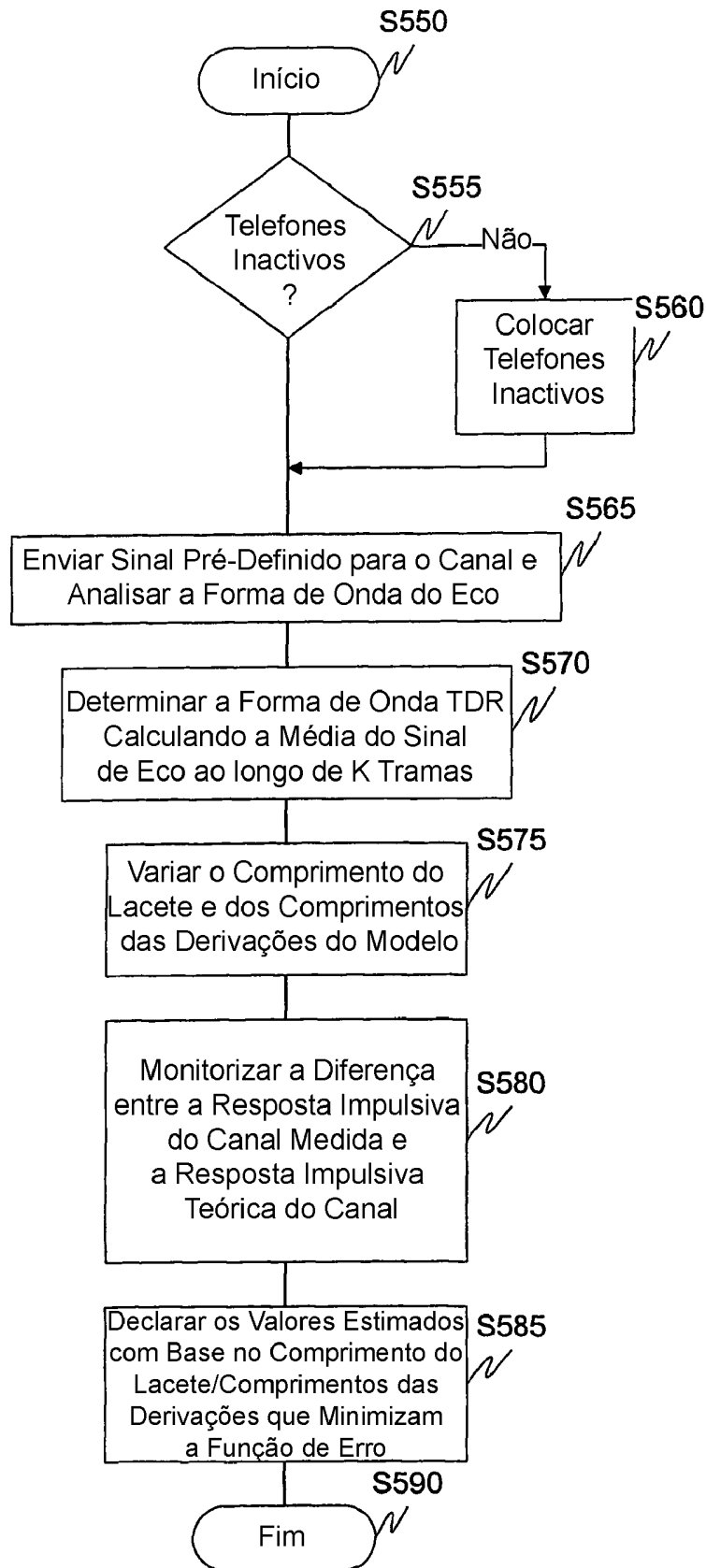


Fig. 8

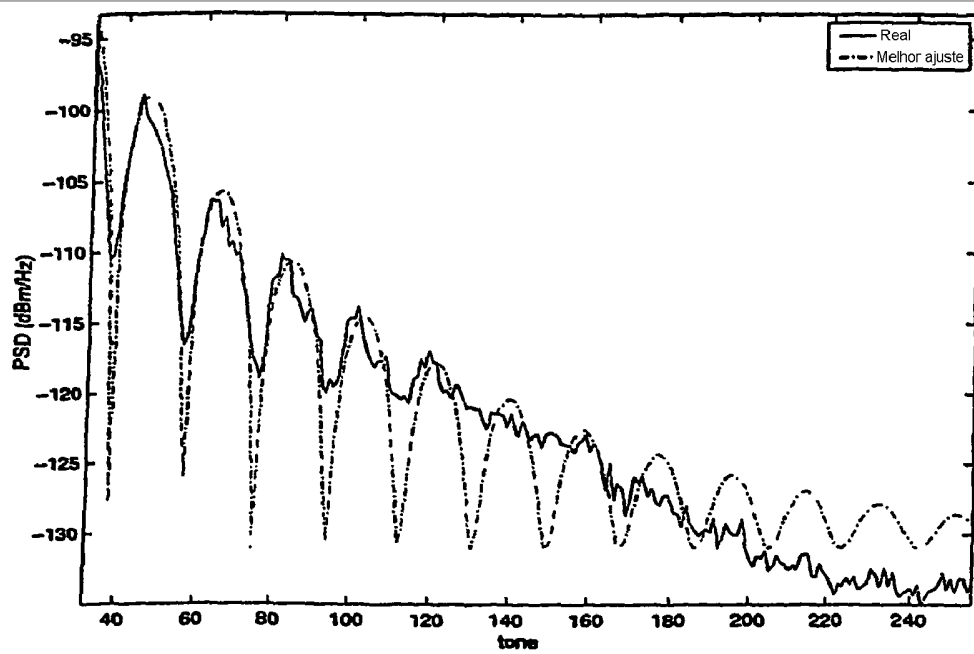


Fig. 9

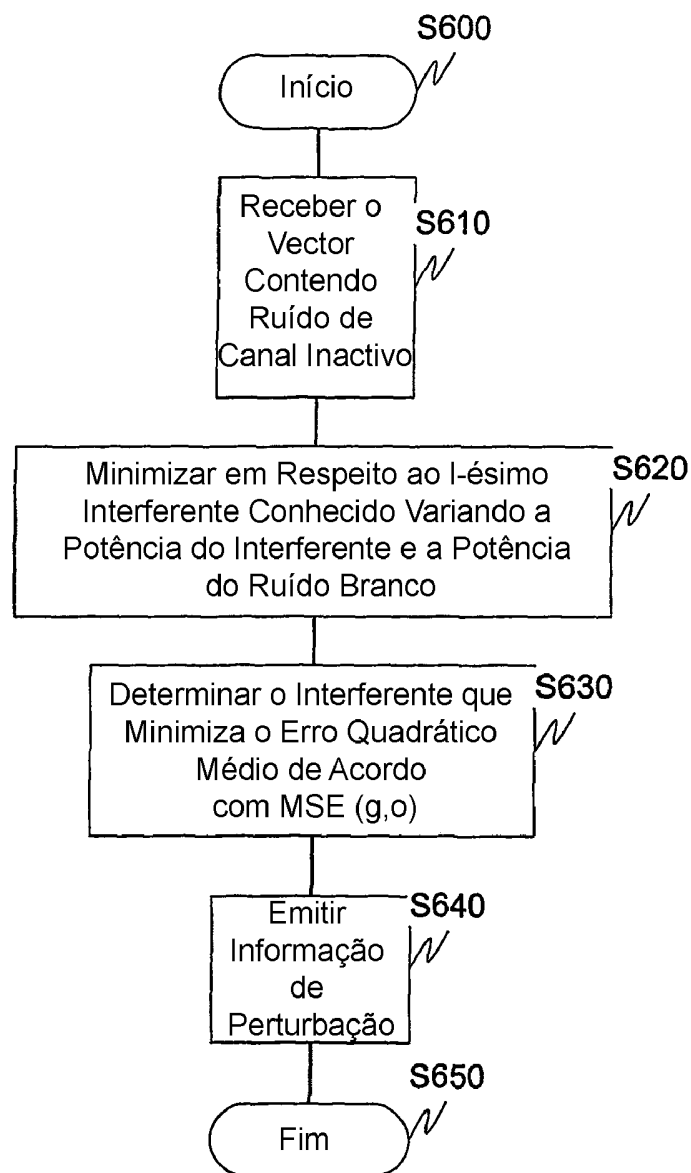


Fig. 10

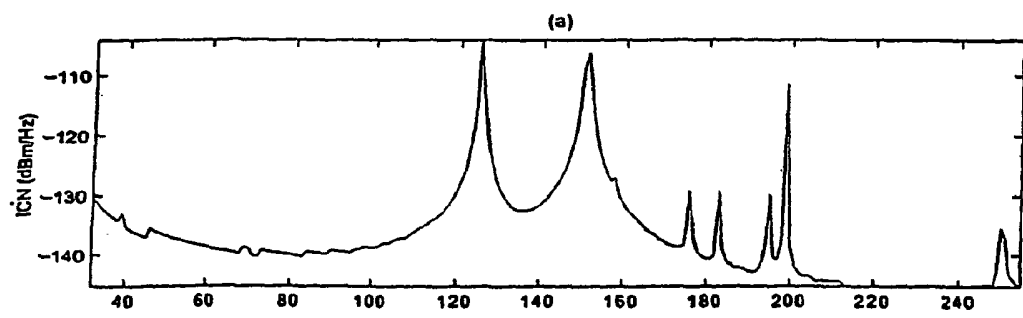


Fig. 11

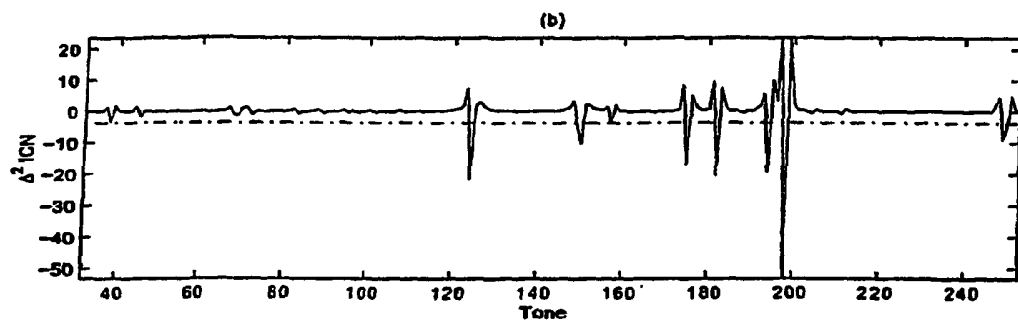


Fig. 12

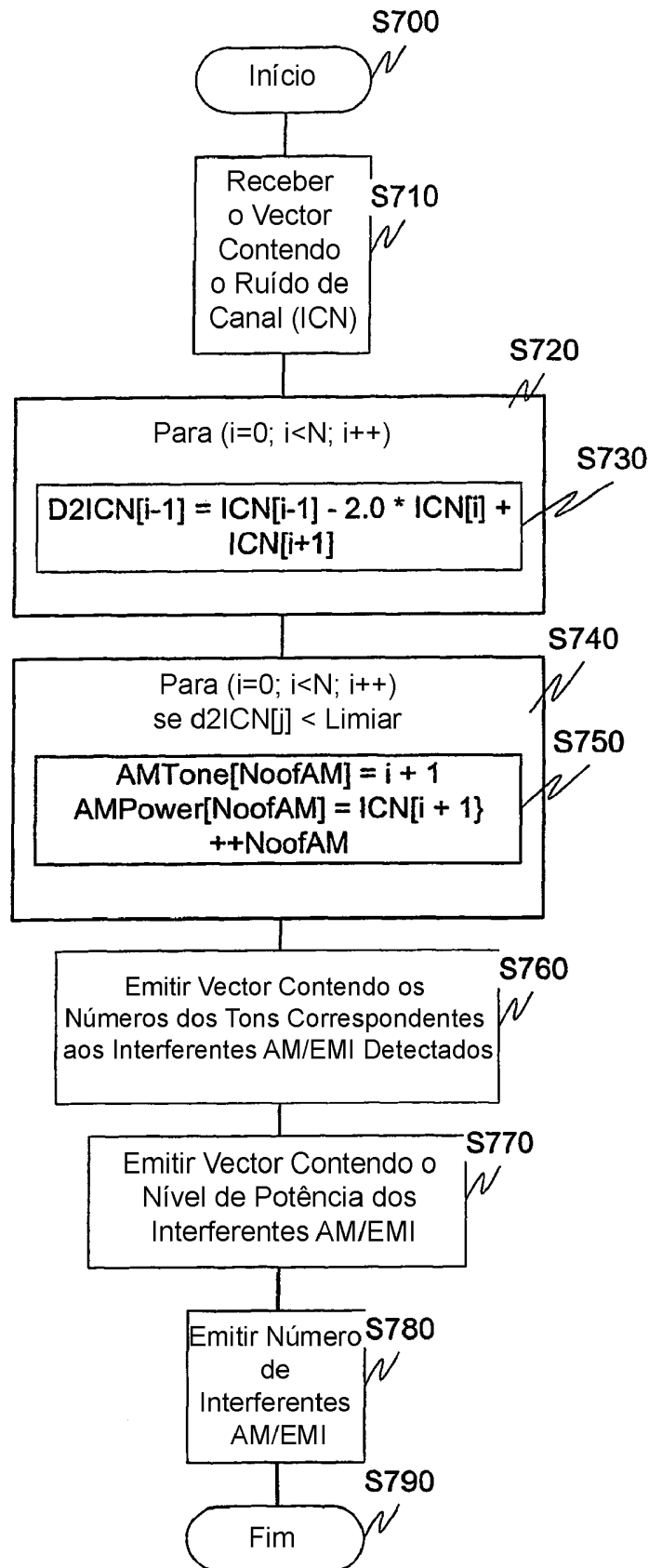


Fig. 13

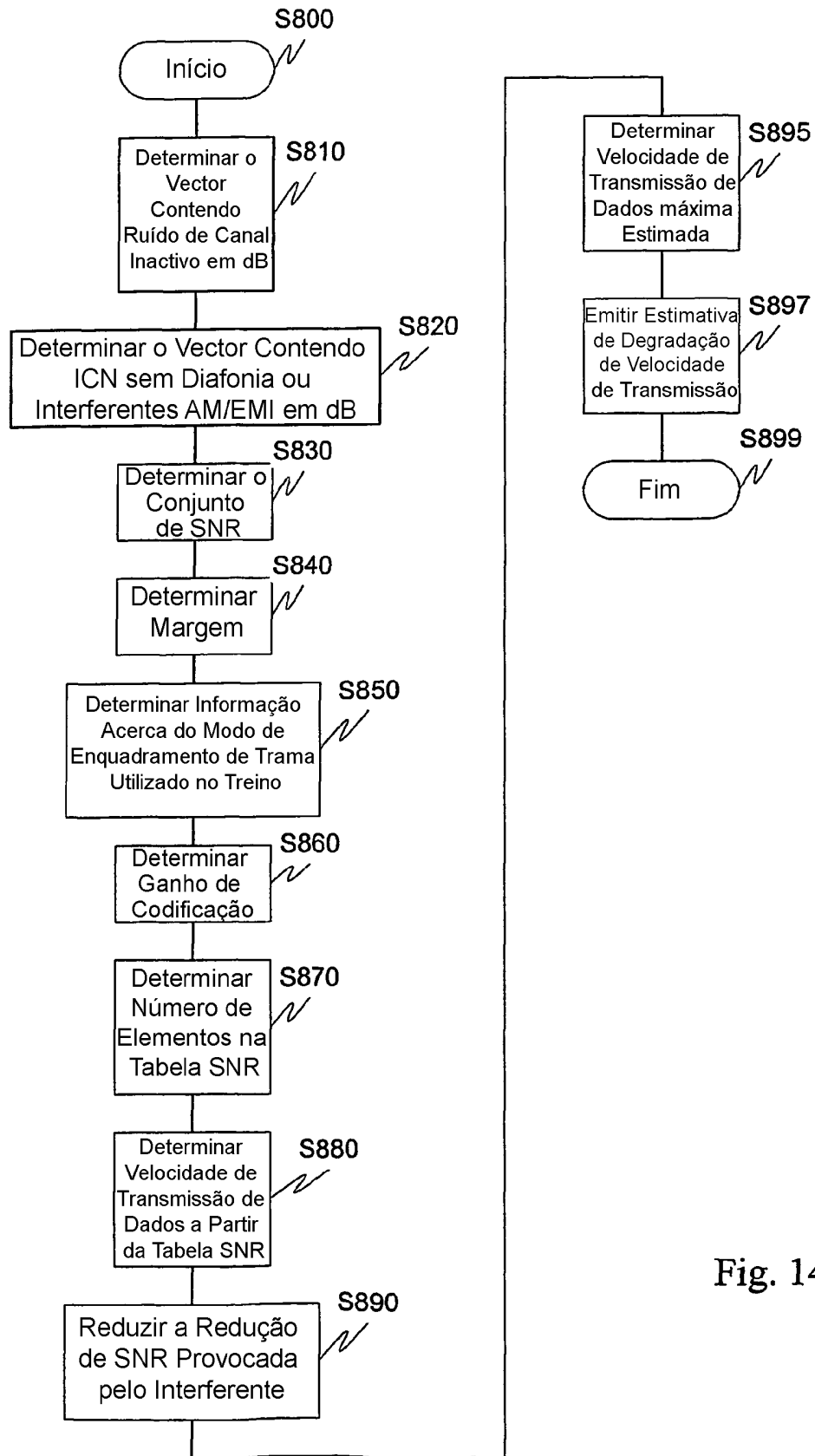


Fig. 14

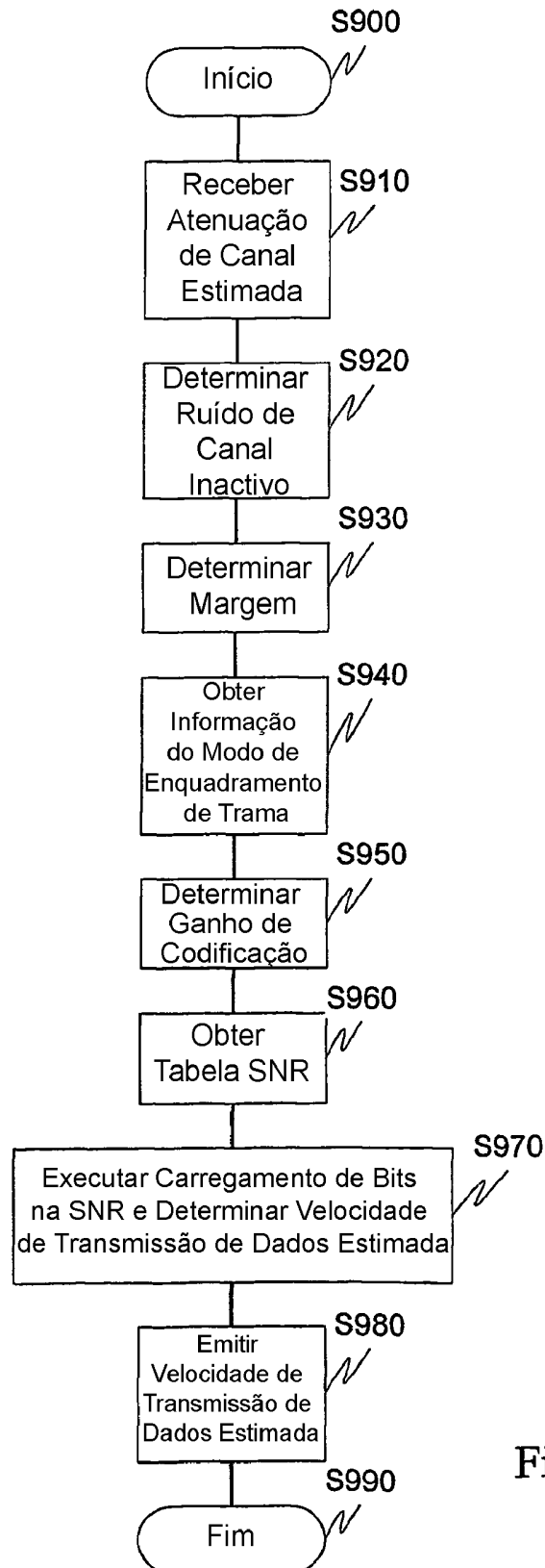


Fig. 15