



REPÚBLICA FEDERATIVA DO BRASIL

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



CARTA PATENTE N.º PI 0410263-0

Patente de Invenção

O INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL concede a presente PATENTE, que outorga ao seu titular a propriedade da invenção caracterizada neste título, em todo o território nacional, garantindo os direitos dela decorrentes, previstos na legislação em vigor.

(21) Número do Depósito : PI 0410263-0

(22) Data do Depósito : 11/05/2004

(43) Data da Publicação do Pedido : 18/11/2004

(51) Classificação Internacional : G01B 7/02; G01R 31/08; H04B 3/46; H04M 3/22

(30) Prioridade Unionista : 12/05/2003 US 60/469,658

(54) Título : MÉTODO E ARRANJO DE ESTIMAR PROPRIEDADES DE LINHA DE UMA LINHA DE SINAL

(73) Titular : Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ), Companhia Sueca. Endereço: S-164 83 Estocolmo, Suécia (SE).

(72) Inventor : Axel Frank Jensen, Engenheiro(a) de Desenvolvimento. Endereço: Kovangen 110, DK-3480 Fredensborg, Dinamarca. Cidadania: Dinamarquesa.; Fredrik Lindqvist, Engenheiro(a) de Desenvolvimento. Endereço: Blackensdvägen 22A, SE-125 34 Älvsjö, Suécia. Cidadania: Sueca.; Adam Wia, Engenheiro(a) de Desenvolvimento. Endereço: Esplanaden 106, SE-136 70 Haninge, Suécia. Cidadania: Sueca.

Prazo de Validade : 10 (dez) anos contados a partir de 20/05/2014, observadas as condições legais.

Expedida em : 20 de Maio de 2014.

Assinado digitalmente por
Júlio César Castelo Reis Moreira
Diretor de Patentes



“MÉTODO E ARRANJO DE ESTIMAR PROPRIEDADES DE LINHA DE UMA LINHA DE SINAL”

CAMPO TÉCNICO DA INVENÇÃO

A presente invenção relaciona-se a um método e um arranjo na
5 área de estimação de propriedades de linha de uma linha de sinal, tais como o comprimento de linha e atenuação de linha.

DESCRIÇÃO DA TÉCNICA RELACIONADA

Em telecomunicação de hoje, é essencial de um ponto de vista econômico usar fios de cobre existentes para transmissão de banda larga.
10 Estes fios de cobre, freqüentemente chamados malhas de cobre de par trançado ou linhas de acesso de cobre, têm entre eles mesmos propriedades muito diferentes de um ponto de vista de banda larga. Operadoras de Telecomunicação, portanto, têm um grande interesse em testar as propriedades das linhas para serem capazes de utilizar completamente sua
15 capacidade de transmissão. O acima mencionado é discutido em um artigo por Walter Goralski: "xDSL Loop Qualification and Testing", IEEE Communications Magazine, maio de 1999, páginas 79-83. O artigo também discute possibilidades de teste e equipamento de teste.

As propriedades de transmissão de linhas de cobre são
20 discutidas mais de perto em um artigo por José E. Schutt-Aine: "High-Frequency Characterization of Twisted-Pair Cables", IEEE Transactions on Communications, Vol. 49, nº 4, abril de 2001. Parâmetros de propagação de cabos de par de fios torcidos de assinante digital de alta taxa de bit são extraídos por um modelo de método de propagação de onda. A dependência
25 de freqüência nas propriedades da linha de transmissão e a influência do efeito pelicular nestas são estudados.

Testar as propriedades de transmissão de uma linha pode ser executado enviando um sinal de teste de uma extremidade da linha e medi-lo na outra extremidade, o denominado teste de extremidade dupla.

Esse método é laborioso e caro. Um método usado mais frequentemente consiste em enviar um sinal de teste de uma extremidade da linha e medir no pulso refletido, o denominado Teste de Malha de Extremidade Única (“Single-Ended Loop Testing”), SELT. Em um artigo por Stefano Galli e David L. Waring: "Loop Makeup Identification Via Single Ended Testing: Beyond Mere Loop Qualification", Diário IEEE sobre Áreas Seleccionadas em Comunicações, Vol. 20, nº 5, junho de 2002, é discutida a influência de tipos diferentes de descontinuidades de linha e ecos gerados em conexão com teste de extremidade única. Especialmente reflectometria de domínio de tempo, TDR, é discutida para medir o comprimento de uma linha. Um pulso de partida é enviado à linha e um pulso refletido é detectado. Assumindo que a velocidade do pulso é conhecida, então, medindo o tempo entre os dois pulsos, o comprimento de linha pode ser estimado. Uma dificuldade com o método de TDR tradicional é que o pulso refletido pode ser atenuado fortemente e ser difícil de detectar, visto que é oculto pelo pulso de partida bastante amplo. Para evitar este problema, os pulsos podem ser filtrados, mas o artigo de Galli e Waring sugere, em vez disso, subtrair o pulso de partida para obter um pulso refletido distinto. Um método matemático para operar os ecos é apresentado e também uma validação experimental do método.

Outro problema com o método de TDR tradicional é que, para linhas curtas, os pulsos de partida e refletido estão próximos entre si e são difíceis de separar por essa razão. Para uma linha muito longa, por outro lado, o pulso refletido é atenuado fortemente e pode ser oculto no ruído. Portanto, em TDR tradicional, para algumas medições, só um pulso é observável e é impossível saber se depende que a linha seja muito curta ou muito longa.

Em teste de extremidade única, é vantajoso usar o transceptor como uma parte de um dispositivo de medição para a malha sob teste. O transceptor de comunicação de banda larga não é um gerador de tensão

perfeito, mas introduz distorção na medição. Como remover esta distorção é discutido em um documento de padronização por Thierry Pollet: "How is G. selt to specify S_{11} (calibrated measurements)?", Setor de Padronização de Telecomunicação da ITU, Documento Temporário OJ-091; Osaka, Japão, 21-25 de outubro de 2002. Um método de calibração é apresentado, baseado em um parâmetro de dispersão de porta S_{11} , que inclui parâmetros de transceptor que são gerados durante uma calibração. Também em um documento de padronização por Thierry Pollet: "Minimal information to be passed between measurement and interpretation unit", Setor de Padronização de Telecomunicação da ITU, Documento Temporário OC-049; Ottawa, Canadá, 5-9 de agosto de 2002, o parâmetro de dispersão de porta S_{11} é discutido.

SUMÁRIO DA INVENÇÃO

A presente invenção está relacionada a um problema principal de como estimar o comprimento de uma linha de sinal.

Outro problema consiste em como classificar a linha como sendo uma linha longa ou uma curta, antes da estimação de comprimento.

Ainda um problema consiste em como executar a estimação de comprimento em um teste de malha de extremidade única, utilizando um transceptor pretendido para propósitos de comunicação.

Um problema adicional consiste em estimar uma atenuação de linha.

Os problemas são resolvidos por geração de um valor absoluto de uma impedância de entrada de linha dependente de frequência e utilizando a forma de onda e periodicidade do valor absoluto da impedância de entrada de linha.

Mais exatamente, os problemas são resolvidos selecionando máximos consecutivos ou mínimos consecutivos do valor absoluto da impedância de entrada de linha. Uma distância de frequência entre dois dos valores extremos consecutivos é determinada. Com a ajuda da velocidade de

propagação de sinal na linha e da distância de frequência, o comprimento de linha é estimado. Um valor de atenuação é, em uma concretização, gerado com base no comprimento e uma atenuação por unidade de comprimento para a linha. Em uma concretização alternativa, valores extremos da curva de valor de impedância absoluta são usados para estimar a atenuação de linha.

Um propósito com a invenção é estimar o comprimento da linha de sinal de uma maneira simples.

Outro propósito é classificar a linha como longa ou curta antes da estimação de comprimento.

Ainda um propósito é facilitar o uso de um transceptor para propósitos de comunicação na estimação de comprimento de linha.

Ainda outro propósito é fazer a estimação de comprimento independente do hardware no transceptor.

Um propósito adicional é estimar uma atenuação de linha.

Uma vantagem com a invenção é que a linha pode ser decidida como curta antes da estimação de comprimento.

Outra vantagem é que um valor de comprimento confiável pode ser estimado para linhas curtas.

Ainda uma vantagem é que um transceptor para propósitos de comunicação pode ser calibrado e usado para a estimação.

Ainda outra vantagem é fazer a estimação de comprimento independente do hardware no transceptor.

Uma vantagem adicional é que a atenuação de linha pode ser gerada de uma maneira simples.

A invenção será descrita agora mais exatamente com a ajuda de concretizações e com referência aos desenhos inclusos.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

Figura 1 mostra um esquemático de bloco através de dispositivo de medição conectado a uma linha;

Figura 2 mostra um diagrama com impedância de linha para linhas diferentes;

Figura 3 mostra um diagrama com impedância de linha para uma linha;

5 Figura 4 mostra um fluxograma através de um método de estimação de comprimento de linha;

Figura 5 mostra um esquemático de bloco através de um transceptor conectado a uma linha;

10 Figura 6 mostra um esquemático de bloco um pouco mais detalhado através de um transceptor;

Figura 7 mostra um esquemático de bloco através de um transceptor de teste conectado a uma impedância de teste;

Figura 8 mostra um fluxograma através de um método de gerar valores de modelo de transceptor;

15 Figura 9 mostra um fluxograma através de um método de gerar um valor de impedância de linha; e

Figura 10 mostra um fluxograma através de um método de gerar um valor de atenuação de linha.

DESCRIÇÃO DETALHADA DE CONCRETIZAÇÕES

20 Na Figura 1, é mostrado um dispositivo de extremidade dianteira, um dispositivo de medição MD1, conectado a dispositivo remoto 3 de um cliente por uma linha de sinal 2 tendo um comprimento L. Esta linha de sinal é um fio de cobre inicialmente usado para transmissão de sinal de banda estreita. Um sinal na linha 2 se propaga com uma velocidade v_{op} m/s. Como

25 mencionado acima, é de grande interesse para as operadoras de telecomunicação usar tais linhas para transmissão de banda larga, e, portanto, as propriedades da linha 2 devem ser conhecidas, tal como o comprimento de linha L. As propriedades da linha devem, portanto, ser medidas, o que pode ser executado através de métodos diferentes.

Um tal método é mostrado na Figura 1. O dispositivo de medição MD1 tem uma unidade de linha LU1 e uma unidade de cálculo CU1 conectadas entre si. O dispositivo de medição MD1 tem uma entrada/saída de controle IU1. A unidade de linha tem uma fonte de tensão de banda larga de frequência VS1 com uma tensão E e uma impedância Z_S e também um dispositivo de medição de tensão VM1 medindo uma tensão de entrada de linha V_1 . Uma impedância de entrada de linha dependente de frequência ($Z_{entrada}(f)$) para uma malha incluindo a linha 2 e o dispositivo remoto 3 pode ser calculada por uma equação:

$$V_1 = \frac{Z_{entrada}}{Z_{entrada} + Z_S} E \quad (1)$$

O cálculo é executado na unidade de cálculo CU1.

Na presente invenção, a impedância de entrada de linha dependente de frequência $Z_{entrada}(f)$ é usada para gerar um valor estimado do comprimento de linha L . É observado que a impedância $Z_{entrada}(f)$ é uma função que tem uma parte que é periódica com a frequência como é mostrado na Figura 2. Esta Figura é um diagrama com a frequência f na abscissa e um valor absoluto $|Z_{entrada}(f)|$ da impedância de entrada de linha na ordenada. O diagrama mostra curvas através de medições do valor absoluto $|Z_{entrada}(f)|$ da impedância de entrada $Z_{entrada}(f)$ para comprimentos diferentes da linha de sinal 2. A linha de sinal é um cabo de certo tipo e o dispositivo remoto 3 é, na concretização, um aparelho de telefone no estado no gancho. Os comprimentos de cabo, denotados em quilômetros no diagrama, são 0,5 km, 1,0 km e 1,5 km. Aparece do diagrama que o período para a curva respectiva é diferente para os comprimentos de cabo diferentes.

Na Figura 3, é mostrado um diagrama de impedância para só uma linha de sinal tendo o comprimento L . O diagrama tem a frequência f na abscissa e o valor absoluto $|Z_{entrada}(f)|$ da impedância de entrada de linha na ordenada. Neste diagrama, é mostrada uma curva de impedância A1, que é essencialmente periódica e é gerada por várias amostras A2 a distância de

freqüência mútua de Δf . A curva A1 tem vários valores extremos dos quais máximos Max1, Max2, Max3 e mínimos Min1, Min2, Min3 são mostrados. A distância de freqüência entre dois consecutivos dos valores extremos do mesmo tipo é denotada por FD1, FD2, FD3 e FD4 respectivamente. O comprimento de linha L pode ser agora estimado usando a distância FD1 e com a ajuda da velocidade de propagação vop por uma equação:

$$L = 1/2 vop/FD1 \quad (2)$$

Esta equação pode ser expressa alternativamente como:

$$L = \frac{1}{2} \frac{vop}{ciclo \cdot \Delta f} \quad (3)$$

Na equação (3), a expressão *ciclo* é o "tempo de ciclo", isto é, a periodicidade, da impedância de entrada $|Z_{entrada}(f)|$ expressa em número das amostras A2 entre dois máximos ou mínimos consecutivos da curva A1.

A velocidade de propagação vop é cerca de 0,7 da velocidade da luz no vácuo, isto é, $vop \approx 2.10^8$ m/s. No exemplo na Figura 3, a distância de freqüência é $FD1 \approx 200$ kHz. O comprimento de linha pode ser estimado pela equação 2 a cerca de $L=500$ m.

A estimacão de comprimento da linha 2 pode ser melhorada usando mais de uma das distâncias de freqüência. Como mencionado acima, a curva A1 é essencialmente periódica. Porém, foi observado que, em alguns casos, dependendo do tipo de terminacão, a distância de freqüência FD2 é ligeiramente mais longa que a distância FD1 e, correspondentemente, a distância FD4 é ligeiramente mais longa que a distância FD3.

Para freqüências mais altas, as distâncias de freqüência crescem sucessivamente ainda um pouco mais. Este fato depende de que, nos casos reais, a velocidade de propagação vop aumenta com freqüência crescente. Valores médios MV1 e MV2 podem ser gerados para a distância de freqüência, por exemplo, pelas equacões:

$$MV1 = (FD1 + FD2)/2 \quad (4)$$

$$MV2 = (FD3 + FD4)/2 \quad (5)$$

O comprimento de linha L é estimado como:

$$L = 1/2 vop/MV1 \quad (6)$$

$$L = 1/2 vop/MV2 \quad (7)$$

Ainda um melhoramento é usar ambos os máximos e os mínimos, por exemplo, gerando uma distância de frequência média:

$$MV3 = (MV1 + MV2)/2 \quad (8)$$

e estimar o comprimento de linha como:

$$L = 1/2 vop/MV3 \quad (9)$$

- 5 Nos exemplos acima, as distâncias de frequência entre três máximos ou mínimos foram usadas. De um modo óbvio, é possível usar ainda ademais dos valores extremos da curva A1 para gerar a estimativa de comprimento L da linha 2. O tipo de cálculo de média depende do tipo de terminação da linha, isto é, do tipo do dispositivo remoto 3. Se a terminação
10 for conhecida em um certo caso, é possível escolher o cálculo de média mais apropriado.

Como aparece da Figura 2, a oscilação de amplitude no sinal $|Z_{entrada}(f)|$ é maior para uma malha curta do que uma longa.

- Isto significa que o valor de comprimento estimado L será
15 menos exato para uma malha longa. É, portanto, de interesse estimar se uma malha pode ser considerada como curta. Abaixo, é exposto como a impedância de entrada, $Z_{entrada}(f)$, pode ser usada para este propósito, detecção de malha curta. O princípio básico é calcular um valor de decisão $dValue$ e compará-lo com um valor de limiar $thValue$, cujo valor de limiar deveria
20 cobrir cabos de telecomunicação realistas. O valor de limiar depende da atenuação diferente para os tipos diferentes de cabos. Um valor de decisão pode ser calculado como segue:

$$mValue = \frac{1}{f_2 - f_1} \sum_{f=f_1}^{f_2} |Z_{entrada}(f)| \quad (10)$$

onde f_1 e f_2 são parâmetros de projeto que representam a frequência mais

baixa e mais alta a considerar. O *mValue* é um valor médio da curva A1 na faixa de frequência real.

$$dValue = \sum_{f=f_1}^{f_2} |(|Z_{entrada}(f)| - mValue)| \quad (11)$$

O *dValue* corresponde a um valor de energia para as flutuações da curva A1 na faixa de frequência real. Se o $dValue \geq thValue$, a malha deveria ser considerada como curta. O valor *thValue* é um parâmetro de projeto que fixa o limite para quando uma malha deverá ser considerada curta.

A decisão de comprimento de malha curta e geração do comprimento para a linha de sinal 2 como descrito acima será descrito em resumo com relação a um fluxograma na Figura 4.

Em uma primeira etapa 401, a impedância de entrada de linha $Z_{entrada}(f)$ é gerada. O valor absoluto $|Z_{entrada}(f)|$ da impedância de entrada de linha é gerado em uma etapa 402. Em uma etapa 403, o valor médio *mValue* de acordo com equação (10) é gerado, e em uma etapa 404, o valor de decisão de *dValue* de acordo com equação (11) é gerado. O valor de limiar *thValue* é decidido em uma etapa 405 para o tipo de cabo de telecomunicação real na linha 2. A decisão é baseada na atenuação para o tipo de cabo. Em uma etapa 406, é investigado se o valor de decisão é maior do que o valor de limiar. Em uma alternativa NÃO, o procedimento é parado em uma etapa 407. Em uma alternativa oposta SIM, o procedimento continua em uma etapa 408 com a seleção de valores extremos da curva A1 para os valores absolutos da impedância de entrada de linha. A distância de frequência é gerada, alternativamente como um valor médio de vários valores de distância de frequência, veja equações (4), (5) ou (8). Em uma etapa 410, o valor de comprimento de linha L é gerado, veja equações (6), (7) ou (9).

Na descrição acima, a impedância de entrada de linha $Z_{entrada}(f)$ para a linha 2 é medida pelo dispositivo de medição MD1. É uma vantagem para uma operadora de telecomunicação se um transceptor convencional para

propósitos de comunicação puder ser usado em vez de um dispositivo de medição especial tal como o dispositivo MD1. Abaixo, será descrito como um tal transceptor pode ser calibrado e usado para a medição da impedância de entrada de linha $Z_{\text{entrada}}(f)$ em um teste de malha de extremidade única SELT.

5 Na Figura 5, é mostrado um dispositivo de extremidade dianteira (“front end”), neste caso, um transceptor 1, conectado ao dispositivo remoto 3 pela linha de sinal 2. O transceptor é adequado para propósitos de comunicação e é descrito tal que a medição de SELT possa ser explicada. O transceptor 1 inclui uma parte digital 41, um codificador/decodificador 42 e
10 uma parte analógica 43, a denominada Extremidade Dianteira Analógica AFE. A parte digital inclui, por sua vez, um gerador de sinal digital 13 e um dispositivo computacional 11 interconectados com um dispositivo de memória 12. O transceptor 1 também tem uma entrada 63 e uma saída 64. O gerador, que está conectado ao dispositivo computacional 11, envia um sinal
15 de teste de malha de entrada de banda larga v_{entrada} para o dispositivo remoto 3 pelo codificador/decodificador 42, pela parte analógica 43 e pela linha 2. Um sinal de teste de malha de banda larga refletido $v_{\text{saída}}$ é recebido no dispositivo computacional da linha 2 pela parte analógica e pelo codificador/decodificador.

20 O sinal de teste de malha de banda larga v_{entrada} , enviado para tais propósitos de medição, é refletido de volta através da linha 2 e é notado como o sinal de teste de malha $v_{\text{saída}}$. Como será descrito abaixo, os sinais v_{entrada} e $v_{\text{saída}}$ são usados na determinação das propriedades da linha 2.

O que a operadora de fato precisa saber é a impedância de
25 entrada $Z_{\text{entrada}}(f)$ da linha 2 incluindo o dispositivo remoto 3, medida de uma interface de transceptor 5 e sendo independente do próprio transceptor 1. Uma primeira etapa em obter as propriedades de linha requeridas é gerar uma função de transferência de eco $H_{\text{eco}}(f)$ para a linha 2 real. Isto é calculado executando uma translação de frequência dos sinais de banda larga v_{entrada} e

$V_{saída}$, resultando em sinais $V_{entrada}(f)$ e $V_{saída}(f)$ no domínio de frequência. A função de transferência é gerada pela relação:

$$H_{eco}(f) = V_{saída}(f)/V_{entrada}(f) \quad (12)$$

em que a frequência é denotada por f .

5 Naturalmente, a função $H_{eco}(f)$ inclui propriedades do transceptor 1. Abaixo será descrito por um exemplo como as propriedades de linha requeridas da linha 2 podem ser obtidas com a ajuda da função de transferência de eco dependente de frequência $H_{eco}(f)$. Primeiro a parte analógica de transceptor 43 será descrita um pouco mais em detalhes com relação à Figura 6. Isto é para esclarecer as dificuldades em caracterizar o

10 transceptor 1 de uma maneira simples.

Figura 6 é um diagrama de bloco simplificado através da parte de transceptor analógica 43 e da linha 2 da Figura 5, ainda um pouco mais detalhado do que nessa Figura. A parte analógica 43 inclui um bloco de amplificador 6, um bloco híbrido 7, um resistor sensor RS e um transformador

15 de linha 8. O bloco de amplificador 6 tem um acionador 61 com sua entrada conectada ao gerador digital 13 pelo codificador/decodificador 42, não mostrado. Eu também tenho um receptor 62 recebendo sinais da linha 2 e tendo sua saída conectada à parte digital de transceptor 41, não mostrada. A saída de acionador está conectada ao resistor sensor RS, os terminais do qual

20 estão conectados ao bloco híbrido 7. O último tem quatro resistores R1, R2, R3 e R4 e está conectado às entradas do receptor 62. O transformador de linha 8 tem um enrolamento primário L1 e dois enrolamentos secundários L2 e L3 interconectados por um capacitor C1. O enrolamento primário L1 está conectado ao resistor sensor RS e os enrolamentos secundários L2 e L3 estão

25 conectados à linha 2. A impedância de entrada de linha dependente de frequência na interface 5 é denotada $Z_{entrada}(f)$ e a impedância de entrada no lado primário do transformador é denotada ZL. A terminação da extremidade distante da linha 2, o dispositivo remoto 3, é representada por uma

impedância Z_A .

O sinal V_{entrada} , agora em forma analógica do codificador/decodificador 42, é amplificado no bloco de acionador 61. A impedância de saída do acionador é sintetizada pela malha de realimentação do resistor sensor RS. O transformador de linha 8 tem uma elevação de tensão do acionador à malha. O capacitor C1 tem uma função de bloqueio de CC. O transformador e o capacitor atuam como um filtro passa-alta entre o acionador 61/receptor 62 e a malha 2, 3 com uma frequência de corte ao redor de 30 kHz. Nenhum acesso galvânico à malha é possível neste caso.

Na presente descrição, um modelo de domínio de frequência da função de transferência de eco $H_{\text{eco}}(f)$ é usado para calcular a impedância de entrada dependente de frequência $Z_{\text{entrada}}(f)$ da malha 2 e 3, como vista pelo transceptor 1 na interface 5. A impedância de entrada pode ser usada para calcular vários parâmetros de qualificação de malha. Este modelo de domínio de frequência da função de transferência de eco $H_{\text{eco}}(f)$ inclui três parâmetros $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ que se relacionam ao transceptor 1. Os parâmetros, valores de modelo de transceptor, descrevem completamente o transceptor deste ponto de vista.

Os parâmetros $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ são originalmente deduzidos analiticamente dos circuitos do transceptor. Algumas simplificações secundárias foram feitas na análise, mas o modelo se provou ser muito preciso.

Os valores dos parâmetros não são normalmente calculados diretamente dos valores de componente do transceptor, mas são gerados de medições em um processo de calibração, como será descrito abaixo.

No documento de padronização mencionado anteriormente "How is G. selt to specify S_{11} , (calibrated measurements)?", o parâmetro de dispersão S_{11} é expresso com três parâmetros C1, C2 e C3 para o transceptor. Estes parâmetros não deveriam ser confundidos com os valores de modelo de

transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ da presente descrição. Os parâmetros C1, C2 e C3 são quantidades adimensionais e não são dados quaisquer significados concretos, embora eles sejam usados com êxito para modelar o transceptor. Os valores de modelo de transceptor da presente descrição são reconhecidos na análise e podem ser interpretados diretamente:

O valor $H_{\infty}(f)$ é a função de transferência de eco dependente de frequência para o transceptor 1 com conexão aberta à linha 2, isto é, quando a impedância de linha é de magnitude ilimitada.

O valor $Z_{hib}(f)$ é a impedância de transceptor como medida nas conexões à linha 2, isto é, a impedância de transceptor na interface 5 como vista do lado de linha. O valor $Z_{h0}(f)$ pode ser expresso como $Z_{h0}(f) = H_0(f).Z_{hib}(f)$, em que o valor $H_0(f)$ é a função de transferência de eco dependente de frequência para o transceptor 1 com as conexões à linha 2 curto-circuitadas e o valor $Z_{hib}(f)$ é definido acima.

É para observar que os valores de modelo de transceptor não são medidos diretamente, mas são gerados em um processo como será descrito abaixo.

A função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ da equação (1) pode ser expressa como:

$$H_{eco}(f) = \frac{H_{\infty}(f)Z_{entrada}(f) + Z_{h0}(f)}{Z_{entrada}(f) + Z_{hib}(f)} \quad (13)$$

em que

$Z_{entrada}(f)$ é a impedância de entrada mencionada anteriormente da linha 2 como uma função da frequência f ; e

$Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ são vetores complexos e são os valores de modelo de transceptor mencionados acima.

Depois de uma medição de calibração de uma certa versão de transceptor, seus vetores podem ser determinados. Estes vetores, os valores de modelo de transceptor, são então pré-armazenados, por exemplo, no software dos transceptores da versão medida, por exemplo, na memória 12 do

transceptor 1.

Os valores de modelo são então usados para o teste de malha da linha 2 com suas propriedades inicialmente desconhecidas.

Com relação à Figura 7, será mencionado como a medição de
 5 calibração é executada. A Figura mostra um transceptor de teste 31, ao qual impedâncias de teste 9 de valores predeterminados diferentes estão conectadas na interface 5 para a linha 2. Um dispositivo de medição 32 com uma memória 33 está conectado à entrada 63 e a saída 64 do transceptor de teste. O dispositivo de medição 32 envia um sinal de controle VC1 para o
 10 transceptor de teste 31 e o inicia para gerar um sinal de teste de transceptor de banda larga $v_{t_{entrada}}$, um para cada valor da impedância de teste 9. Um sinal de teste de transceptor de saída refletido $v_{t_{saída}}$ é recebido no transceptor de teste, que envia um sinal de controle correspondente VC2 para o dispositivo de medição. Uma medição completa requer a medição de três valores de
 15 impedância selecionados. A função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ é então gerada de acordo com a relação (12).

Usar três valores de impedância para a calibração é suficiente para gerar os valores de transceptor. Para obter valores mais precisos, mais que as três impedâncias podem ser usadas. Isto dá origem a um sistema de
 20 equação sobre-determinado. Um exemplo em um conjunto de valores padrão da impedância de teste 9 para a calibração é um circuito aberto, um curto-circuito e um valor de impedância correspondendo a um valor esperado para a malha, por exemplo, 100 ohms. Deveria ser notado que um valor para um componente puramente resistivo é normalmente válido só até uma frequência
 25 limitada, por exemplo, 1 MHz. Para frequências mais altas, é recomendado medir o valor de impedância do componente "resistivo".

A geração dos três vetores complexos $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ para o transceptor medido 31 é executada da maneira seguinte. O modelo da função de transferência de eco na relação (13) pode ser expresso como:

$$(1 - H_{eco}(f)Z_{entrada}(f)) \begin{bmatrix} Z_{ho}(f) \\ Z_{hib}(f) \\ H_{\infty}(f) \end{bmatrix} = H_{eco}(f)Z_{entrada}(f) \quad (14)$$

ou equivalentemente $Ax = b$, onde:

$$A = (1 - H_{eco}(f)Z_{entrada}(f)), x = \begin{bmatrix} Z_{ho}(f) \\ Z_{hib}(f) \\ H_{\infty}(f) \end{bmatrix} e b = H_{eco}(f)Z_{entrada}(f)$$

A solução geral para o sistema $Ax = b$ é:

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b$$

Usando os valores da função de transferência $H_{eco}(f)$, medida como descrito acima com tipos diferentes das terminações de entrada 9, o vetor x pode ser resolvido. Os valores de calibração assim gerados do vetor x são armazenados, por exemplo, na memória 33 do dispositivo de medição 32 ou na memória 12 dos transceptores da versão medida. Note que A , x e b são valores complexos e dependentes de frequência.

Depois de uma medição da função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ para a linha 2 desconhecida real, sua impedância de entrada como vista pelo transceptor 1 à interface 5 pode ser gerada como:

$$Z_{entrada}(f) = \frac{H_{ho}(f) - Z_{hib}(f)H_{eco}(f)}{H_{eco}(f) - H_{\infty}(f)} \quad (15)$$

Para resumir, um certo hardware para transceptores como o transceptor 1 é calibrado primeiro. Isto é executado para o transceptor de teste 31 com a ajuda das impedâncias 9 e dos sinais de teste de transceptor $v_{t_{entrada}}$ e $v_{t_{saída}}$. O vetor x é calculado e os valores do vetor x são armazenados e podem ser usados para qualquer transceptor com o mesmo hardware. A função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ é então medida pelo transceptor 1 para a linha 2 tendo propriedades desconhecidas com a ajuda dos sinais de teste de malha $v_{entrada}$ e $V_{saída}$. A impedância de entrada dependente de frequência $Z_{entrada}(f)$ da linha 2, como vista da interface de transceptor 5, é então gerada.

Na concretização descrita acima, ambos os sinais de teste de

transceptor $v_{t_{\text{entrada}}}$, $v_{t_{\text{saída}}}$ e os sinais de teste de malha $v_{\text{entrada}}/v_{\text{saída}}$ foram sinais de banda larga. É possível usar sinais de qualquer largura de frequência desejada ambos para a calibração e para a medição da linha. A calibração e o teste de malha serão válidos certamente só para a faixa de frequência selecionada. Foi mencionado que os valores de modelo de transceptor são armazenados na memória 12 do transceptor 1. Uma alternativa óbvia é armazenar os valores na memória 33 ou em uma memória em algum computador central e transmiti-los ao transceptor 1 quando eles são requeridos para a geração de por exemplo, a impedância de entrada $Z_{\text{entrada}}(f)$ da linha 2. Também, na descrição foi mencionado o transceptor de teste 31 e o transceptor 1 para propósitos de comunicação. O transceptor de teste 31 pode ser qualquer um de um conjunto de transceptores que são baseados em um e o mesmo hardware. O transceptor de teste pode de um modo óbvio ser usado para os propósitos de comunicação.

A geração acima de valores de modelo de transceptor e a geração do valor de impedância para a linha 2 serão descritas brevemente com relação aos fluxogramas nas Figuras 8 e 9.

Na Figura 8 é mostrada a geração e armazenamento dos valores de modelo de transceptor. O método começa em uma etapa 601, com a seleção do transceptor 31 para propósitos de teste. Em uma etapa 602, uma impedância 9 com um valor predeterminado é selecionada, e em uma etapa 603, a impedância é conectada à conexão de linha do transceptor de teste 31. Em uma etapa 604, o sinal de teste de transceptor $v_{t_{\text{entrada}}}$ é enviado pelo transceptor 31 à linha 2. Para obter valores de modelo de transceptor que podem ser usados para uma faixa ampla de aplicações, o sinal de teste é um sinal de banda larga. O sinal é refletido pelo dispositivo remoto 3 e depois de passagem do transceptor 31, é recebido como o sinal de teste de transceptor $v_{t_{\text{saída}}}$ em uma etapa 605. Em uma etapa 606, a função de transferência de eco $H_{\text{eco}}(f)$ é gerada no dispositivo computacional 32 para a impedância 9 real,

depois de ter primeiro transformado os sinais $v_{t_{entrada}}$ e $v_{t_{saída}}$ no domínio de frequência. Em uma etapa 607, é investigado se medições para um número suficiente das impedâncias 9 foram feitas, de forma que os valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ possam ser gerados. Em uma alternativa

5 NÃO1, uma impedância adicional 9 é selecionada na etapa 602. Para uma alternativa SIM1, os valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ são gerados em uma etapa 608. Em uma etapa 609, o vetor x , isto é, os valores de modelo de transceptor, são armazenados na memória 33. A seguir, o transceptor 1 para propósitos de comunicação é selecionado em uma etapa

10 610. Em uma etapa 611, os valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ são transmitidos ao transceptor 1 selecionado e são armazenados na memória 12.

Figura 9 mostra a geração da impedância de entrada de linha dependente de frequência $Z_{entrada}(f)$ na interface de transceptor 5 à linha 2. Em

15 uma etapa 701, o transceptor 1 para propósitos de comunicação é conectado à linha 2 com o dispositivo remoto 3. O sinal de teste de malha $v_{entrada}$ é enviado em uma etapa 702. O sinal de teste de malha $v_{saída}$ como refletido pela linha 2 é recebido pelo transceptor e é medido em uma etapa 703. Em uma etapa 704, a função de transferência de eco dependente de frequência $H_{eco}(f)$ é gerada no

20 dispositivo computacional 11. O valor de impedância dependente de frequência $Z_{entrada}(f)$ para a linha 2 é gerado no dispositivo 11 com a ajuda dos valores de modelo de transceptor armazenados e da função de transferência de eco, etapa 705. Esta geração é executada de acordo com a relação (15).

Uma propriedade essencial da linha de sinal 2 é sua atenuação

25 de sinal. Para linhas que podem ser consideradas como curtas, esta atenuação pode ser estimada de uma maneira simples com precisão suficiente. Um requisito para isto é que o comprimento L da linha seja estimado com boa precisão, por exemplo, como descrito acima. O método será descrito com relação a um fluxograma na Figura 10. Em uma primeira etapa 101, um valor

de atenuação médio AA1 é calculado para um conjunto selecionado de cabos de telecomunicação normalmente usados. Um exemplo sobre um tal valor médio é AA1=11 dB por quilômetro. O comprimento de linha L da linha curta real é estimado com boa precisão em uma etapa 102. Em uma etapa 103, um valor de atenuação de linha LA1 é gerado multiplicando o comprimento de linha L com o valor de atenuação médio AA1. Em uma concretização, com referência à Figura 1, o método é executado escrevendo o valor de atenuação médio AA1 pela entrada/saída de controle IU1 e armazenando-o na unidade de cálculo CU1. A impedância de entrada de linha $Z_{entrada}(f)$ é calculada de acordo com equação (1) e o comprimento de linha é estimado através de cálculos na unidade de cálculo CU1. Na mesma unidade, a atenuação de linha LA1 é gerada.

Outra possibilidade para estimar um valor sobre a atenuação de linha seria usar a relação entre um valor mínimo e máximo adjacente da magnitude do valor de impedância absoluta $|Z_{entrada}(f)|$, a curva A1 na Figura 3. A estimacão é executada usando uma equação:

$$perda = \tanh^{-1} \left(\sqrt{\frac{|Z_{entrada,min}|}{|Z_{entrada,max}|}} \right) \quad (16)$$

Como um exemplo, o valor mínimo Min1 e o valor máximo adjacente Max1 são usados, que dá:

$$perda = \tanh^{-1} \left(\sqrt{\frac{|Min1|}{|Max1|}} \right) \quad (17)$$

A valor *perda* é o valor de perda de inserção que a linha 2 dá origem quando inserida entre o transceptor 1 e o dispositivo remoto 3 na Figura 5.

REIVINDICAÇÕES

1. Método de estimar propriedades de linha de uma linha de sinal incluindo gerar (401) uma impedância de entrada de linha dependente de frequência ($Z_{\text{entrada}}(f)$) para uma malha, a malha incluindo a linha de sinal (2) e um dispositivo remoto (3), caracterizado por:

gerar (402) uma função de valor absoluto ($|Z_{\text{entrada}}(f)|$, A1) da impedância de entrada de linha dependente de frequência ($Z_{\text{entrada}}(f)$), a função sendo essencialmente periódica;

selecionar (408) pelo menos dois valores extremos consecutivos (Max1; Max2) do mesmo tipo da função de valor absoluto ($|Z_{\text{entrada}}(f)|$);

gerar (409) uma distância de frequência (FD1) com base em ditos pelo menos dois valores extremos;

gerar (410) um valor de comprimento de linha (L) com base na distância de frequência (FD1) e uma velocidade de propagação (v_{op}) para um sinal na linha de sinal (2).

2. Método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que a distância de frequência é um valor médio MV1, MV2, MV3 entre pelo menos duas distâncias de frequência diferentes (FD1-FD4), cada uma das quais alcança entre dois consecutivos dos valores extremos (Max1, Max2, Max3; Min1, Min2, Min3) do mesmo tipo.

3. Método de acordo com a reivindicação 1 ou 2, caracterizado pelo fato de que é executado como um teste de malha de extremidade única e incluindo:

selecionar um transceptor de teste (31) adequado para propósitos de comunicação;

conectar (603), em um processo de calibração, pelo menos três impedâncias (9) de cada um valor predeterminado a uma conexão de linha de sinal (5) do transceptor de teste (31);

gerar (606) funções de transferência de eco dependentes de frequência $H_{eco}(f)$ utilizando sinais de teste ($v_{t_{entrada}}$, $v_{t_{saída}}$) e ditas pelo menos três impedâncias (9); e

- 5 gerar (608) valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ com a ajuda de ditas funções de transferência de eco $H_{eco}(f)$ e dos valores de impedância correspondentes (9), ditos valores de modelo incluindo uma função de transferência de eco $H_{\infty}(f)$ para o transceptor de teste (31) com conexão de linha (5) aberta, um valor de impedância de transceptor ($Z_{hib}(f)$) como vista do lado de linha (2) e um produto $Z_{h0}(f)$ de dito valor de impedância de transceptor $Z_{hib}(f)$ e uma função de transferência de eco $H_0(f)$ para o transceptor (31) com conexão de linha (5) curto-circuitada.
- 10

4. Método de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo fato de que compreende armazenar (609) os valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ obtidos no processo de calibração.

- 15 5. Método de acordo com a reivindicação 4, caracterizado pelo fato de compreender:

selecionar (610) um transceptor (1) para propósitos de comunicação do mesmo tipo de hardware como dito transceptor de teste (31) no processo de calibração;

- 20 conectar (701) a malha ao transceptor (1);

enviar (702), pelo transceptor conectado (1), um sinal de teste de malha ($v_{entrada}$) à linha (2);

medir (703), por dito transceptor (1), o sinal de teste de malha ($v_{saída}$) como refletido;

- 25 gerar (704) uma função de transferência de eco de malha $H_{eco}(f)$ para a malha (2, 3);

gerar (705) o valor de impedância de entrada de linha dependente de frequência ($Z_{entrada}(f)$) para a malha (2, 3) com a ajuda dos valores de modelo de transceptor armazenados $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ e da

função de transferência de eco gerada $H_{eco}(f)$.

6. Método de acordo com a reivindicação 1, 2 ou 5, caracterizado pelo fato de que um valor de decisão de comprimento de malha curta $dValue$ é estimado, o método incluindo:

5 gerar, em uma faixa de frequência de comprimento de malha predeterminada ($f_1 - f_2$), um valor médio de impedância $mValue$ do valor absoluto ($|Z_{entrada}(f)|$) da impedância de entrada de linha ($Z_{entrada}(f)$);

10 gerar, na faixa de frequência de comprimento de malha, o valor de decisão de comprimento de malha curta $dValue$ baseado na impedância de entrada de linha ($Z_{entrada}(f)$) e dito valor médio de impedância $mValue$;

comparar o valor de decisão de comprimento de malha curta $dValue$ com um valor de limiar predeterminado $thValue$;

15 decidir a malha ser uma malha curta com base em dita comparação.

7. Método de acordo com a reivindicação 1, 2, 5 ou 6, caracterizado pelo fato de compreender:

calcular um valor de atenuação médio $AA1$ para um conjunto selecionado de cabos de telecomunicação;

20 estimar o comprimento (L) da linha de sinal curta (2);

gerar um valor de atenuação $LA1$ para a linha (2) multiplicando o valor de atenuação médio $AA1$ pelo comprimento de linha (L).

25 8. Método de acordo com a reivindicação 1, 2, 5 ou 6, caracterizado pelo fato de compreender:

selecionar um dos valores mínimos ($Min1$) da função de valor absoluto ($|Z_{entrada}(f)|$, $A1$) e um adjacente dos valores máximos;

gerar um valor de perda de inserção, *perda*, para a linha (2) com base em ditos valores mínimo e máximo.

9. Arranjo para a implementação do método de estimar propriedades de linha de uma linha de sinal como definido em qualquer uma das reivindicações 1 a 8, o arranjo incluindo um dispositivo de extremidade dianteira (MD1; 1) tendo conexões (5) para uma malha incluindo a linha de sinal (2) e um dispositivo remoto (3), o arranjo incluindo circuitos (LU1; 41, 42, 43) no dispositivo de extremidade dianteira (MD1; 1) para gerar uma impedância de entrada de linha dependente de frequência ($Z_{\text{entrada}}(f)$) para a malha, caracterizado pelo fato de compreender:

uma unidade de cálculo (CU1; 11) para realizar a etapa de gerar uma função de valor absoluto ($|Z_{\text{entrada}}(f)|$) da impedância de entrada de linha dependente de frequência ($Z_{\text{entrada}}(f)$), a função sendo essencialmente periódica;

circuitos na unidade de cálculo (CU1; 11) adequados para realizar as etapas de:

a) seleccionar pelo menos dois valores extremos consecutivos (Max1, Max2) do mesmo tipo da função de valor absoluto ($|Z_{\text{entrada}}(f)|$);

b) gerar uma distância de frequência (FD1) com base em ditos pelo menos dois valores extremos;

c) gerar um valor de comprimento de linha (L) com base na distância de frequência (FD1) e uma velocidade de propagação (v_{op}) para um sinal na linha de sinal (2).

10. Arranjo de acordo com a reivindicação 9, caracterizado pelo fato de que a unidade de cálculo (CU1; 11) é arranjada para calcular um valor médio MV1, MV2, MV3 entre pelo menos duas diferentes das distâncias de frequência (FD1-FD4), cada uma das quais alcança entre dois consecutivos dos valores extremos (Max1, Max2, Max3; Min1, Min2, Min3) do mesmo tipo.

11. Arranjo de acordo com reivindicação 9 ou 10, caracterizado pelo fato de que o dispositivo de extremidade dianteira é um

transceptor (1, 31) para propósitos de comunicação, o arranjo em um modo de calibração, incluindo:

um transceptor de teste (31) conectado a um dispositivo de medição (32);

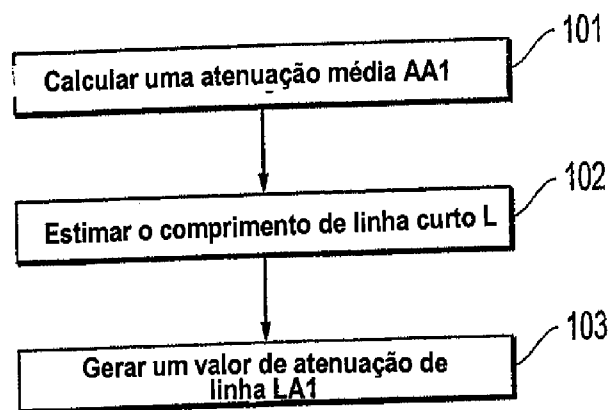
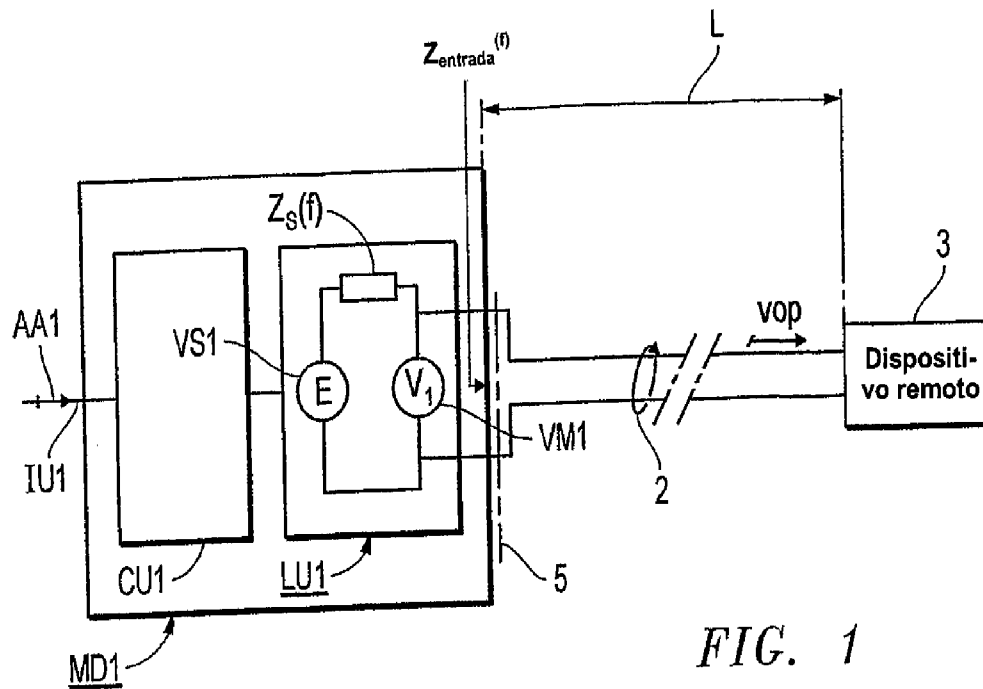
5 o dispositivo de medição (32) sendo arranjado para gerar, em um processo de calibração, valores de calibração para o transceptor (1, 31) para propósitos de comunicação com a ajuda de pelo menos três impedâncias (9) e sinais de teste ($v_{t_{entrada}}$, $v_{t_{saída}}$), as impedâncias (9) tendo cada um valor predeterminado e sendo conectada à conexão de linha (5) do transceptor de teste (1, 31);

o dispositivo de medição (32) sendo arranjado para gerar uma função de transferência de eco dependente de frequência $H_{eco}(f)$ para o transceptor de teste (1, 31) conectado às respectivas impedâncias (9);

o dispositivo de medição (32) sendo arranjado para gerar
15 valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ com a ajuda de dita função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ e dos valores de impedância correspondentes (9), ditos valores de modelo incluindo um função de transferência de eco $H_{\infty}(f)$ para o transceptor (1, 31) com conexão de linha (5) aberta, um valor de impedância de transceptor $Z_{hib}(f)$ como vista do lado de
20 linha (2) e um produto de dito valor de impedância de transceptor $Z_{hib}(f)$ e uma função de transferência de eco $H_0(f)$ para o transceptor (1, 31) com conexão de linha (5) curto-circuitada; e

o transceptor para propósitos de comunicação (1, 31) sendo
25 arranjado para gerar a impedância de entrada de linha dependente de frequência ($Z_{entrada}(f)$) com a ajuda dos valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$.

12. Arranjo de acordo com reivindicação 11, caracterizado pelo fato de que compreende uma memória (12, 33) para armazenar os valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{hib}(f)$ e $H_{\infty}(f)$.



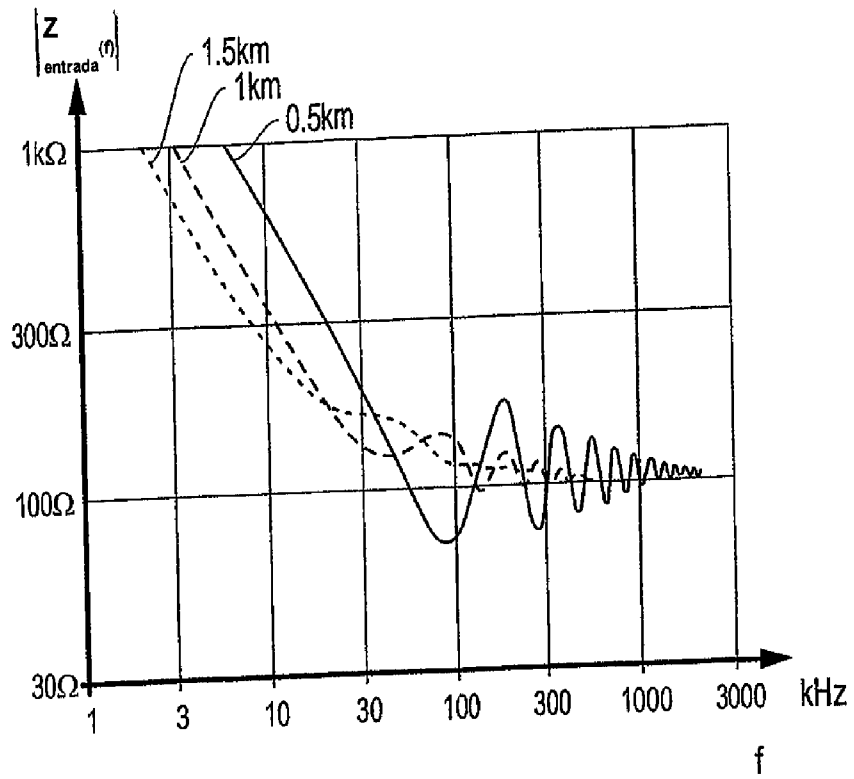


FIG. 2

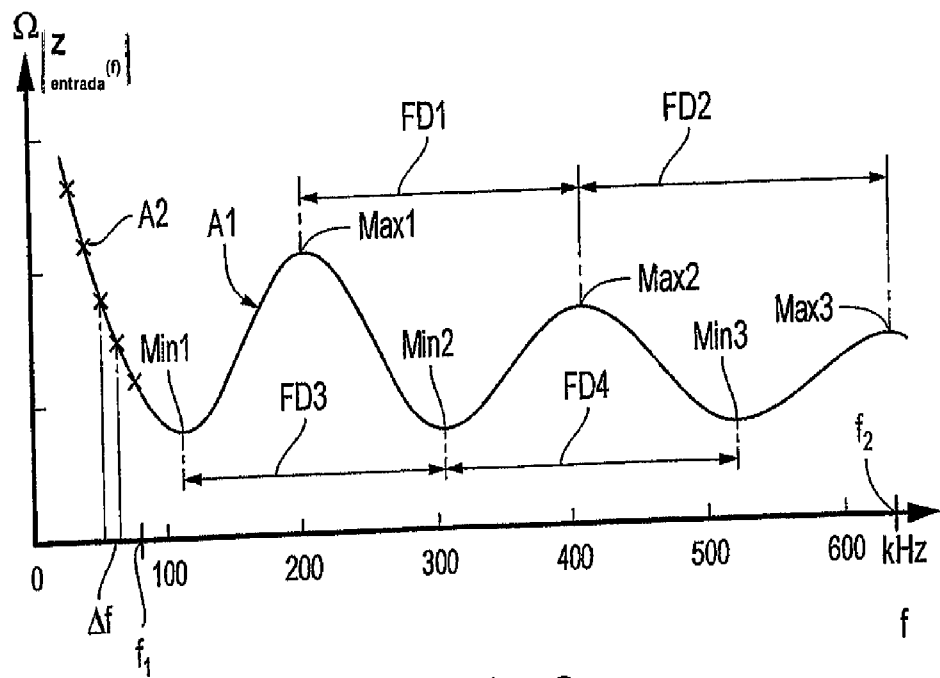


FIG. 3

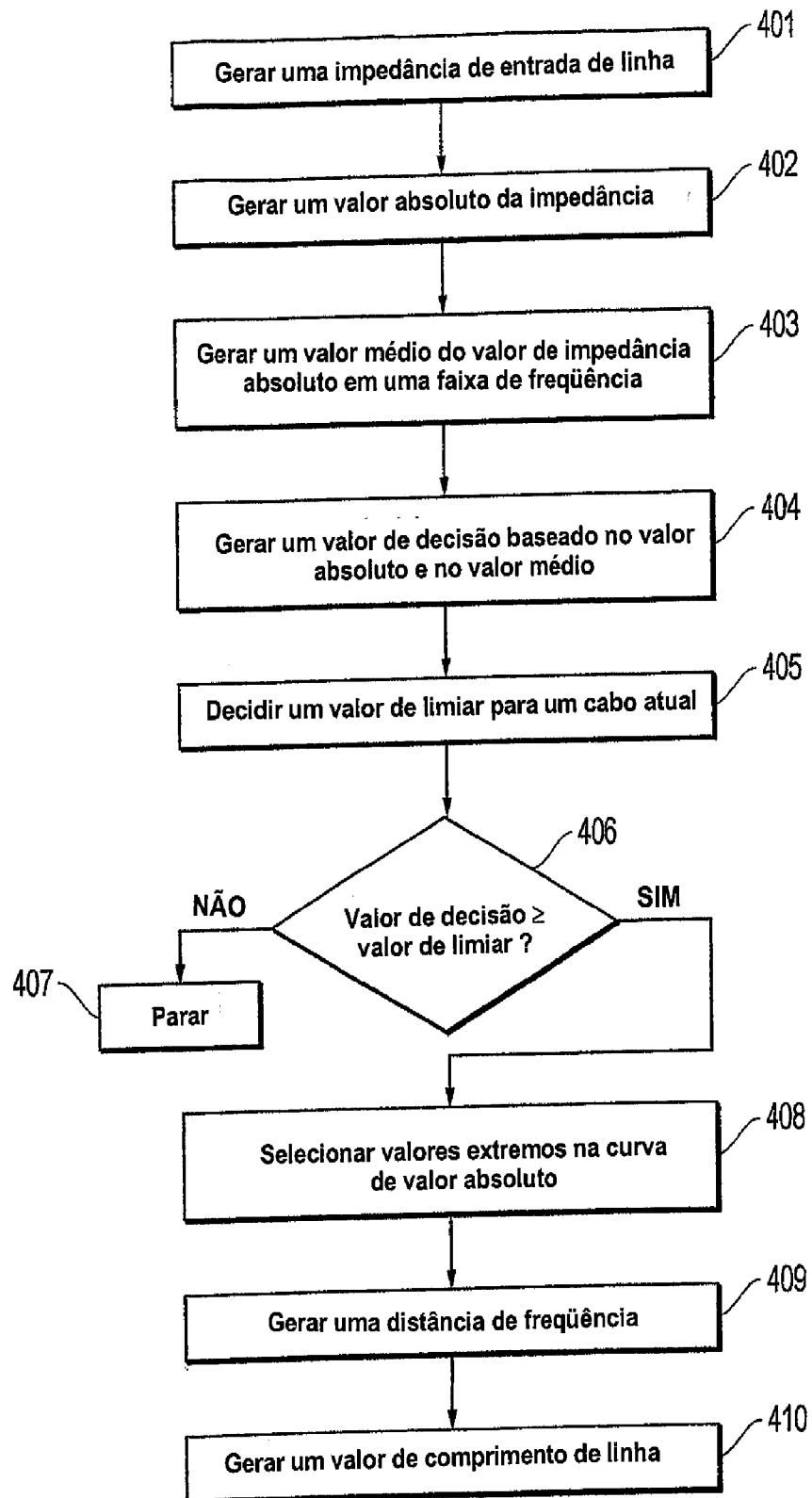


FIG. 4

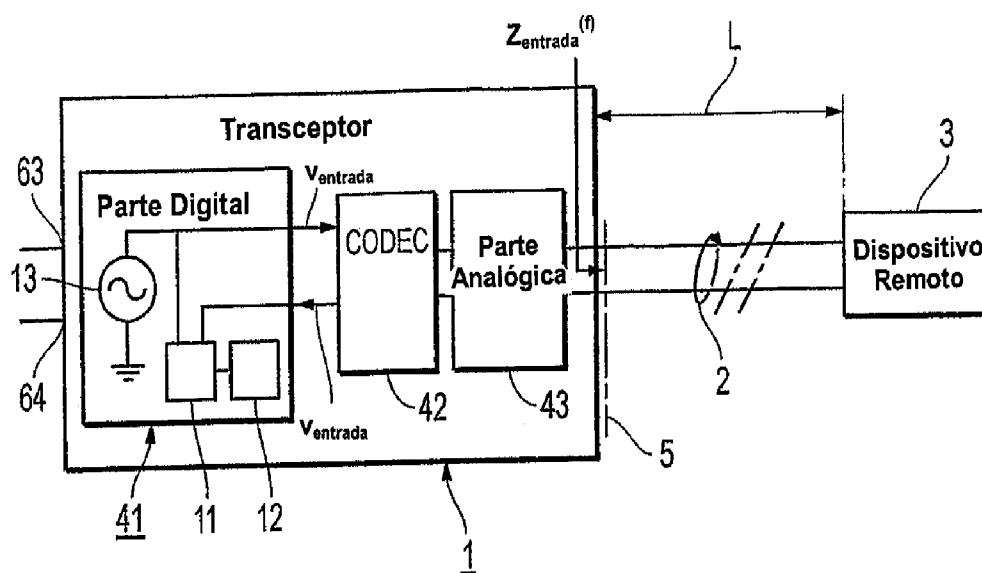


FIG. 5

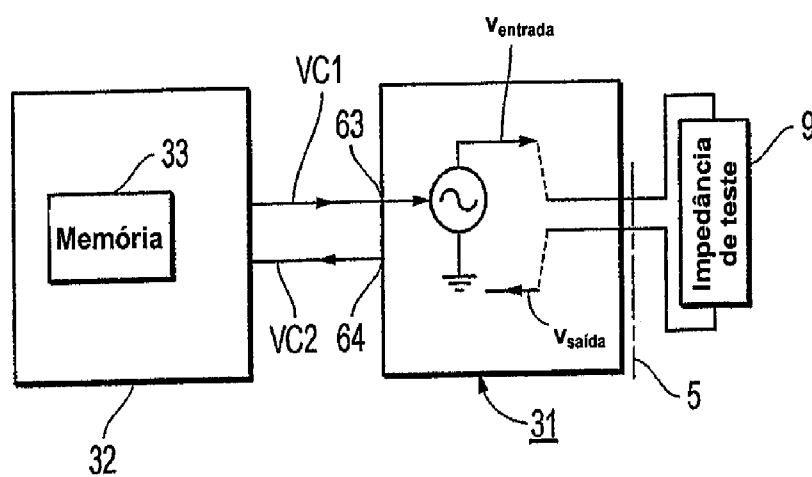


FIG. 7

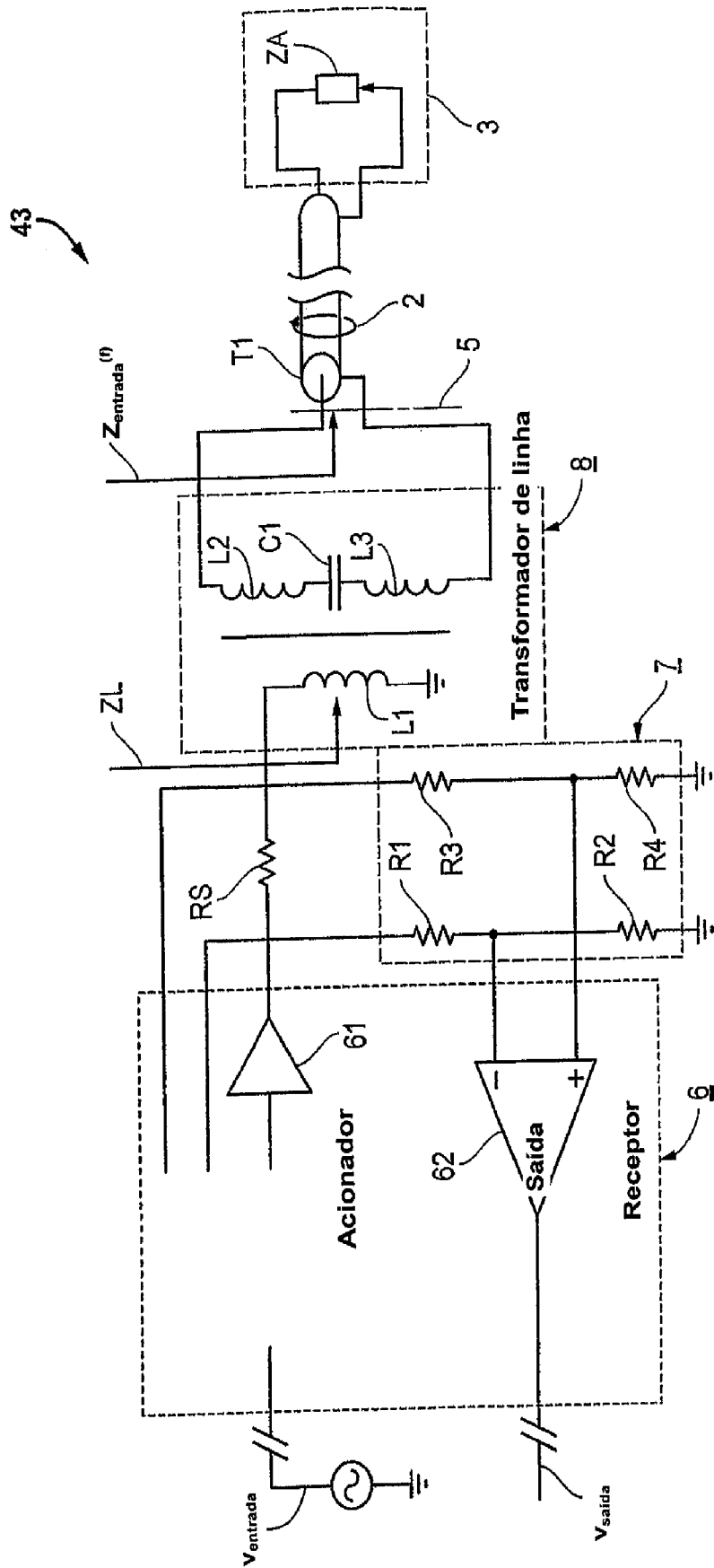


FIG. 6

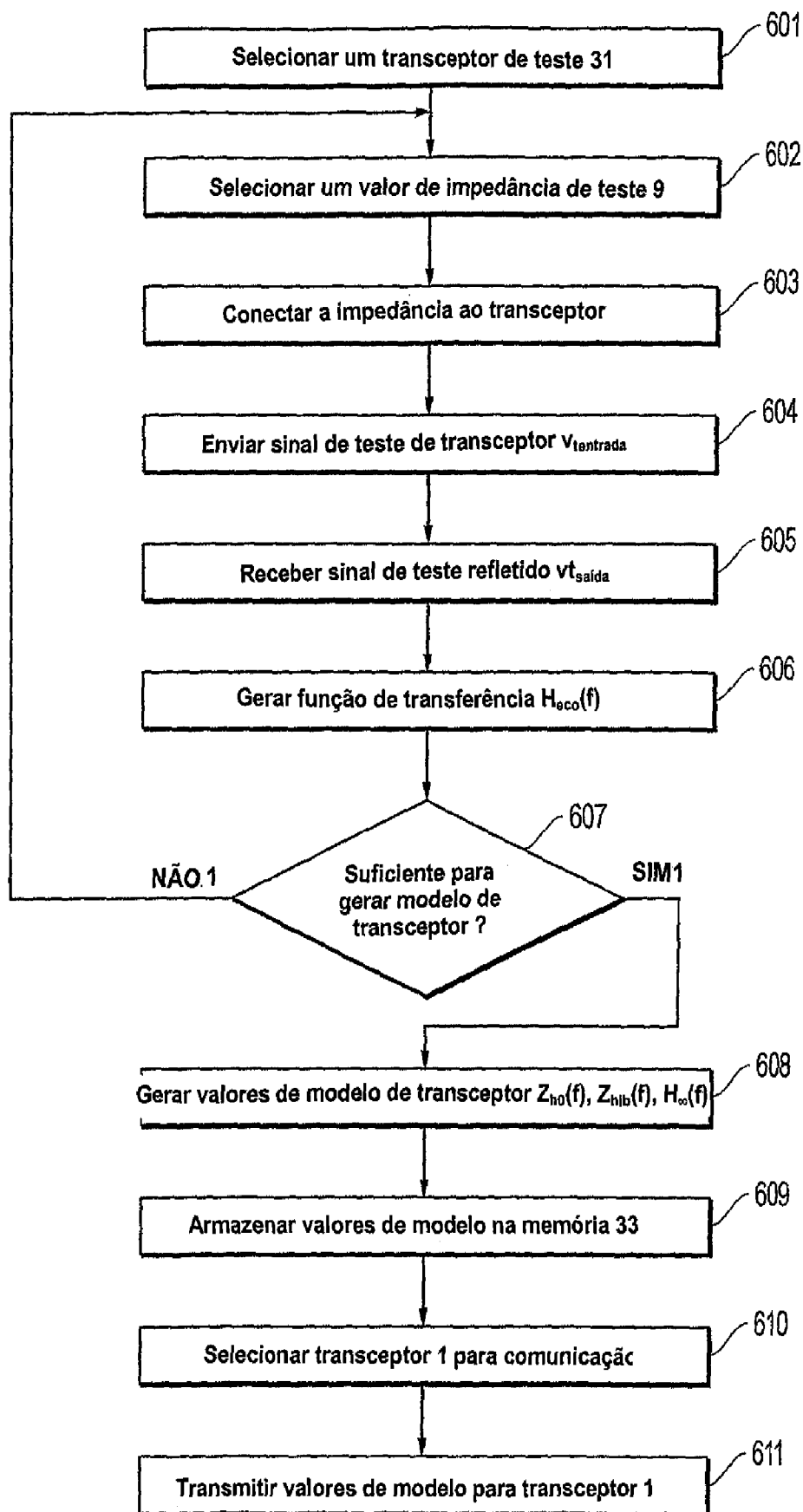


FIG. 8

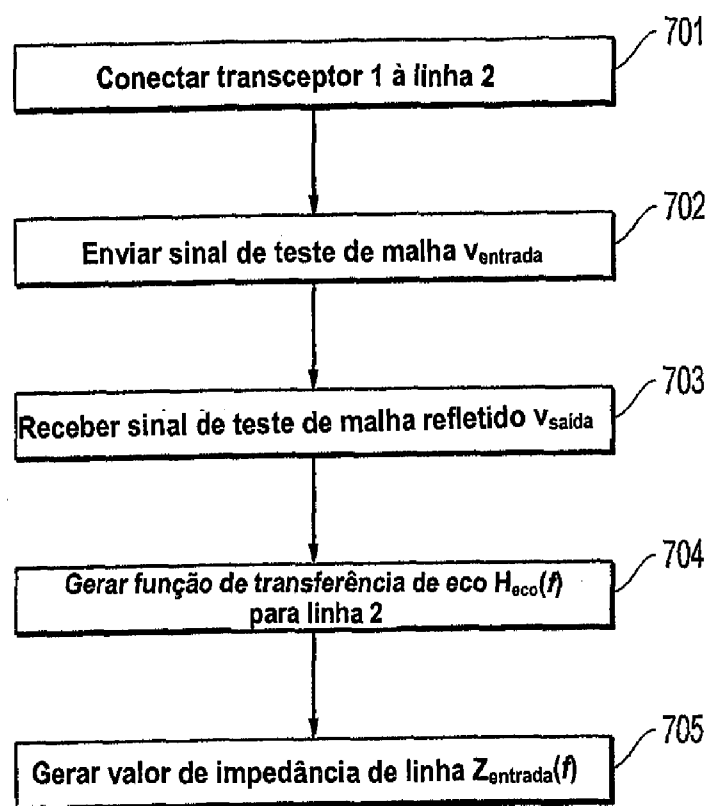


FIG. 9

RESUMO

“MÉTODO E ARRANJO DE ESTIMAR PROPRIEDADES DE LINHA DE
UMA LINHA DE SINAL”

O comprimento e atenuação de uma linha de sinal entre um
5 transmissor e um equipamento de instalação de cliente são para serem
estimados. Uma impedância de entrada de linha dependente de frequência
($Z_{\text{entrada}}(f)$), como vista do transmissor, é medida e um valor de impedância
absoluta ($|Z_{\text{entrada}}(f)|$) é gerado. O último é mostrado como uma curva A1 no
diagrama com a frequência (f) na abscissa e a impedância ($|Z_{\text{entrada}}(f)|$) na
10 ordenada. Valores extremos (Max1, Max2, Max3; Min1, Min2, Min3) são
denotados e uma distância de frequência (FD1 - FD4) entre dois consecutivos
dos valores extremos é gerada. O comprimento de linha (L) é gerado como
 $L=1/2.vop/FD1$, em que vop é a velocidade de propagação de um sinal na
linha. A atenuação é estimada multiplicando o comprimento de linha por um
15 valor de atenuação médio para o tipo de linha real. As vantagens são que o
comprimento de linha pode ser estimado com boa precisão de uma maneira
simples para linhas curtas e que a atenuação de linha é estimada de uma
maneira simples.