



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

(11) PI 0410272-0 B1

(22) Data do Depósito: 08/04/2004

(45) Data de Concessão: 29/05/2018



(54) Título: MÉTODO E ARRANJO EM TESTE DE MALHA DE EXTREMIDADE ÚNICA DE UMA LINHA DE SINAL

(51) Int.Cl.: H04M 3/30

(52) CPC: H04M 3/30

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

(73) Titular(es): TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)

(72) Inventor(es): JONAS ROSENBERG

“MÉTODO E ARRANJO EM TESTE DE MALHA DE EXTREMIDADE
ÚNICA DE UMA LINHA DE SINAL”

18

CAMPO TÉCNICO DA INVENÇÃO

5 A presente invenção relaciona-se a um método e um arranjo na
área de teste de extremidade única de uma linha de sinal sendo sujeita a
perturbações de um dispositivo de extremidade remota.

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 capacidade de
15 transmissão. O antecedente 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 trançado de assinante digital de alta taxa de bit são extraídos por
um modelo de método de propagação de onda. A dependência de frequência
25 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 é enviar um sinal de teste de uma extremidade da linha e medir no pulso refletido, o denominado Teste de malha de extremidade única, SELT. Em um artigo por Stefano Galli e David L. Waring: "Loop Makeup Identification Via Single Ended Testing: Beyond Mere Loop Qualification", Diário IEEE em 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 relação a teste de extremidade única. Um método matemático para operar os ecos é apresentado e também uma validação experimental do método.

É uma escolha óbvia de um de vista técnico usar um dispositivo de medição do tipo de laboratório para executar um SELT. Usar um tal dispositivo é porém caro. Independente disso, a medição pode ser influenciada por perturbações que surgem quando um Equipamento de Instalações de Cliente (CPE), que está conectado à extremidade remota da linha, está tentando executar um procedimento de 'aperto de mão'. O procedimento de aperto de mão torna difícil analisar a resposta de frequência de eco medida e o ruído normal na linha.

Em teste de extremidade única é vantajoso em vez do dispositivo de laboratório, usar um transceptor como uma parte de um dispositivo de medição para a malha sob teste. O transceptor de comunicação de banda larga porém não é nenhum 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 uma porta S_{11} é discutido. Também ao usar o transceptor para o SELT, o CPE remoto pode perturbar a medição tentando executar um procedimento de aperto de mão.

SUMÁRIO DA INVENÇÃO

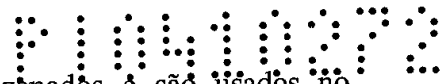
A presente invenção relaciona-se a um problema acima mencionado de como evitar a influência de um procedimento em um teste de malha de extremidade única de uma linha de acesso de cobre conectada a um CPE. Contanto que a linha permaneça desativada, o CPE energizado tentará executar um procedimento de aperto de mão transmitindo sinais de aperto de mão intermitentes. Devido a estes sinais de aperto de mão, é difícil analisar uma resposta de frequência de eco medida quando o modem de CPE conectado está energizado.

Outro problema surge quando um transceptor é utilizado no teste de extremidade única da linha. O problema é como também compensar a influência na medição de SELT do próprio transceptor.

Ainda um problema é como gerar e armazenar valores de transceptor para a compensação.

O problema é resolvido da seguinte maneira. No procedimento de aperto de mão, o CPE transmite sinais de banda estreita intermitentes, tons de aperto de mão, de frequências predeterminadas. Os tons de aperto de mão são detectados pelo dispositivo executando a medição de SELT e os tons de aperto de mão são parados por um intervalo de tempo. Durante este intervalo, a medição de SELT é executada, se necessário depois de paradas repetidas dos tons de aperto de mão.

Ao usar o transceptor para a medição de SELT, os problemas com relação a isso são resolvidos calibrando um transceptor de teste, que é um transceptor de comunicação de banda larga típico, e gerar valores de



modelo de transceptor. Estes valores são armazenados e são usados no transceptor para propósitos de comunicação, que está conectado à malha a ser testada. Um sinal de teste, quando refletido pela malha, é medido no transceptor de comunicação, dando um resultado de teste de malha. A influência sobre este resultado pelo próprio transceptor de comunicação é compensada com a ajuda dos valores de modelo de transceptor armazenados.

Um propósito com a presente invenção é melhorar a medição de SELT da linha de acesso quando o CPE envia seus sinais de aperto de mão intermitentes.

Outro propósito com a presente invenção é compensar a influência de um transceptor no teste de SELT da linha.

Ainda um propósito é gerar e armazenar valores de transceptor para a compensação.

Uma vantagem com a presente invenção é que a medição de SELT da linha de acesso pode ser executada quando o CPE envia seus sinais de aperto de mão intermitentes.

Outra vantagem com a invenção é que a influência do transceptor na medição de SELT de uma linha de acesso de cobre pode ser compensada.

Uma vantagem adicional é que os valores de transceptor para a compensação podem ser gerados e armazenados e podem ser aplicados para todos os transceptores de banda larga padrão, baseado no mesmo hardware como o testado. Conseqüentemente, um procedimento caro de calibrar um transceptor atual será eliminado.

Ainda uma vantagem é que os valores de transceptor gerados têm um significado facilmente compreensível.

Ainda outra vantagem é que o transceptor de teste pode ser qualquer um dos transceptores usados para propósitos de comunicação.

A invenção será agora descrita mais de perto com a ajuda de

concretizações e com referência aos desenhos incluídos.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

22

Figura 1 mostra um esquemático de bloco simples através de um dispositivo de teste e uma linha de transmissão;

5 Figura 2 mostra um diagrama de frequência com tons de aperto de mão;

Figura 3 mostra um diagrama de tempo com seqüências de aperto de mão periódicas;

Figura 4 mostra um fluxograma para medição de SELT;

10 Figura 5 mostra um esquemático de bloco simples através de um transceptor e da linha;

Figura 6 mostra um esquemático de bloco um pouco mais detalhado através de uma parte do transceptor e da linha;

15 Figura 7 mostra um esquemático de bloco através do transceptor conectado a uma impedância de valor conhecido;

Figura 8 mostra um fluxograma para geração de valores característicos de transceptor; e

Figura 9 mostra um fluxograma para geração de um valor de impedância para a linha.

20 DESCRIÇÃO DETALHADA DE CONCRETIZAÇÕES

Figura 1 mostra um esquemático de bloco simples através de um dispositivo de teste TD1 em uma central telefônica, conectado a um dispositivo remoto 3 nas instalações de um cliente por uma linha de assinante digital 2 (DSL). A linha é vista da extremidade do dispositivo de teste, e esta
25 extremidade é chamada a extremidade próxima da linha, enquanto a outra extremidade no dispositivo 3 é denotada como a extremidade remota. A linha 2 é uma linha de cobre convencional de um comprimento L, que tem certas propriedades, tal como atenuação de sinal em faixas de frequência diferentes. O dispositivo de teste tem um dispositivo transmissor SD1, um dispositivo

receptor RE1 e um dispositivo de sincronização SHF. O último está conectado ao dispositivo transmissor SD1, que por sua vez está conectado à linha 2 e ao dispositivo receptor RE1.

23

Como mencionado acima, é essencial para uma operadora de rede ser capaz de utilizar a linha de cobre já existente 2 para a transmissão de banda larga. A operadora portanto deve conhecer as propriedades de linha, tal como o comprimento L , atenuação de sinal e capacidade de transmissão. Estas propriedades podem ser normalmente determinadas depois de uma medição, que é executada vantajosamente da extremidade próxima da linha com um denominado Teste de malha de extremidade única, SELT. Os parâmetros estão relacionados a uma impedância de entrada de linha $Z_{\text{entrada}}(f)$ que pode ser avaliada usando sinais de teste transmitidos e refletidos.

O dispositivo de teste TD1 transmite um tal sinal de teste, um sinal de teste de malha de banda larga S1, que é refletido pelo dispositivo remoto 3 e é medido pelo dispositivo de teste como um sinal refletido S2. Com a ajuda de um quociente $S2/S1$, parâmetros de da linha 2 podem ser determinados, como será descrito em detalhes abaixo. A medição do sinal refletido S2 pode ser porém perturbada pelo dispositivo remoto 3, que tenta executar um procedimento de aperto de mão. Para evitar esta perturbação, primeiro a presença de um sinal de aperto de mão deve ser detectada.

Durante o procedimento de aperto de mão, o dispositivo remoto 3 envia intermitentemente um sinal de aperto de mão de banda estreita HS1, que pode interferir com o sinal S2 e fazer a medição de linha mais difícil. O sinal de aperto de mão interferente pode porém ser detectado. O sinal de teste de malha S1, usado na presente concretização, tem uma frequência na faixa de 0-1104 kHz ou mais alta. Está baseado em um sinal de medição que tem vários pontos de frequência ortogonais coincidindo com o denominado Sinal de Multi-Tom Discreto. Este sinal é usado para propósitos de modulação no padrão de ADSL ITU-T G. 992.1. O dispositivo de teste,

que mede o sinal refletido S2 nesta faixa de frequência de 0-1104 kHz, portanto pode ser usado para a detecção do sinal de aperto de mão. Um sinal de ruído na faixa de 0-276 kHz ou mais alto também é para ser medido pelo dispositivo de teste e também esta medição pode ser usada para detectar o

5 sinal de aperto de mão HS1. Os tons de aperto de mão em transmissão de DSL padronizada devido ao padrão de ITU-T G.994.1 usa sinais de banda estreita modulados com esquema de DPSK comum. Devido à sua largura de banda limitada é bastante simples distinguir a posição de frequência individual destes sinais de aperto de mão. Em ADSL por exemplo, há três

10 conjuntos de tons de aperto de mão a montante obrigatórios, baseado em uma frequência $f_0 = 4,3125$ kHz:

Anexo de ADSL A: $N = [9, 17, 25]$

Anexo de ADSL B: $N = [37, 45, 53]$

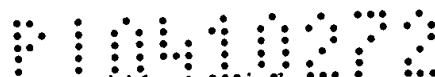
Anexo de ADSL C: $N = [7, 9]$

15 Os tons de aperto de mão têm a frequência $F = N \times f_0$. Um ou mais dos tons acima podem ser transmitidos durante aperto de mão para uma colocação de anexo específica.

Os sinais de aperto de mão acima podem ser observados como perturbação de banda estreita em uma medição de ruído, entregando uma base

20 de ruído de valor médio através de frequência. Na Figura 2, é mostrada perturbação de tom de aperto de mão em uma tal medição de ruído. A figura é um diagrama com uma frequência f em kHz na abscissa e o nível de sinal A em dBm/Hz nas ordenadas. Em uma faixa de frequência de cerca de 200 kHz e mais alta, o ruído NS1 tem um nível bastante constante. Na faixa de 0-200

25 kHz, o sinal de aperto de mão HS1 pode ser observado. A figura mostra que o dispositivo remoto 3 particular conectado tem quatro tons ativos durante o aperto de mão. Identificando estes tons de frequência nos espectros, aparece que é um conjunto de Anexo A de ADSL, cumprindo o conjunto obrigatório de tons de aperto de mão, e com um tom adicional opcional de Anexo B.



Ademais, tons de aperto de mão são transmitidos seguindo um esquema de tempo padronizado. Os sinais não são contínuos, mas enviados com intervalos periódicos deixando a linha silenciosa entre eles. Por exemplo, o padrão ITU-T G994.1 declara:

5 *"Se uma mensagem de NAK-EF for recebida em qualquer estado, a estação receptora deverá retornar imediatamente ao estado de G. 994.1 inicial (R-SILENT0 para um HSTU-R, C-SILENT1 para um HSTU-C) e permanecer silenciosa por um período mínimo de 0,5 s. Então pode iniciar outra sessão de G.994.1".*

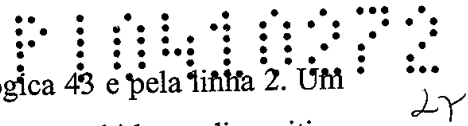
10 Isto significa que se uma operadora quiser executar uma medição de SELT da linha 2 do dispositivo de teste TD1, o procedimento de aperto de mão do dispositivo remoto 3 pode ser parado. Os sinais de aperto de mão HS1, por exemplo como descrito na Figura 2, são indicados pelo dispositivo receptor RE1. O dispositivo de sincronização SH1 ordena ao
15 dispositivo transmissor SD1 para enviar a mensagem de NAK-EF, que pára os tons de aperto de mão HS1 por um intervalo de tempo de pelo menos 0,5 segundos. Durante este intervalo, o sinal de teste de malha S1 é enviado do dispositivo transmissor na ordem do dispositivo de sincronização SH1 e o sinal refletido S2 é recebido no dispositivo receptor RF1. Para adquirir
20 informação completa sobre a linha 2, pode ser necessário reenviar o sinal de teste de malha S1 e repetir o procedimento de medição de SELT. A medição completa então seguirá a Figura 3, que é um diagrama com o tempo T na abscissa, mostrando medição de SELT sincronizada com sinais de aperto de mão. A Figura mostra os sinais de aperto de mão HS1 seguidos pela
25 mensagem de NAK-EF e intervalos de tempo de intercalação TI1, usados para a medição de SELT. Deveria ser notado que é só a medição de SELT que é para ser executada nos intervalos de tempo TI1. Os cálculos relativos às propriedades de linha baseados na medição de SELT podem seguir continuamente.

Como uma alternativa para o padrão de ITU-T G.994.1, há um padrão de ADSL ANSI T1E1.413 usando um método diferente para aperto de mão.

O método de medição de SELT descrito acima será resumido em relação a um fluxograma na Figura 4. Em uma etapa 401, o equipamento de instalações de cliente CPE, o dispositivo de extremidade remota 3, é conectado à extremidade remota da linha 2. O dispositivo de teste é conectado à extremidade próxima da linha em uma etapa 402, e em uma etapa 403, os sinais de aperto de mão HS1 são transmitidos do CPE. Em uma etapa 404, os sinais de aperto de mão HS1 são indicados no dispositivo receptor RE1. Os sinais de aperto de mão são parados pelo intervalo de tempo TI1 de duração predeterminada em uma etapa 405. Em uma próxima etapa 406, a medição de SELT é executada e em uma etapa 407, é investigado se a medição de SELT está pronta. Em uma alternativa NO1, a etapa de método 404 é repetida com uma indicação dos sinais de aperto de mão. Então, as etapas de método 405, 406 e 407 são repetidas até que a alternativa YES1 depois da etapa 407 seja a atual e o procedimento termina em uma etapa 408.

Abaixo será descrito em uma concretização como o teste de malha de extremidade única, o SELT, é executado.

Na Figura 5, é mostrado um transceptor 1 conectado ao dispositivo remoto 3 pela linha 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 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 de teste de malha de entrada de banda larga $V_{entrada}$ ao 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 $v_{saída}$ é recebido no dispositivo computacional da linha 2 pela parte analógica e pelo codificador/decodificador.

5 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 $v_{saída}$. Como será descrito abaixo, os sinais $v_{entrada}$ e $v_{saída}$ são usados na determinação das propriedades da linha 2.

10 O que a operadora precisa saber na realidade é a impedância de entrada $Z_{entrada}(f)$ 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 adquirir as propriedades de linha requeridas é gerar uma função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ para a linha 2 atual. Isto é calculado executando uma translação de frequência dos sinais de banda larga

15 $v_{entrada}$ 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;

$$H_{eco}(f) = v_{saída}(f)/v_{entrada}(f) \quad (1),$$

em que a frequência é denotada por f .

20 Naturalmente, a função $H_{eco}(f)$ inclui propriedades do transceptor 1. Abaixo será descrito através de 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 em relação à Figura 6. Isto é para esclarecer as dificuldades em caracterizar o

25 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 naquela Figura. A parte analógica 43 inclui um bloco de amplificador 6, um bloco híbrido 7, um resistor sensor RS e um transformador

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

5 saída de acionador está conectada ao resistor senso RS, os terminais de qual estão conectados ao bloco híbrido 7. O último tem quatro resistores R1, R2, R3 e R4 e está conectado a 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

10 conectado ao resistor sensor RS e os enrolamentos secundários L2 e L3 estão conectados à linha 2. A impedância de entrada de linha dependente de frequência na interface 5 é denotada $Z_{\text{entrada}}(f)$ 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

15 impedância ZA.

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

20 do acionador para a 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 então 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

25

parâmetros $Z_{h0}(f)$, $Z_{híbrido}(f)$ 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 $Z_{h0}(f)$, $Z_{híbrido}(f)$ 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. No Apêndice 1 incluso, "Simulation of the echo transfer function for DAFE708", é mostrado como o modelo da função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ é derivado.

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 $Z_{h0}(f)$, $Z_{híbrido}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ da presente descrição. Os parâmetros C1, C2 e C3 são quantidades adimensionais e não são dados nenhum significado concreto, 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 $Z_{híbrido}(f)$ 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 $Z_{h0}(f) = H_0(f).Z_{híbrido}(f)$, em que o valor $H_0(f)$ é a função de transferência de eco dependente de

freqüência para o transceptor 1 com as conexões à linha 2 curto-circuitadas e o valor $Z_{\text{híbrido}}(f)$ 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 $H_{\text{eco}}(f)$ da equação (1) pode ser expressa como:

$$H_{\text{eco}}(f) = \frac{H_{\infty}(f)Z_{\text{in}}(f) + Z_{\text{ho}}(f)}{Z_{\text{e}}(f) + Z_{\text{híbrido}}(f)} \quad (2)$$

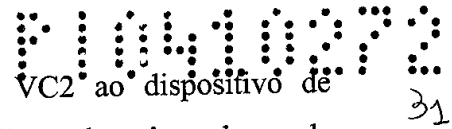
em que

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

$Z_{\text{ho}}(f)$, $Z_{\text{híbrido}}(f)$ 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 calibração é executada. A Figura mostra um transceptor de teste 31, ao qual as 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 à saída 64 do transceptor de teste. O dispositivo de medição 32 envia um sinal de controle VC1 ao transceptor de teste 31 e o inicia para gerar um sinal de teste de transceptor de banda larga vt_{entrada} um para cada valor da impedância de teste 9. Um sinal de teste de transceptor de saída refletido $vt_{\text{saída}}$ é recebido no transceptor de teste,



que envia um sinal de controle correspondente VC2 ao dispositivo de medição. Uma medição completa requer a medição de três valores de impedância selecionados. A função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ é então gerada de acordo com a relação (1).

5 Usar três valores de impedância para a calibração é suficiente para gerar os valores de transceptor. Para adquirir valores mais precisos, mais que as três impedâncias podem ser usadas. Isto dá origem a um sistema de equação sobre-determinado. Um exemplo sobre um conjunto de valores padrão da impedância de teste 9 para a calibração é um circuito aberto, um
10 circuito curto-circuitado 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 válido normalmente só até uma frequência limitada, por exemplo 1 MHz. Para frequências mais altas, é recomendado medir o valor de impedância do componente "resistivo".

15 A geração dos três vetores complexos $Z_{h0}(f)$, $Z_{híbrido}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ para o transceptor 31 medido é executada da maneira seguinte. O modelo da função de transferência de eco na relação (2) pode ser expresso como:

$$\begin{pmatrix} 1 & -H_{eco}(f) & Z_e(f) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_{h0}(f) \\ Z_{híbrido}(f) \\ H_{\infty}(f) \end{pmatrix} = H_{eco}(f) Z_e(f) \quad (3)$$

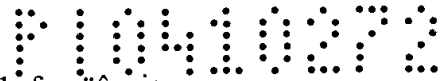
ou equivalentemente $Ax = b$, onde:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & -H_{eco}(f) & Z_e(f) \end{pmatrix}, \quad x = \begin{pmatrix} Z_{h0}(f) \\ Z_{híbrido}(f) \\ H_{\infty}(f) \end{pmatrix} \quad e \quad b = H_{eco}(f) Z_e(f)$$

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

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

Usando os valores da função de transferência $H_{eco}(f)$, medidos 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
25 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



normalmente valores complexos e dependentes de frequência.

32

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

$$Z_{in}(f) = \frac{Z_{ho}(f) - Z_{hab}(f) H_{eco}(f)}{H_{eco}(f) - H_{ho}(f)} \quad (4)$$

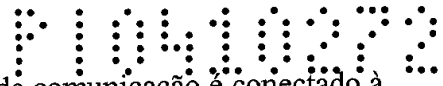
5 Para resumir, um certo hardware para transceptores como o transceptor 1 é primeiro calibrado. Isto é executado para o transceptor de teste 31 com a ajuda das impedâncias 9 e dos sinais de teste de transceptor $v_{entrada}$ e $v_{saída}$. O vetor x é calculado e os valores do vetor x são armazenados e podem ser usados para qualquer transceptor com o mesmo hardware. A função de
10 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
15 transceptor $v_{entrada}$, $v_{saída}$ e os sinais de teste de malha $v_{entrada}$, $v_{saída}$ foram sinais de banda larga. É possível usar sinais de qualquer largura de frequência desejada ambos para a calibração e a medição da linha. A calibração e o teste de malha certamente só serão válidos para a faixa de frequência selecionada. Foi mencionado que os valores de modelo de transceptor estão armazenados
20 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 $Z_{entrada}(f)$ da linha 2. Também, na descrição foi mencionado o transceptor de teste 31 e o transceptor 1 para
25 propósitos de comunicação. O transceptor de teste 31 pode ser qualquer 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 anterior 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.

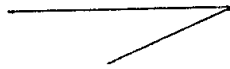
Na Figura 8 é mostrada a geração e armazenamento dos valores de modelo de transceptor. O método começa em uma etapa 601 com a seleção do transceptor 31 para propósitos de teste. Em uma etapa 602, uma impedância 9 com um valor predeterminado é selecionada, e em uma etapa 603, a impedância é conectada à conexão de linha do transceptor de teste 31. Em uma etapa 604, o sinal de teste de transceptor $v_{t_{entrada}}$ é enviado pelo transceptor 31 à linha 2. Para adquirir valores de modelo de transceptor que podem ser usados por 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 $v_{t_{saída}}$ em uma etapa 605. Em uma etapa 606, a função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ é gerada no dispositivo computacional 32 para a impedância 9 atual, depois de primeiro ter 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 $Z_{h0}(f)$, $Z_{híbrido}(f)$ e $H_{\infty}(f)$ possam ser gerados. Em uma alternativa, uma impedância 9 adicional é selecionada na etapa 602. Para uma YES1 alternativa, os valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{híbrido}(f)$ 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 610. Em uma etapa 611, os valores de modelo de transceptor $Z_{h0}(f)$, $Z_{híbrido}(f)$ 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



34

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 $v_{\text{saída}}$ 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 $H_{\text{eco}}(f)$ é gerada no dispositivo computacional 11. O valor de impedância dependente de frequência $Z_{\text{entrada}}(f)$ para a linha 2 é gerado no dispositivo 11 com a ajuda dos valores armazenados de modelo de transceptor e da função de transferência de eco, etapa 705. Esta geração é executada de acordo com a relação (4).



SIMULAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE ECO PARA
DAFE708

Resumo

5 Propósito

Aplicação

Conteúdo

	1 Introdução.....	2
	2 Modelo de simulação para análise simbólica.....	2
10	2.1 Cabo de Assinante.....	2
	2.2 Transformador de Linha.....	3
	2.3 Filtro fora de banda.....	6
	2.4 acionador/receptor de linha.....	10
	3 Função de transferência de eco e Impedância de malha.....	16
15	4 Resposta de impulso de eco.....	20
	5 Anexo A - Verificação de modelo de simulação.....	24
	6. Referências.....	31

1. INTRODUÇÃO

A unidade de DAFE 708 contém o conjunto de chips de 'Broadcom BladeRunner' (DSP e CODEC) e 10 interfaces de linha analógicas. As interfaces de linha são projetadas ao redor do acionador/receptor de linha PBM 39714. Para testar os algoritmos de teste de malha de extremidade única (SELT) e investigar as características de teste de fabricação poderia ser útil ter um modelo de simulação da extremidade dianteira analógica. Com isto é fácil examinar o impacto de mudar a carga externa ou malha conectada à interface de linha como também os componentes internos na PCB.

No seguinte um tal modelo baseado em expressões simbólicas é desenvolvido para a parte analógica do DAFE 708. O propósito principal é derivar expressões, que podem ser usadas para avaliação da função de transferência de eco H_{eco} .

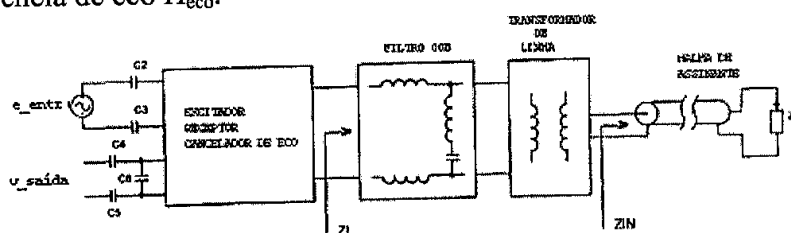


Figura 1: Diagrama de bloco da parte analógica de DAFE 708

O circuito em consideração é mostrado na Figura 1. A parte analógica está separada em três blocos - acionador/receptor/cancelador de eco de PBM 39714, o filtro de supressão de ruído fora de banda e o transformador de linha. A saída de CODEC é assumida ser uma fonte de tensão constante $e_{entrada}$. Dois capacitores em série estão inseridos entre a saída de CODEC e o acionador de linha. A função de transferência de eco é definida como $H_{eco} = V_{saida}/e_{entrada}$ onde V_{saida} é a tensão de saída recebida na entrada de CODEC. A entrada de CODEC tem uma impedância de carga diferencial de 24 kΩ. Os capacitores mostrados C4, C5 e C6 são inseridos para executar alguma filtragem passa-baixa e passa-alta da saída de receptor.

Abaixo cada bloco é analisado e expressões simbólicas são

formuladas. Finalmente, estas expressões podem ser combinadas para gerar a função de transferência de eco. Antes que H_{eco} possa ser avaliada, a impedância de entrada $Z_{entrada}$ da malha de assinante deve ser calculada. Isto requer conhecimento das constantes primárias do cabo, do comprimento de malha e da terminação de extremidade distante.

2. MODELO DE SIMULAÇÃO PARA ANÁLISE SIMBÓLICA

2.1. CABO DE ASSINANTE

A impedância de entrada da malha de assinante é calculada usando as expressões no Anexo A da Ref. [1] para as constantes primárias para malhas de ETSI.

Quando as constantes primárias são achadas, as constantes secundárias são dadas por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad e \quad \gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

A matriz de cadeia de uma malha com o comprimento d é então dada por:

$$\begin{Bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma d) & Z_0 \sinh(\gamma d) \\ \frac{\sinh(\gamma d)}{Z_0} & \cosh(\gamma d) \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{Bmatrix}$$

Com uma dada terminação de extremidade distante Z_T , a impedância de entrada $Z_{entrada}$ pode ser calculada usando a expressão:

$$\begin{Bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma d) & Z_0 \sinh(\gamma d) \\ \frac{\sinh(\gamma d)}{Z_0} & \cosh(\gamma d) \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{Bmatrix}$$

2.2. TRANSFORMADOR DE LINHA

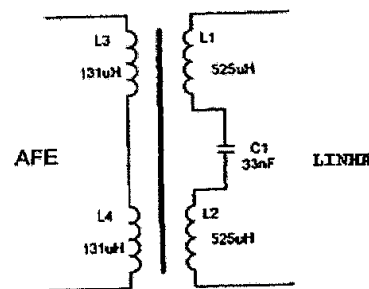


Figura 2: Transformador de linha para DAFE 708

O transformador de linha junto com o capacitor série $C1$ é mostrado na Figura 2. Todos os quatro enrolamentos $L1$, $L2$, $L3$ e $L4$ são colocados no mesmo núcleo magnético e são acoplados intimamente juntos. É assumido que o número de espiras para $L1$ e $L2$ é igual e o mesmo para $L3$ e $L4$.

Ao considerar só sinais de porta equilibrados diferenciais, o esquemático do transformador pode ser simplificado a fim de fazer a derivação das características mais fácil.

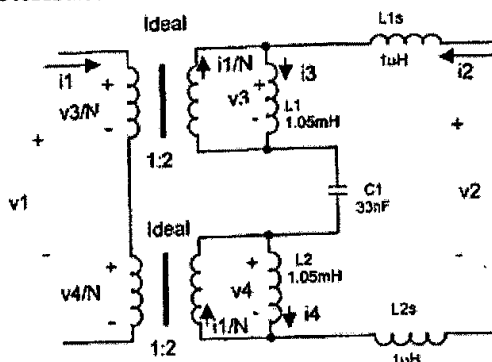


Figura 3: Modelo simplificado para transformador de linha

O transformador simétrico de quatro enrolamentos é dividido em dois transformadores únicos como mostrado na Figura 3. Cada transformador é substituído por um circuito equivalente, que consiste em um transformador ideal e os dois indutores $L1$ ($L2$) e $L1s$ ($L2s$). O transformador ideal tem uma relação de espiras N igual ao transformador original. O transformador ideal impõe restrições nas tensões e correntes de terminal do transformador como indicado na Figura 3.

O indutor $L1$ ($L2$) representa a indutância principal no lado de linha e a indutância é de fato metade da indutância de circuito aberto medida no lado de linha. $L1s$ ($L2s$) representa a indutância de dispersão e é metade da indutância de curto-circuito medida no lado de linha (ambas com $C1$ em curto-circuito).

A fim de achar a matriz de cadeia do transformador de linha,

39

$$v_3 = SL_1 i_3 \quad v_4 = SL_2 i_4 \quad i_3 = \frac{i_1}{N} + i_2 \quad i_4 = \frac{i_1}{N} + i_2$$

5

5

5

5

5

5

5

5

5

5

5

5

5

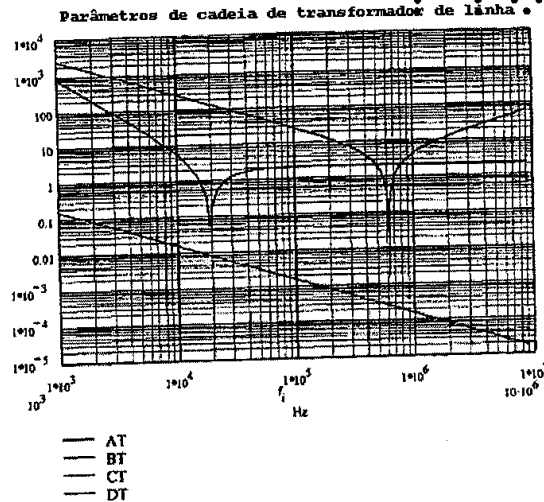


Figura 4: Parâmetros de cadeia A, B, C e D de transformador de linha

2.3 FILTRO FORA-DE-BANDA

A fim de suprimir ruído e harmônicos de distorção acima da banda de ADSL foi necessário introduzir um filtro fora-de-banda entre o acionador de linha e o transformador de linha. O filtro OOB tem a configuração seguinte mostrada na Figura 5.

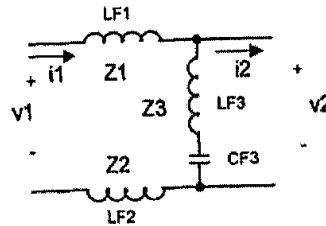


Figura 5: Filtro para ruído fora de banda

A impedância dos ramos em série é $Z_1 = Z_2 = sL_{F1}$ assumindo que $L_{F1} = L_{F2}$. A impedância do ramo em derivação é:

$$Z_3 = sL_{F3} + \frac{1}{sC_{F3}} = \frac{L_{F3}C_{F3}s^2 + 1}{sC_{F3}}$$

10

Com $i_2 = 0$ e uma tensão v_1 aplicada tem-se:

$$v_2 = \frac{Z_3}{Z_3 + 2Z_1} v_1 \quad \text{ou} \quad v_1 = \frac{Z_3 + 2Z_1}{Z_3} v_2$$

Se as expressões para as impedâncias forem substituídas na equação, o resultado é:

$$v_1 = \frac{(L_{F3} + 2L_{F1})C_{F3}s^2 + 1}{L_{F3}C_{F3}s^2 + 1}v_2$$

Com $i_2 = 0$ e uma corrente i_1 aplicada, tem-se $v_2 = Z_3 i_1$ ou $i_1 = v_2 / Z_3$.

$$i_1 = \frac{C_{F3}s}{L_{F3}C_{F3}s^2 + 1}v_2$$

Com $v_2 = 0$ e uma tensão v_1 aplicada, tem-se $i_2 = v_1 / 2L_{F1}s$ ou

$$v_1 = 2L_{F1}s \cdot i_2$$

Com $v_2 = 0$ e uma corrente i_1 atual aplicada, tem-se $i_2 = i_1$ ou $i_1 = i_2$.

A matriz de cadeia é definida como:

$$\begin{Bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_F & B_F \\ C_F & D_F \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{Bmatrix}$$

Comparando as expressões derivadas acima tem-se os parâmetros de cadeia do filtro OOB:

$$A_F = \frac{(L_{F3} + 2L_{F1})C_{F3}s^2 + 1}{L_{F3}C_{F3}s^2 + 1} \quad B_F = 2L_{F1}s$$

$$C_F = \frac{C_{F3}s}{L_{F3}C_{F3}s^2 + 1} \quad D_F = 1$$

Os valores de componentes reais para liberação R1.1 são:

$$L_{F1} = L_{F2} = 680 \mu\text{H}, L_{F3} = 270 \mu\text{H}, C_{F3} = 4,7 \text{ nF}.$$

A magnitude dos quatro parâmetros de cadeia com estes valores é apresentada na Figura 6.

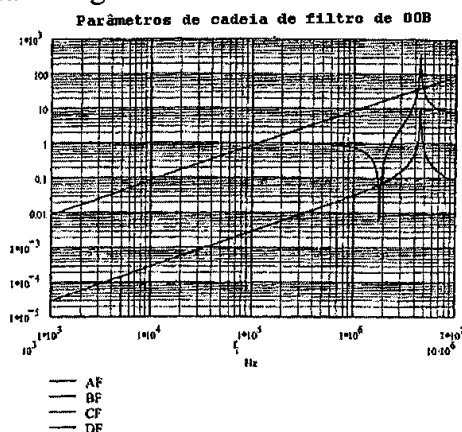


Figura 6: Parâmetros de Cadeia A, B, C e D de filtro de OOB

Se a impedância de entrada da malha de assinante Z_{entrada} for conhecida, a impedância de carga de acionador Z_L do AFE mostrado na Figura 1 pode ser achada de:

$$Z_L = \frac{A_L Z_E + B_L}{C_L Z_E + D_L}$$

- Os quatro coeficientes são obtidos por multiplicação da matriz de cadeia do filtro de OOB com a matriz de cadeia do transformador de linha:

$$\begin{Bmatrix} A_L & B_L \\ C_L & D_L \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_F & B_F \\ C_F & D_F \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{Bmatrix}$$

Se a malha de assinante for substituída por um resistor de 100Ω , a impedância de carga Z_L se mostra como ilustrada na Figura 7.

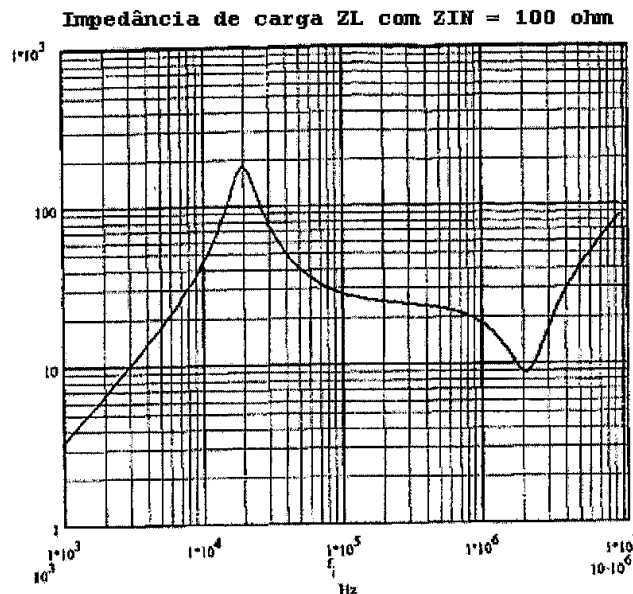
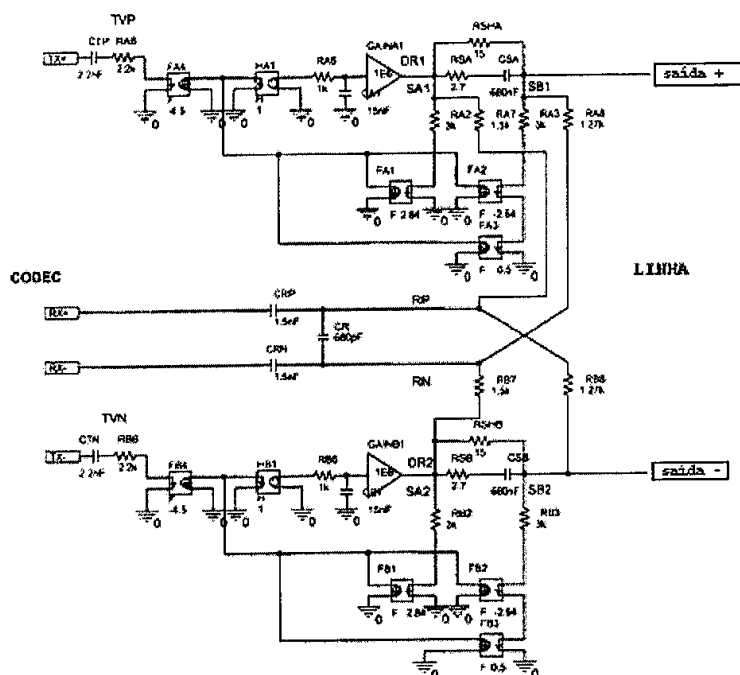


Figura 7: Impedância de carga de Acionador Z_L com a interface de linha terminada em 100Ω

- No caso ideal, Z_L deveria ser dado por $100 \Omega / N^2 = 25 \Omega$, que só é visto ser o caso entre 100 kHz e 1 MHz aproximadamente. O pico em baixas frequências é causado pelo transformador de linha e pelo capacitor em série no lado de linha. O circuito de ressonância série do filtro de OOB é responsável pelo mínimo em 2 MHz.



39714 e alguns componentes externos. PBM 39714 é um acionador e receptor de linha de modo diferencial incluindo uma ponte de cancelador de eco. Um modelo adequado do dispositivo é mostrado na Figura 8. O sinal de transmissão amplificado aparece entre os terminais de entrada de acionador DR1 e DR2. Uma rede de impedância sensora Z_S consistindo em RSA, CSA e RSHA (RSB, CSB e RSHB) está colocada em série com a saída de acionador. As tensões nos terminais da rede de impedância sensora são convertidas em correntes pelos dois resistores de $3\text{ k}\Omega$ nos terminais SA1 e SB1 (SA2 e SB2). As correntes são subtraídas pelas duas fontes de corrente controladas por corrente FA1 e FA2 (FB1 e FB2). A corrente de diferença representa a tensão pela rede de impedância sensora ou a corrente de saída de acionador multiplicada por Z_S . Esta corrente é realimentada para controlar a tensão de

saída de acionador. O resultado é que a impedância de saída de acionador é igual a Z_S multiplicada por um fator de escala real K . Um segundo trajeto de realimentação pela fonte controlada FA3 (FB3) é usado para ajustar o ganho de transmissão do estágio de saída de acionador.

- 5 O cancelador de eco consiste na ponte de resistores RA7, RA8, RB7 e RB8. Se a impedância de carga Z_L estiver casada à impedância sensora $K \cdot Z_S$, o sinal de eco entre terminais de saída RP e RN será idealmente zero com a relação de resistor selecionada da ponte.

- 10 O trajeto de recepção é puramente passivo. O sinal recebido pelo transformador de linha é sentido pelos resistores de ponte RA8 e RB8, onde aparece entre os terminais RP e RN. O cancelador de eco porém também afeta o sinal recebido. O capacitor paralelo CR e os dois capacitores série CRP e CRN constituem um filtro de saída junto com a impedância de saída de receptor e a impedância de entrada de CODEC.

- 15 A fim de derivar uma expressão simbólica para a função de transferência de eco, o modelo desequilibrado simplificado do acionador/receptor de linha na Figura 9 é usado. Uma análise detalhada do circuito é apresentada na Ref. [2].

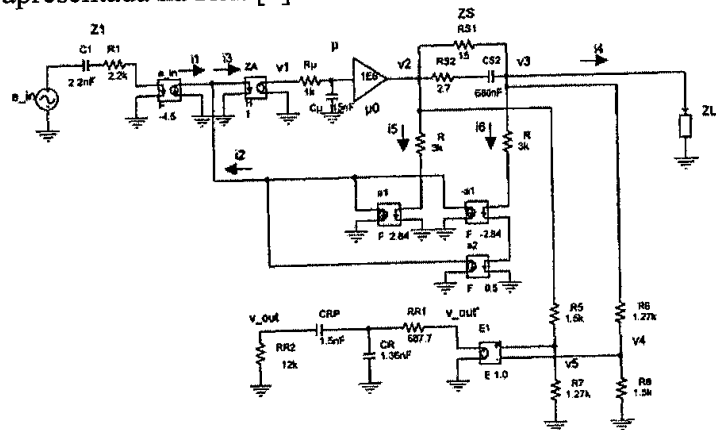


Figura 9: Modelo desequilibrado simplificado para derivar a função de transferência de eco do acionador/receptor de linha

A função de transferência de eco $H_{eco}(f)$ é dada por $H_{eco} =$

$V_{saída}/e_{entrada}$. Isto também pode ser escrito como:

$$H_{eco} = \frac{v_{sa}}{e_e} = \frac{v_{sa} \cdot v'_{sa}}{v'_{sa} \cdot e_e}$$

onde $v_{saída}/v'_{saída}$ é a função de transferência do filtro de saída.

As equações seguintes se aplicam ao circuito na Figura 9 (veja também seção 2.3 da Ref. [2])

$$v'_{sa} = v_3 - v_4 = \frac{R_7}{R_7 + R_8} v_2 - \frac{R_8}{R_8 + R_6} v_1$$

$$i_6 = \frac{v_2}{R} \quad i_8 = \frac{v_3}{R} \quad v_1 = Z_A i_2 \quad v_2 = \mu v_1 \quad v_3 = Z_{L1} i_4 \quad v_2 - v_3 = Z_S i_4$$

$$i_3 = i_1 + i_2 = \frac{a_e}{Z_1} e_e - a_1 i_5 + a_1 i_6 - a_2 i_8$$

5

Por substituição é possível derivar:

$$v_2 = \left(1 + \frac{Z_S}{Z_{L1}} \right) v_3 \quad e$$

$$v_2 = \mu H \left(\frac{a_e}{Z_1} e_e - \frac{a_1}{R} v_2 + \frac{a_1}{R} v_3 - \frac{a_2}{R} v_3 \right)$$

Agora é possível eliminar v_2 e achar v_3 expresso pela equação:

$$v_3 + \frac{Z_S}{Z_{L1}} v_3 + \mu Z_A \frac{a_2}{R} v_3 + \mu Z_A \frac{a_1}{R} \frac{Z_S}{Z_{L1}} v_3 = \mu Z_A \frac{a_e}{Z_{L1}} e_e \quad ou$$

$$v_3 = \frac{R Z_{L1} \mu Z_A a_e}{Z_1 (R(Z_{L1} + Z_S) + \mu Z_A (a_2 Z_{L1} + a_1 Z_S))} e_e$$

Usando a primeira relação entre v_2 e v_3 é possível expressar v_2

como:

$$v_2 = \frac{R(Z_{L1} + Z_S) \mu Z_A a_e}{Z_1 (R(Z_{L1} + Z_S) + \mu Z_A (a_2 Z_{L1} + a_1 Z_S))} e_e$$

As últimas duas expressões são substituídas agora na equação

10 para v'_{out} para dar:

$$v'_{sa} = \frac{R \mu Z_A a_e}{Z_1 (R(Z_{L1} + Z_S) + \mu Z_A (a_2 Z_{L1} + a_1 Z_S))} \left[\frac{R_7}{R_7 + R_8} (Z_{L1} + Z_S) - \frac{R_8}{R_8 + R_6} Z_{L1} \right]$$

Se for assumido que $R_5 = R_8$ e $R_7 = R_6$, pode ser re-arranjado para:

$$\frac{v'_{sa}}{e_e} = \frac{\mu Z_A R a_e}{Z_1 (R_8 + R_6)} \frac{(R_8 - R_6) Z_{L1} + R_6 Z_S}{(R + \mu Z_A a_2) Z_{L1} + (R + \mu Z_A a_1) Z_S}$$

É visto que $v'_{saída} = 0$ se $R_8/R_6 = 1 + Z_S/Z_{L1}$ (cancelamento de

eco).

A função de transferência $v'_{saída}/e_{entrada}$ também pode ser

expressa como:

$$\frac{v'_{sa}}{e_e} = G_1 \frac{A_1 Z_{L1} + A_0}{B_1 Z_{L1} + B_0}$$

Os coeficientes agora podem ser identificados comparando as últimas duas expressões. Então, tem-se:

$$G_1 = \frac{\mu Z_A R_a e}{Z_1 (R_a + R_b)} \quad A_1 = R_b - R_a \quad A_0 = R_b Z_s$$

$$B_1 = R + \mu Z_A a_2 \quad B_0 = (R + \mu Z_A a_1) Z_s$$

5 Para achar a função de transferência de eco, precisa-se derivar a função de transferência para o filtro de saída $H_{saída} = v_{saída}/v'_{saída}$. Considerando o circuito de filtro na Figura 9, é possível calcular a função de transferência para:

$$H_{sa} = \frac{R_{R2} C_{RP} s}{R_{R1} R_{R2} C_{RP} C_R s^2 + (R_{R1} C_{RP} + R_{R1} C_R + R_{R2} C_{RP}) s + 1}$$

Se for escrita a função de transferência de eco H_{eco} como:

$$H_{eco} = \frac{v_{sa}}{e_e} = G \frac{A_1 Z_{L1} + A_0}{B_1 Z_{L1} + B_0}$$

10 foi visto que o multiplicador é $G = G_1 * H_{saída}$, enquanto os outros coeficientes permanecem inalterados.

Para cálculos com a expressão para H_{eco} , precisa-se das quantidades dependentes de frequência Z_1 , Z_s e μ .

Z_1 é dado por:

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC_1} = \frac{sR_1 C_1 + 1}{sC_1}$$

A impedância sensora Z_s é dada por:

$$Z_s = \frac{1}{\frac{1}{R_{s1}} + \frac{sC_{s2}}{sR_{s2}C_{s2} + 1}} = \frac{R_{s1}(sR_{s2}C_{s2} + 1)}{s(R_{s1} + R_{s2})C_{s2} + 1}$$

15 O ganho de malha aberta μ é determinado pelo ganho de CC μ_0 e a frequência de canto dada pelo resistor R_μ e pelo capacitor C_μ :

$$\mu = \frac{\mu_0}{sR_\mu C_\mu + 1}$$

Com estas modificações levadas em consideração, os coeficientes de H_{eco} agora podem finalmente ser identificados como segue:

$$G = \frac{\mu Z_A R_6 e}{Z_1 (R_6 + R_8)} H_{sa}$$

$$A_1 = R_6 - R_8$$

$$A_0 = R_6 Z_2$$

$$B_1 = R + \mu Z_A a_1$$

$$B_0 = (R + \mu Z_A a_1) Z_2$$

$$\text{onde } Z_1 = \frac{s R_1 C_1 + 1}{s C_1}$$

$$Z_2 = \frac{R_{s1} (s R_{s2} C_{s2} + 1)}{s (R_{s1} + R_{s2}) C_{s2} + 1}$$

$$\mu = \frac{\mu_0}{s R_p C_p + 1}$$

$$H_{sa} = \frac{R_{R1} C_{RP} s}{R_{R1} R_{R2} C_{RP} C_{R2} s^2 + (R_{R1} C_{RP} + R_{R1} C_R + R_{R2} C_{RP}) s + 1}$$

Os valores de componentes reais na liberação R1.1 são:

$R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 2,2 \text{ nF}$, $a_{\text{entrada}} = -4,0$, $Z_A = 1$, $R_\mu = 1 \text{ k}\Omega$, $C_\mu = 15 \text{ nF}$, $\mu_0 = 10^{+6}$, $a_1 = 2,84$, $a_2 = 0,5$, $R = 3 \text{ k}\Omega$

$R_{S1} = 15 \Omega$, $R_{S2} = 2,7 \Omega$, $C_{S2} = 680 \text{ nF}$, $R_6 = 1,27 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_{R1} = R_6 / R_8 = 687,7 \Omega$, $R_{R2} = 12 \text{ k}\Omega$, $C_R = 2 \cdot 680 \text{ pF} = 1,36 \text{ nF}$, $C_{RP} = 1,5 \text{ nF}$.

Se a impedância de carga Z_{L1} for conhecida, a função de transferência de eco pode ser calculada de:

$$H_{\text{eco}} = G \frac{A_1 Z_{L1} + A_0}{B_1 Z_{L1} + B_0}$$

Note que Z_{L1} nesta expressão será só metade da impedância Z_L calculada na seção 2.3! Isto é porque a expressão para H_{eco} está baseada na versão desequilibrada do circuito de AFE.

Para o caso onde a malha de assinante é substituída por um resistor de 100Ω , a função de transferência de eco correspondente é mostrada abaixo.

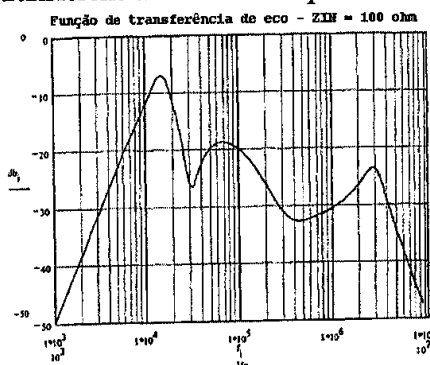


Figura 10: Função de transferência de eco com a interface de linha terminada em

100 Ω

O procedimento para calcular a função de transferência de eco pode agora ser declarado como segue:

1. Ache os parâmetros de cabo primários para o tipo selecionado de cabo (R, L, G, C), o comprimento de cabo (d) e a impedância de terminação de extremidade distante (Z_T). Calcule a impedância de entrada da malha Z_{entrada}
2. Calcule a impedância de carga de acionador Z_L usando a matriz de cadeia combinada para o transformador de linha e seções de filtro OOB e a impedância de malha Z_{entrada} .
3. Com a impedância de carga $Z_{L1} = Z_L/2$, a função de transferência de eco pode agora ser calculada usando a expressão para H_{eco} para o acionador/receptor de linha PBM 39714.

3. FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE ECO E IMPEDÂNCIA DE MALHA

A função de transferência de eco foi achada na seção precedente 2.4 como:

$$H_{\text{eco}} = G \frac{A_1 \frac{Z_L}{2} + A_0}{B_1 \frac{Z_L}{2} + B_0}$$

e a impedância de carga Z_L está relacionada à impedância de entrada Z_{entrada} da malha de assinante como mostrado na seção 2.3:

$$Z_L = \frac{A_L Z_R + B_L}{C_L Z_R + D_L}$$

Se isto for substituído na expressão para H_{eco} , tem-se depois de alguns rearranjos:

$$H_{\text{eco}} = G \frac{\left(\frac{A_1}{2} A_L + A_0 C_L\right) Z_R + \left(\frac{A_1}{2} B_L + A_0 D_L\right)}{\left(\frac{B_1}{2} A_L + B_0 C_L\right) Z_R + \left(\frac{B_1}{2} B_L + B_0 D_L\right)}$$

Se for escrito H_{eco} como:

$$H_{\text{eco}} = \frac{Y_1 Z_R + M_1}{Y_2 Z_R + M_2}$$

tem-se a identificação:

$$Y_1 = G \left(\frac{A_1}{2} A_L + A_0 C_L \right)$$

$$Y_2 = \frac{B_1}{2} A_L + B_0 C_L$$

$$M_1 = G \left(\frac{A_1}{2} B_L + A_0 D_L \right) \quad 48$$

$$M_2 = \frac{B_1}{2} B_L + B_0 D_L$$

Se $Z_{\text{entrada}} \rightarrow \infty \Rightarrow H_{\text{eco}} \rightarrow H_{\infty} = Y_1/Y_2$, que é a função de transferência de eco se a malha de assinante for substituída por um circuito aberto.

Se $Z_{\text{entrada}} = 0 \Rightarrow H_{\text{eco}} = H_0 = M_1/M_2$, que é a função de transferência de eco se a malha de assinante for substituída por um curto-circuito.

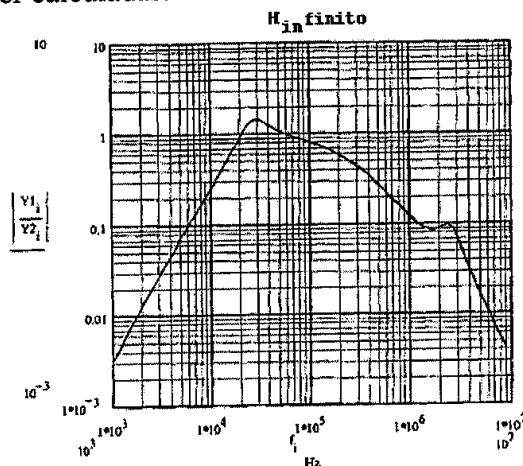
5

Por divisão com Y_2 , H_{eco} também pode ser escrita como:

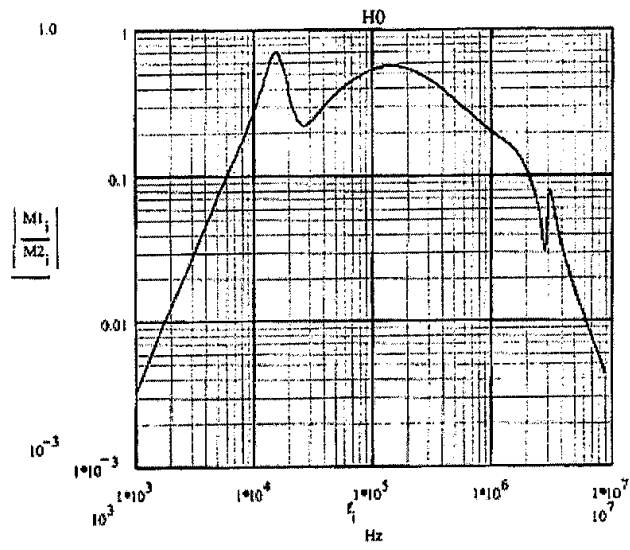
$$H_{\text{eco}} = \frac{\frac{Y_1}{Y_2} Z_E + \frac{M_1}{Y_2}}{Z_E + \frac{M_2}{Y_2}} = \frac{H_{\infty} Z_E + Z_{h0}}{Z_E + Z_{hib}}$$

onde $Z_{hib} = M_2/Y_2$ e $Z_{h0} = M_1/Y_2$.

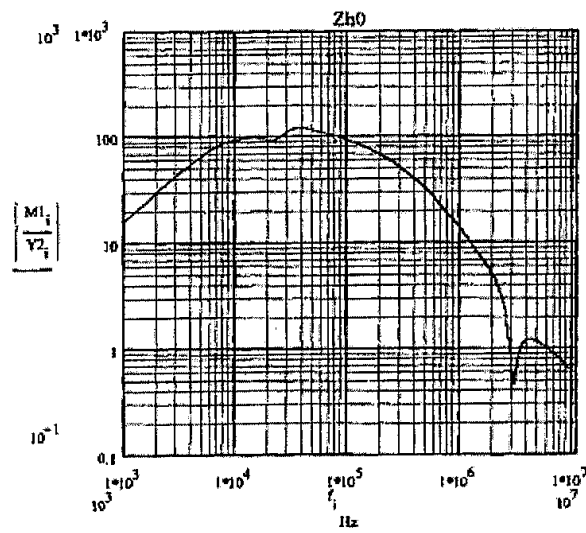
Usando os valores de componentes reais, as quatro funções realçadas podem ser calculadas. Os resultados são mostrados abaixo.

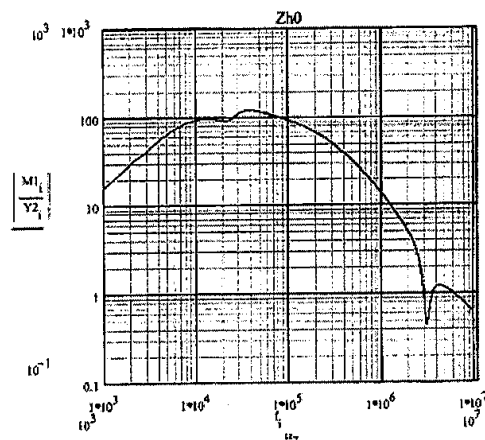
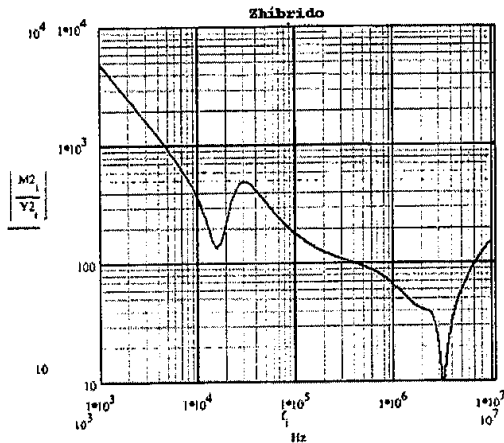


— Eco com terminais de linha abertos



— Eco com terminais de linha curto-circuitados





A última expressão para H_{eco} também pode ser escrita como:

$$H_{eco}Z_{entrada} + H_{eco}Z_{hib} - H_{\infty}Z_{entrada} - Z_{h0} = 0$$

- Se a função de transferência de eco H_{eco} for medida com um conjunto de terminações apropriadas $Z_{entrada}$, é possível resolver para os coeficientes desconhecidos Z_{hib} , Z_{h0} e H_{∞} considerando a expressão como um conjunto de equações. Isto é descrito em detalhe na Ref. [3]. O coeficiente H_{∞} pode ser determinado diretamente de uma única medição com $Z_{entrada} \rightarrow \infty$. Com duas terminações resistivas diferentes, deveria ser possível achar os coeficientes restantes Z_{hib} e Z_{h0} . Estes parâmetros caracterizam completamente a extremidade dianteira analógica inclusive o transformador de linha desde que H_{eco} deve sempre ser uma função bi-linear em $Z_{entrada}$.

Com a malha de assinante real conectada ao modem de ADSL,

agora é possível derivar a impedância de entrada da malha Z_{entrada} . Isto é feito invertendo a expressão para H_{eco} :

$$Z_E = \frac{Z_{\infty} - H_{\text{eco}} Z_{\text{hib}}}{H_{\text{eco}} - H_w}$$

Esta abordagem é ademais descrita na Ref. [3].

O procedimento pode ser descrito como segue:

- 5 1. Meça a função de transferência de eco com terminais de linha abertos e salve o resultado como H_{∞} .
2. Meça a função de transferência de eco com pelo menos duas terminações resistivas (mais medições podem melhorar a precisão).
3. Resolva para os parâmetros Z_{hib} e Z_{h0} e salve os resultados.
- 10 Isto conclui o procedimento de calibração.
4. Meça a resposta de eco com a malha real conectada ao modem de ADSL e calcule a impedância de entrada Z_{entrada} .
5. A impedância de entrada Z_{entrada} pode ser usada a seguir para identificar a malha de assinante.

15 4. RESPOSTA DE IMPULSO DE ECO

A função de transferência de eco medida pode ser usada para derivar a resposta de impulso de eco correspondente. Normalmente, a função de transferência de eco só é medida a um número finito de frequências discretas. Se H_{eco} for assumida estar limitada em banda acima da frequência de Nyquist, pode ser considerada como um período da função de transferência de eco de um sistema discreto em tempo. H_{eco} é amostrada a 2^N pontos de frequência para dar $H_{\text{eco}}(kF)$, onde F é a distância entre as amostras. Se $H_{\text{eco}}(kF)$ for expandida ao redor de $f = 0$ com simetria de conjugado complexo, uma IFFT executada nela gerará a resposta de impulso de eco discreta em tempo correspondente $h_{\text{eco}}(kT)$.

Para uma malha de assinante típica, h_{eco} tem uma forma de onda como pulso com um grande pico no tempo t perto de zero. Este pulso é seguido por uma oscilação amortecida principalmente causada pela seção de

transformador de linha. Em algum lugar nesta curva outra forma de onda como pulso pequeno é visível. Isto representa a reflexão da forma de onda de pulso inicial da extremidade distante da malha.

Medindo a distância em tempo entre a ocorrência do primeiro pulso e o segundo tempo de atraso adiante e atrás na malha de assinante real pode ser achada. Se a velocidade de propagação do cabo for conhecida, o comprimento de cabo físico d pode ser calculado.

A relação entre a energia no primeiro e segundo pulsos poderia ser usada para estimar a perda de cabo, desde que a relação deveria ser $\exp(-2\alpha d)$ aproximadamente.

Esta parte é realizada mais convenientemente com uma versão filtrada em passa-banda da resposta de eco a fim de avaliar a perda de cabo a uma certa frequência. Veja Ref. [4] para detalhes adicionais.

A presença do cancelador de eco analógico no AFE porém tende a fazer esta abordagem questionável como descrito abaixo.

O que é precisado na determinação do comprimento de cabo e perda de cabo é a forma de onda de pulso incidente e refletida em tempo na entrada em malha de assinante.

A informação disponível é porém a resposta de impulso de eco medida nos terminais de saída de receptor. É portanto necessário "transformar" a resposta de impulso medida do receptor saída aos terminais de linha ou o que é o mesmo à entrada de transformador de linha. Isto é ilustrado na Figura 11 e Figura 12 abaixo.

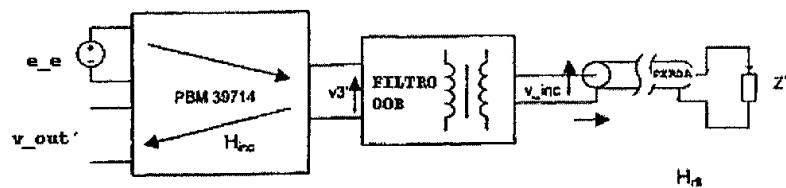


Figura 11: Trajeto de Eco da onda incidente

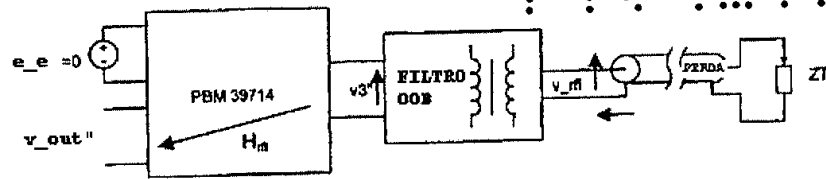


Figura 12: Trajeto de recepção da onda refletida

Da Ref. [2], 2.3 ou das equações na seção 2.4, tem-se a função de transferência da tensão de saída de AFE v_3' para a tensão de entrada de CODEC $v_{saída}'$ com $e_{linha} = 0$ e $e_{entrada} \neq 0$:

$$v_{sa}' = v_s - v_4 = \frac{R_6}{R_6 + R_8} \left(1 + \frac{Z_s}{Z_{L1}} \right) v_3 - \frac{R_8}{R_6 + R_8} v_3$$

5 que pode ser re-arranjada para:

$$H_{inc} = \frac{v_{sa}'}{v_3} = \frac{R_6 Z_s + (R_6 - R_8) Z_{L1}}{(R_6 + R_8) Z_{L1}}$$

A tensão de entrada de CODEC $v_{saída}''$ com $e_{linha} \neq 0$ e $e_{entrada} = 0$ pode ser escrita como (veja também Ref. [2], seção 2.4)

$$v_{sa}'' = v_s - v_4 = \frac{R_6}{R_6 + R_8} v_2 - \frac{R_8}{R_6 + R_8} v_3$$

Com $e_{entrada} = 0$, tem-se:

$$v_2 = \mu Z_A \left(-\frac{a_1}{R} v_2 + \frac{a_1}{R} v_3 - \frac{a_2}{R} v_3 \right)$$

10 Usando isto, v_2 pode ser eliminado e a função de transferência agora se torna:

$$H_m = \frac{v_{sa}''}{v_3} = \frac{(a_1 - a_2) \mu Z_A R_6 - (a_1 \mu Z_A + R) R_8}{(R_6 + R_8) (a_1 \mu Z_A + R)} \approx \frac{(a_1 - a_2) R_6 - a_1 R_8}{a_1 (R_6 + R_8)}$$

Ambas as funções H_{inc} , H_{rf} deverão ser multiplicadas com a função de transferência de filtro de saída $H_{saída}$. Desde que se esteja interessado na relação entre as funções, isto pode ser omitido.

15 Pode ser notado que enquanto H_{rf} é independente da impedância de carga Z_{L1} , a função de transferência do sinal incidente H_{inc} é dependente de Z_{L1} ou da impedância da malha de assinante. Ambas as funções são dependentes de frequência.

Se for considerado que os envelopes dos pulsos filtrados em

passa-banda, que ocorrem em $h_{eco}(t)$, a suposição é que os envelopes no transformador de linha podem ser achados como: 56

Forma de onda incidente: $Env(v_{1,inc}) = \frac{Env(v_{sa,inc})}{|H_{inc}|^2}$

Forma de onda refletida: $Env(v_{3,ref}) = \frac{Env(v_{sa,ref})}{|H_{ref}|^2}$

A perda de cabo estimada é calculada como:

$$A = \frac{1}{2} 10 \log_{10} \left(\frac{Env(v_{3,inc})}{Env(v_{3,ref})} \right) = \frac{1}{2} 10 \log_{10} \left(\frac{Env(v_{sa,inc})}{Env(v_{sa,ref})} \right) + 10 \log_{10} \left| \frac{H_{ref}}{H_{inc}} \right| \text{ dB}$$

- O último termo é o logaritmo para o fator de escala
- 5 $|H_{ref}/H_{inc}|$. Usando os valores de componentes reais, o fator de escala pode ser calculado para os casos onde a malha de assinante é um cabo PE de 0,4 mm e 0,5 mm. O resultado é mostrado abaixo. O gráfico mostra que o fator de escala é dependente de frequência, mas também dependente da impedância característica da malha de assinante. Portanto não é possível
- 10 achar um único fator de escala cobrindo todos os casos.

- A análise demonstra que o cancelador de eco diminui a energia da onda incidente relativamente à onda refletida - isto é de fato a idéia com um cancelador de eco. A vantagem é que a faixa dinâmica para recuperar ecos fracos é melhorada quando o eco de extremidade próxima é suprimido. A
- 15 desvantagem é que a energia da onda incidente não pode ser achada diretamente da resposta de eco medida.

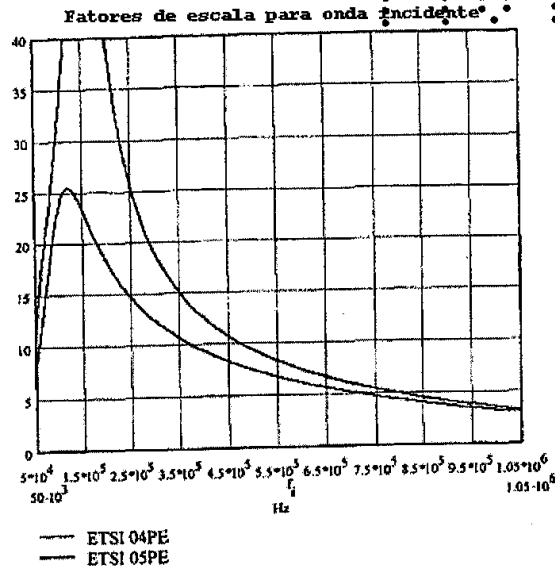


Figura 13: Fatores de escala para envelope incidente

Ref. [4] demonstra como a estimativa da perda de cabo se torna errônea se o termo de correção do fator de escala não for levado em consideração.

Novamente para ilustrar a importância do fator de escala, o modelo de simulação é usado para estimar a perda de cabo a 300 kHz para um cabo PE de 0,4 mm em comprimentos diferentes. O procedimento descrito na Ref. [4] é aplicado aqui. Na Figura 14, a perda de envelope é a perda baseada na relação entre os envelopes da onda incidente e refletida. Da Figura 13, o fator de escala a 300 kHz para o cabo PE de 0,4 mm é aproximadamente 12,5 ou 10,9 dB. Se o termo de fator de escala desta magnitude for adicionado à perda de envelope, a perda de cabo aparece.

Finalmente, a perda de cabo nominal do cabo é mostrada para comparação também na Figura 14.

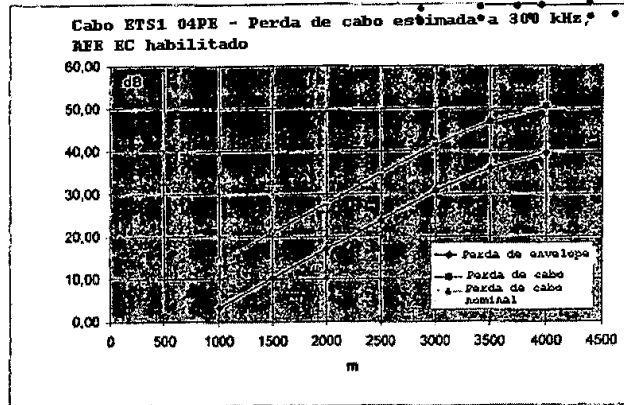


Figura 14: Perda de cabo estimada a 300 kHz para uma malha 04PE
(Cancelador de eco habilitado)

É possível no modelo de simulação desabilitar o cancelador de eco. Se isto for feito, os resultados seguintes ocorrem para a perda de cabo estimada. Isto ilustra claramente o efeito do cancelador de eco nos envelopes.

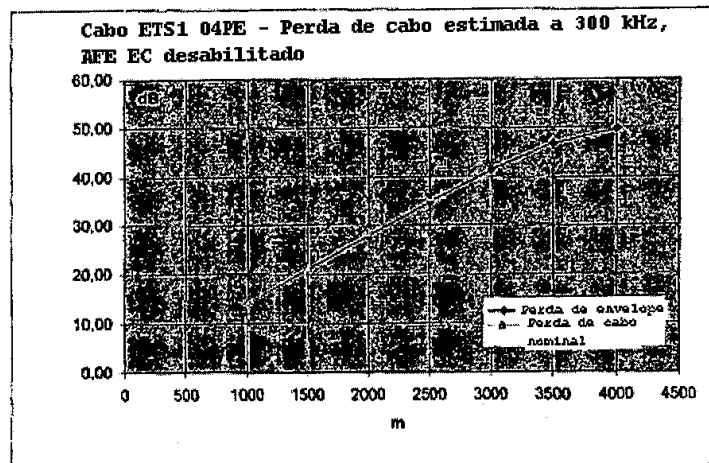


Figura 15: Perda de cabo estimada a 300 kHz para uma malha 04PE
(Cancelador de eco desabilitado)

ANEXO A - VERIFICAÇÃO DE MODELO DE SIMULAÇÃO

A fim de verificar a simulação, medições de modelo em uma unidade de DAFE 708 foram executadas. Os capacitores em série entre o CODEC e o acionador/receptor de linha estão desconectados no lado de CODEC. O sinal de transmissão $e_{entrada}$ é aplicado aos capacitores por um

transformador de balanceamento de 50/100 Ω . Os capacitores em série no lado de recepção são terminados à terra por dois resistores de 12 k Ω para simular a impedância de entrada do CODEC. A tensão de saída $v_{saída}$ é medida com um amplificador de sonda diferencial de alta impedância. Um simulador de cabo é conectado à interface de linha para simular malhas diferentes.

O equipamento seguinte foi usado durante as medições:

EDA R1.1 IP DSLAM/BFB40102/A1 P1B, 008037AC4EE9 com DAFE 708-ROA 119 708

	Analizador de Rede 4395A	Agilent	FAA21372
10	Conjunto de acessórios de parâmetro S	Agilent	FAA21741
	Amplificador de Sonda Diferencial	Hewlett-Packard	FAA
	Simulador de Cabo DLS400E	Spirent	FAA

A função de transferência de eco é medida com o analisador de rede. A impedância de entrada da malha simulada é medida com o conjunto de acessórios de parâmetro S conectado ao analisador de rede.

Primeiro, a impedância de entrada $Z_{entrada}$ do simulador de cabo é comparada com a mesma impedância calculada das fórmulas de linha de transmissão. O resultado para um cabo PE de 0,5 mm (ETSI malha #2) com um comprimento de 500 m com extremidade aberta é mostrado na Figura 16 abaixo. Parece ser um acordo razoável entre os resultados medidos e calculados quase até 1 MHz (ângulo de fase só até 500 kHz). Resultados semelhantes são observados para outros comprimentos de malha.

Na Figura 17, que segue, a impedância de carga de acionador Z_L é simulada usando as expressões para a matriz de cadeia combinada do transformador de linha e filtro OOB. Dois casos são comparados: 1) Z_L calculada da versão de linha de transmissão de $Z_{entrada}$; e 2) Z_L calculada da impedância de entrada medida $Z_{entrada}$. Novamente, os dois conjuntos de resultados estão razoavelmente

próximos entre si.

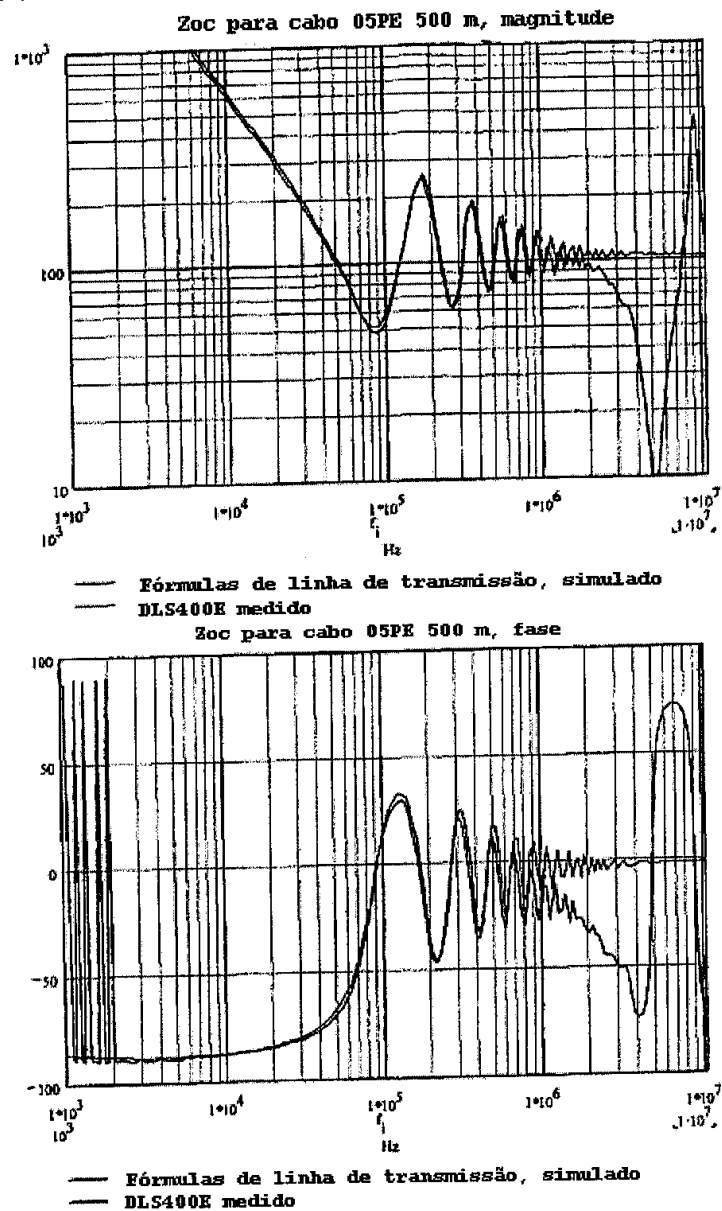


Figura 16: impedância de Entrada Z_{entrada} para ETSI malha #2, $d = 500$ m,

$$Z_T = \infty$$

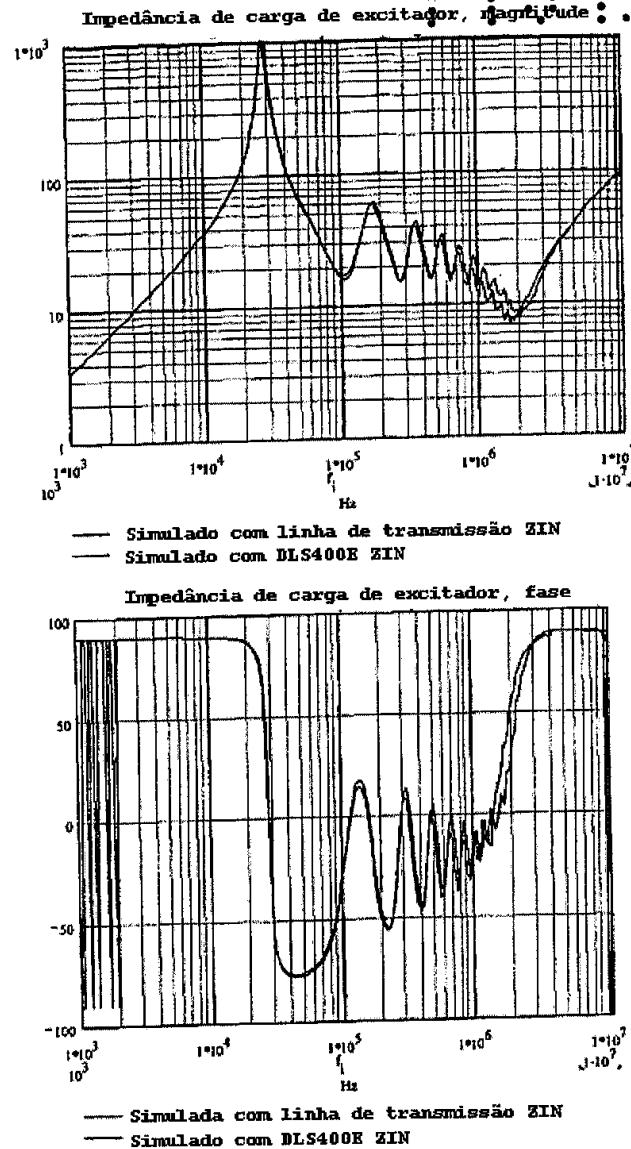


Figura 17: Impedância de carga de Acionador Z_L para DAFE 708 com ETSI
malha #2, $d = 500$ m, $Z_T = \infty$

Agora, a função de transferência de eco H_{eco} é simulada usando a expressão derivada na seção 2.4. Os dois resultados para a impedância de carga de acionador Z_L mencionada acima são usados no cálculo de H_{eco} . As versões simuladas de H_{eco} são comparadas com a função de transferência de eco medida com o analisador de rede. O resultado pode ser

achado na Figura 18. Os três gráficos estão próximos entre si até 1 MHz. Isto se torna provavelmente mais evidente na Figura 19, onde H_{eco} está desenhada em uma escala linear.

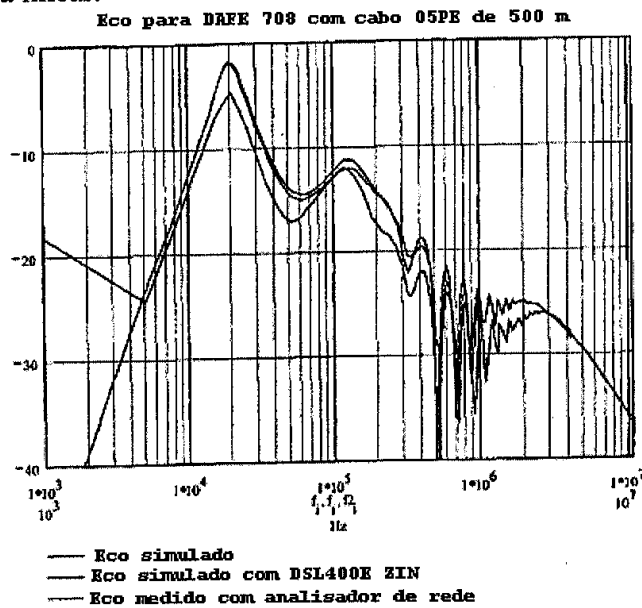


Figura 18: Função de transferência de Eco para DAFE 708 com ETSI malha

5

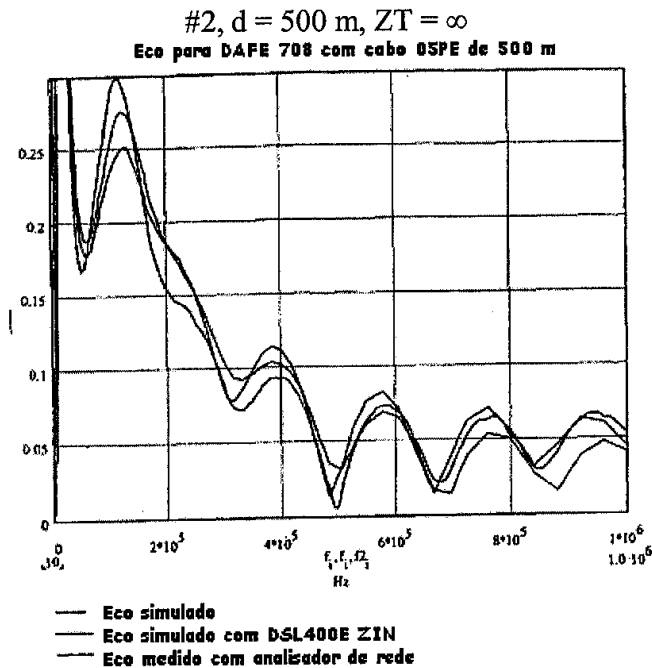


Figura 19: H_{eco} como na Figura 18, mas em escala linear

Os resultados parecem indicar que o modelo de simulação provê uma função de transferência de eco, que é razoavelmente perto do que pode ser medido na unidade de DAFE 708. Porém, se o comprimento de malha for aumentado, o acordo entre versões medidas e simuladas de H_{eco} se torna menos satisfatório como aparece da Figura 19 e Figura 20. A razão real para esta discrepância não está completamente esclarecida. Uma explicação poderia ser que quando o comprimento de malha aumenta, a impedância de carga Z_L se aproxima da impedância sentida graduada $K \cdot Z_S$, conduzindo a uma perda de eco crescente. Com uma perda de eco alta, H_{eco} se torna muito sensível até mesmo para pequenas mudanças nos valores de parâmetro do acionador/receptor de linha. O modelo de simulação para PBM 39714 é só um macro-modelo, que provavelmente não caracteriza completamente o dispositivo.

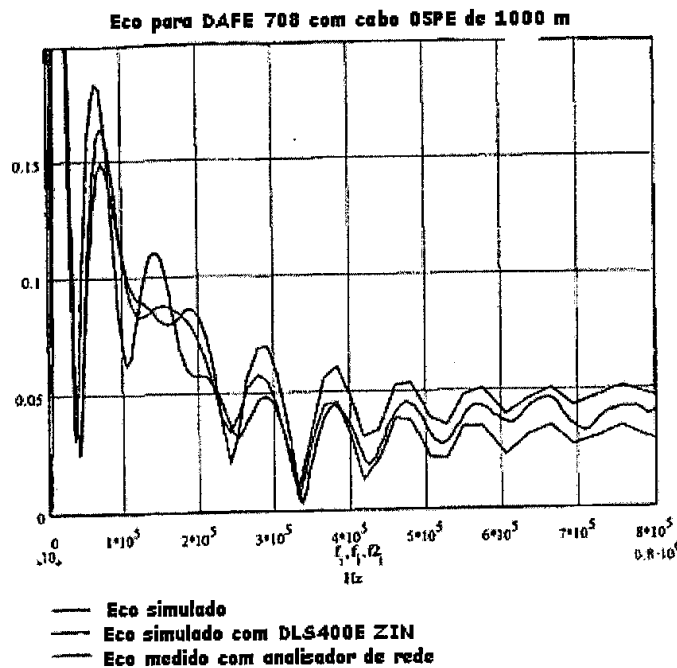


Figura 20: Função de transferência de Eco para DAFE 708 com ETSI malha

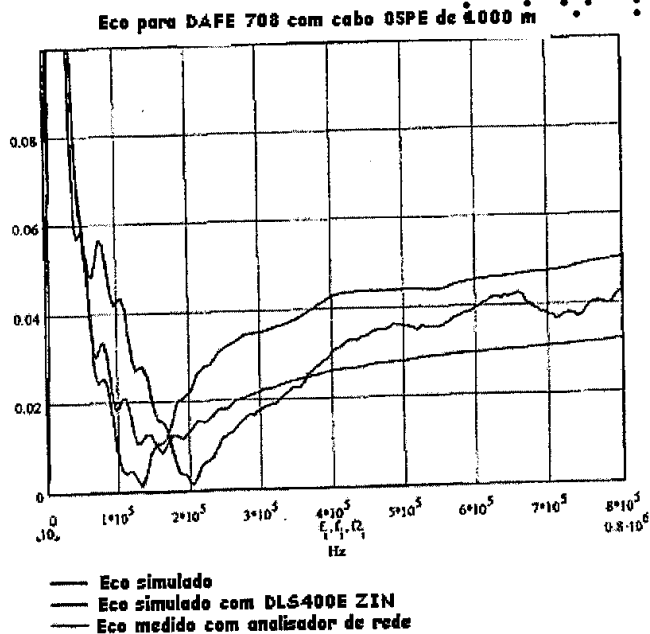


Figura 21: Função de transferência de Eco para DAFE 708 com ETSI malha #2, $d = 3000$ m, $Z_T = \infty$

REFERÊNCIAS

- 5 [1] ETSI TS 101 388: Transmissão e Multiplexação (TM); Sistemas de transmissão de acesso em cabos de acesso metálicos; Linha de Assinante Digital Assimétrica (ADSL) - Requisitos específicos europeus, 05/2002.
- [2] ANA2812B: Extremidade Dianteira Analógica para ADSL com PBM 39714.
- 10 [3] 4/0363-FCP105 581: Equações Derivadas durante Seminário de Teste e Qualificação de Malha 21/03/2002.
- [4] ANA3255A: SELT usando a Resposta de Impulso de Eco.

REIVINDICAÇÕES

1. Método em teste de malha de extremidade única, SELT, de uma linha de sinal (2), o método incluindo:

5 conectar (401) um equipamento de comunicação (3) a uma extremidade remota da linha de sinal;

 conectar (402) um dispositivo de teste (TD1) a uma extremidade próxima da linha de sinal;

 executar uma medição de SELT,

10 em que o equipamento de comunicação (3) está transmitindo (403) sinais de 'aperto de mão' intermitentes (HS1) na linha de sinal (2),

 caracterizado pelo fato de que o método também inclui as etapas de:

 detectar (404) os sinais de aperto de mão (HS1) no dispositivo de teste (TD1);

15 parar (405) os sinais de aperto de mão pelo menos por um intervalo de tempo (TI1) de duração predeterminada;

 executar (406) a medição de SELT em dito pelo menos um intervalo de tempo (TI1).

20 2. Método em teste de malha de extremidade única de uma linha de sinal (2) de acordo com reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que os sinais de aperto de mão (HS1) são parados repetidamente.

 3. Método em teste de malha de extremidade única de uma linha de sinal (2) de acordo com reivindicação 1 ou 2, caracterizado pelo fato de que o dispositivo de teste é um transceptor (1) para propósitos de
25 comunicação.

 4. Método em teste de malha de extremidade única de uma linha de sinal (2) de acordo com reivindicação 3, caracterizado pelo fato de que um processo de calibração é executado para o transceptor (1) para propósitos de comunicação, o método incluindo:

selecionar (601) um transceptor (31) tendo o mesmo tipo de hardware como dito transceptor para propósitos de comunicação e incluir o transceptor para propósitos de comunicação;

conectar (603) pelo menos três impedâncias (9) de cada um valor predeterminado a uma conexão de linha (5) do transceptor selecionado (31);

gerar (606) para o transceptor selecionado (31) funções de transferência de eco dependentes de frequência ($H_{eco}(f)$) utilizando ditas pelo menos três impedâncias (9) e sinais de teste ($v_{t_{entrada}}$, $v_{t_{saida}}$); e

gerar (608) valores de modelo de transceptor ($Z_{h0}(f)$, $Z_{hibrido}(f)$ 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 aberta (5), um valor de impedância de transceptor ($Z_{hibrido}(f)$) como vista do lado de linha (2) e um produto ($Z_{h0}(f)$) de dito valor de impedância de transceptor ($Z_{hibrido}(f)$) e uma função de transferência de eco ($H_0(f)$) para o transceptor (31) com conexão de linha curto-circuitada (5).

5. Método em teste de malha de extremidade única de uma linha de sinal (2) de acordo com reivindicação 4, caracterizado pelo fato de incluir armazenar (609) os valores de modelo de transceptor ($Z_{h0}(f)$, $Z_{hibrido}(f)$ e $H_{\infty}(f)$) para executar o processo de calibração.

6. Método em teste de malha de extremidade única de uma linha de sinal (2) de acordo com reivindicação 4 ou 5, caracterizado pelo fato de incluir armazenar (611) os valores de modelo de transceptor ($Z_{h0}(f)$, $Z_{hibrido}(f)$ e $H_{\infty}(f)$) em dito transceptor (1, 12) para propósitos de comunicação.

7. Arranjo em teste de malha de extremidade única, SELT, de uma linha de sinal (2), caracterizado pelo fato de incluir:

um dispositivo de teste (TD1) tendo conexões (5) para uma extremidade próxima da linha de sinal;

66

•

3

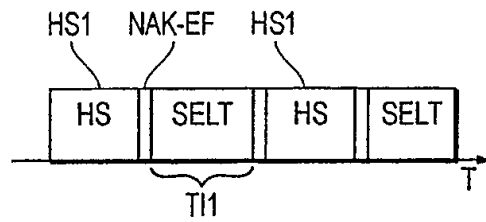
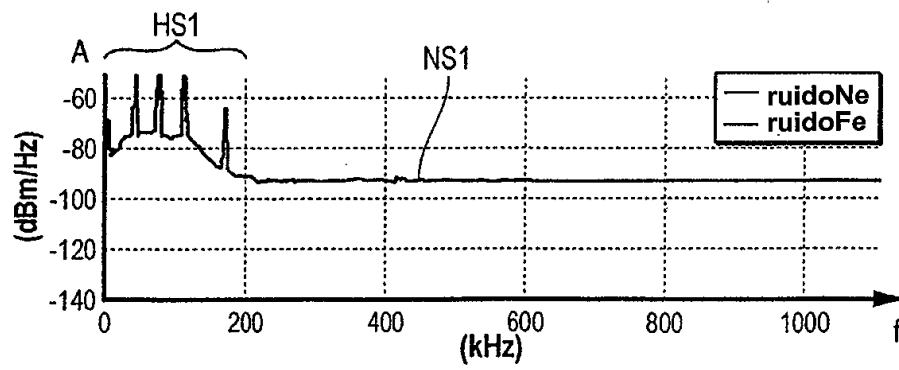
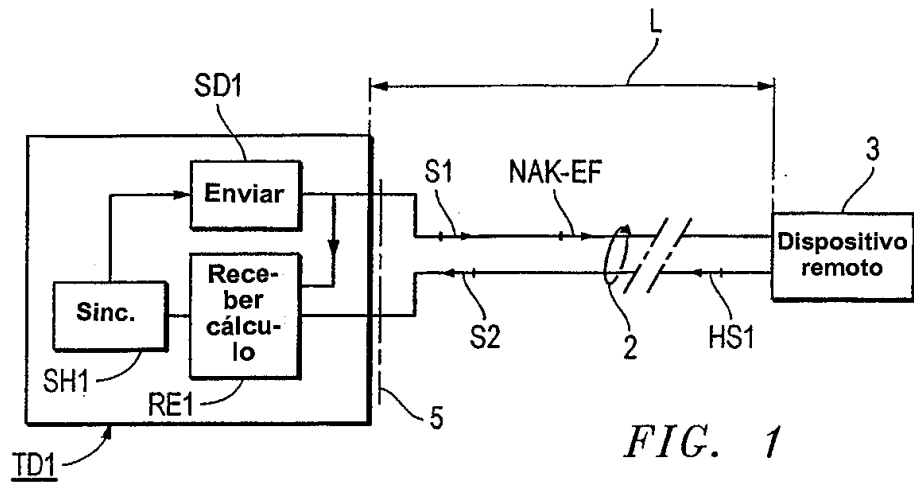
um dispositivo de medição (32) para gerar, em um processo de calibração, valores de calibração para o transceptor com a ajuda de pelo menos três impedâncias (9) e sinais de teste ($v_{t,entrada}$, $v_{t,saida}$), as impedâncias

67

5

•

15



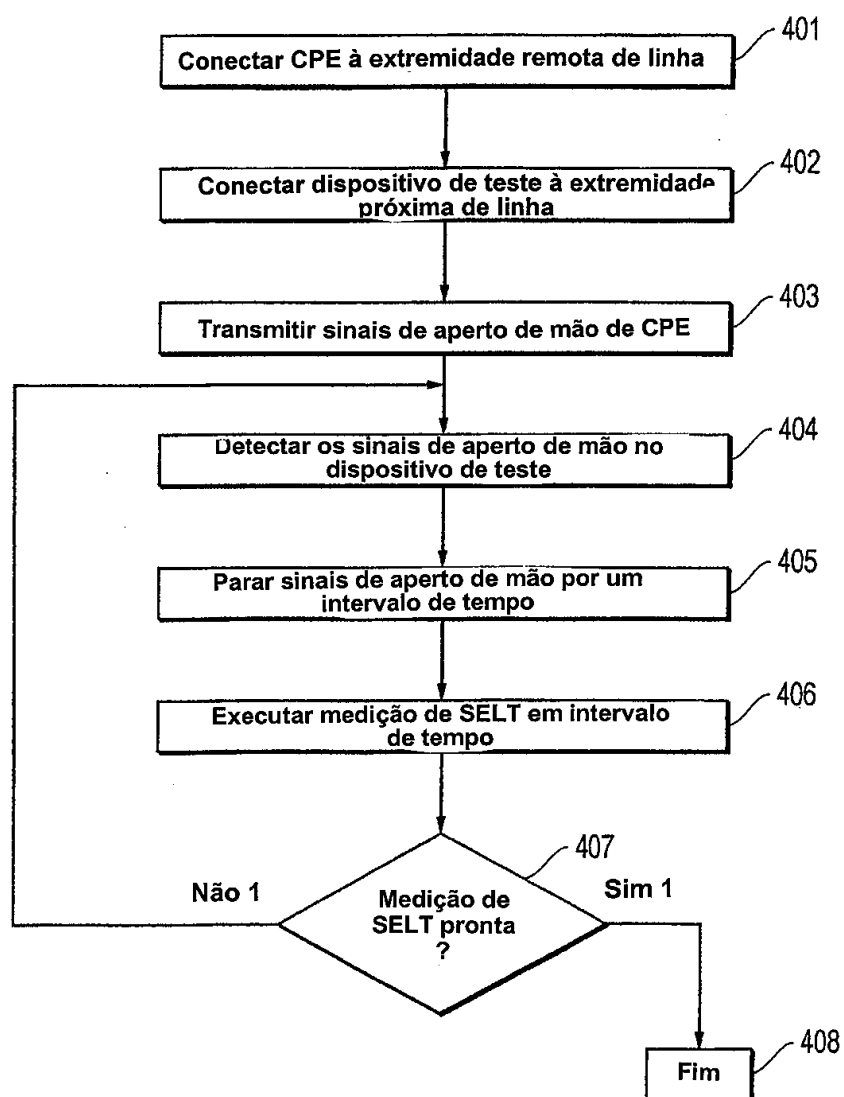


FIG. 4

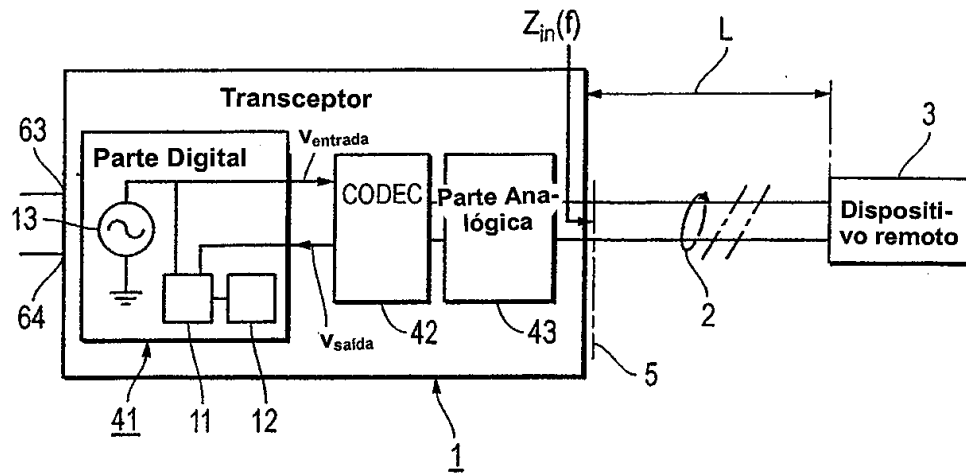


FIG. 5

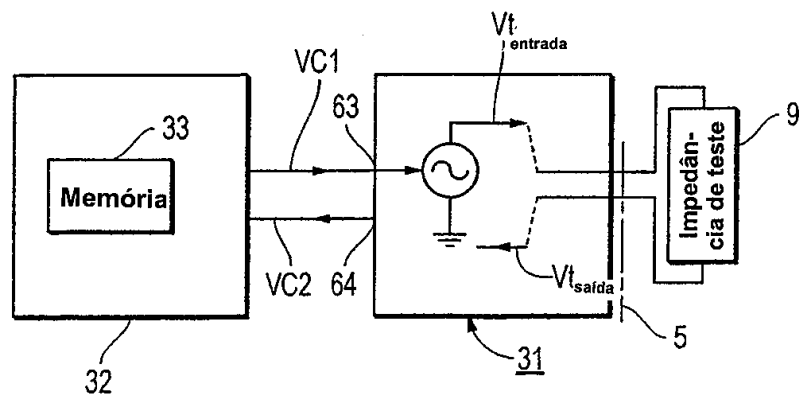


FIG. 7

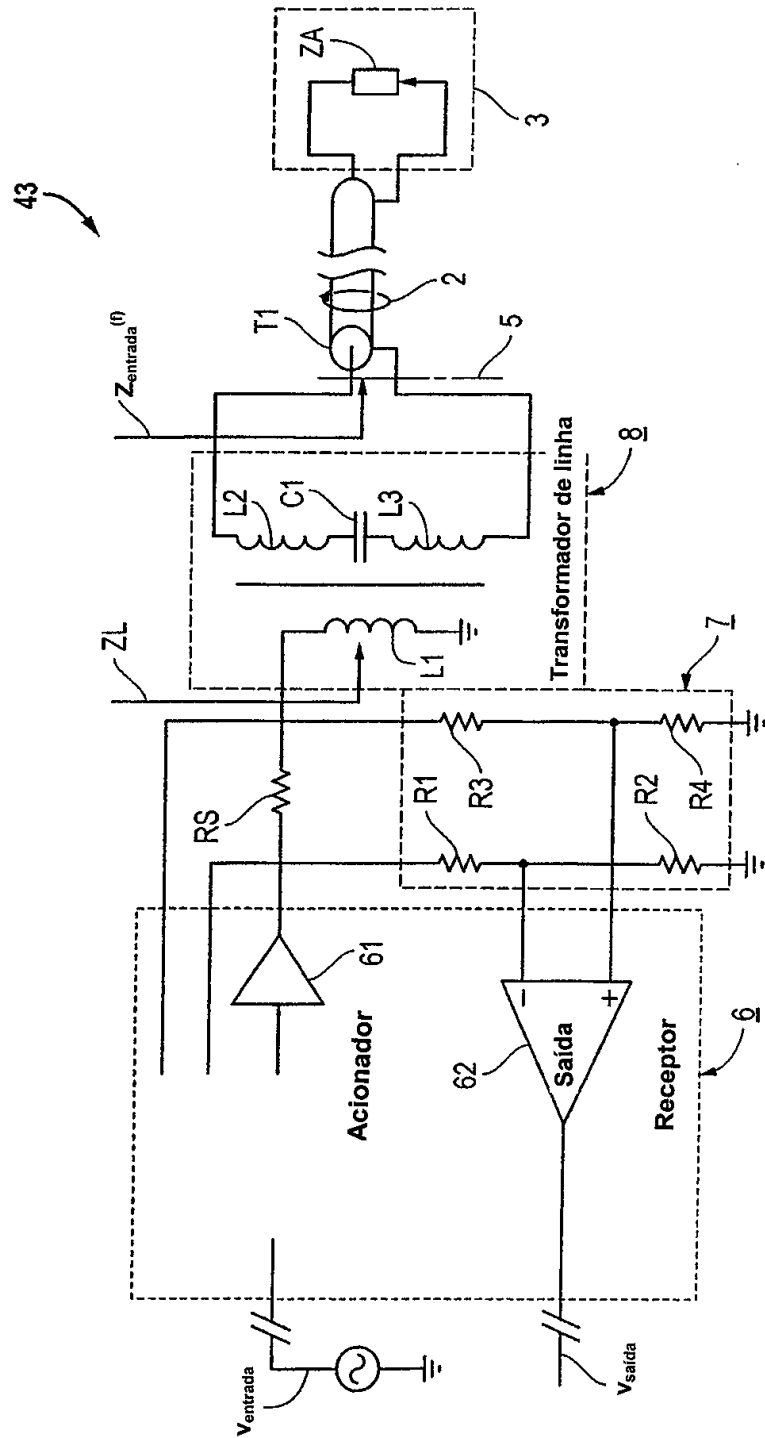


FIG. 6

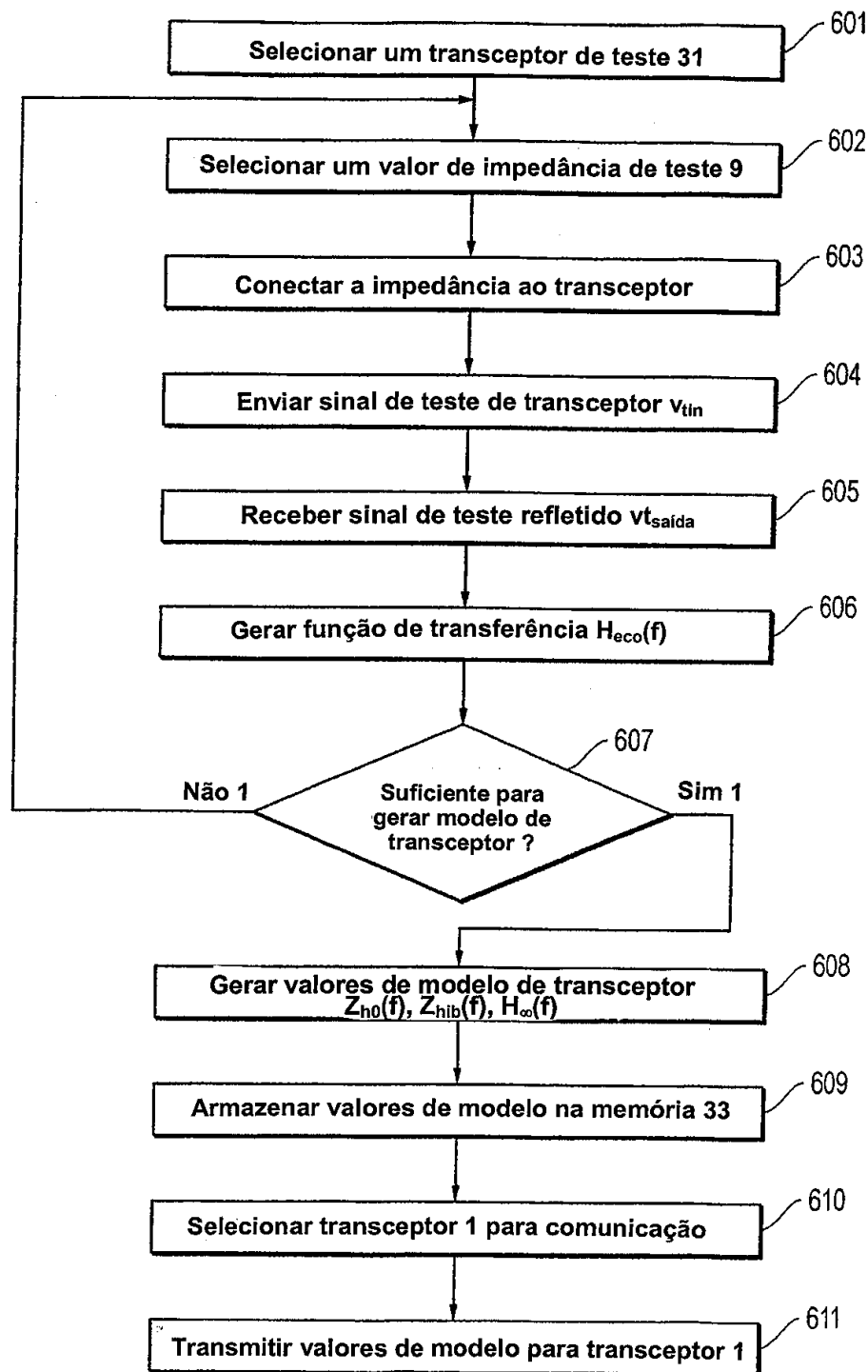


FIG. 8

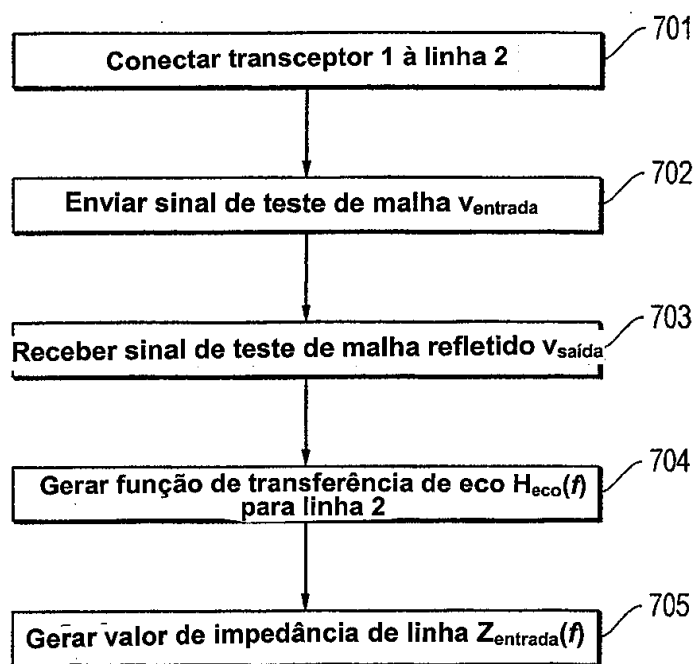


FIG. 9