

## 8 Referências

- [1] REZENDE, S. M. **Materiais e Dispositivos Optoeletrônicos**. 2ª. ed. São Paulo: Editora Livraria da Física, 2004. ISBN 85-88325-27-6.
- [2] SUBRAMANYAM, G.; VAN KEULS, F.; MIRANDA, F. A. A K-band tunable microstrip bandpass filter using a thin-film conductor/ferroelectric/dielectric multilayer configuration. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, vol. 8, no. 2, pp. 78-80, February 1998.
- [3] MIRANDA, F. A. et al. Design and development of ferroelectric tunable microwave components for Kuand K-band satellite communication systems. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 48, no. 7, Part 2, pp. 1181-1189, July 2000.
- [4] NATH, J. et al. An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium-Strontium-Titanate (BST) varactors. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 53, no. 9, pp. 2707-2712, September 2005.
- [5] GARCIA, F. C. **Polarização Eletrotérmica de Vidros, Fibras Ópticas e Guias de Onda Planares**. Rio de Janeiro, 2000. 156p. Tese (Doutorado em Física) – Departamento de Física, Centro Técnico Científico, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio).
- [6] OVEN, R.; YOUNG, P. R. Microwave Loss of Coplanar Waveguides on Electrically Ion Depleted Borosilicate Glass. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 15, no. 2, pp. 125-127, February 2005.
- [7] CARVALHO, I. C. S.; MARGULIS, W.; LESCHE, B. Second-Order Nonlinear Effects in Optical Fibers. In: NALWA, H. S. (Ed.). **Polymer Optical Fibers**. 1.ed. California: American Scientific Publishers, 2004. ISBN 1-58883-012-8. Chapter 8, pp. 127-166.
- [8] STRAUß, A.; BRÜCKNER, S.; RÖPKE, U.; BARTELT, H. Thermal Poling of Silica. Publicação eletrônica: **DGaO Proceedings**. Alemanha, Deutschen Gesellschaft für angewandte Optik e.V., The German Branch of the European Optical Society: 2005. ISSN 1614-8436 (2005). Disponível em: <[http://www.dgao-proceedings.de/download/106/106\\_p53.pdf](http://www.dgao-proceedings.de/download/106/106_p53.pdf)>. Acesso em: jan. 2006.
- [9] CARLSON, E.; HANG, K. W.; STOCKDALE G. F. Electrode "Polarization" in Alkali-Containing Glasses. **Journal of the American Ceramic Society**, vol. 55, no. 7, pp. 337-341, July 1972.
- [10] MYERS, R. A.; MUKHERJEE, N.; BRUECK S. R. J. Large second-order nonlinearity in poled fused sílica. **Optics Letters**, vol. 16, no. 22, pp. 1732-1734, November 1991.

- [11] GERHARD-MULTHAUPT, R. et al. Old and new poling techniques for nonlinear optical polymer electrets. In: 8th International Symposium on Electrets (ISE 8), 1994, Paris. **Proceedings...** Paris, França: IEEE Dielectrics and Electrical Insulation Society, 1994, pp. 775-780.
- [12] CARLSON, E. Anodic Proton Injection in Glasses. **Journal of the American Ceramic Society**, vol. 57, no. 11, pp. 461-466, November 1974.
- [13] AGRAWAL, G. P. **Fiber-Optic Communication Systems**. 3<sup>a</sup>. ed. New York: Wiley Interscience – John Wiley & Sons, Inc., 2002. ISBN 0-471-21571-6.
- [14] SHINOHARA, H Broadband access in Japan: rapidly growing FTTH market. **IEEE Communications Magazine**, vol. 43, no. 9, pp. 72-78, September 2005.
- [15] SINGER, K. D. Poling of Microwave electro-optic devices. Cleveland, OH, USA: Case Western Reserve University, 1997. 5p. Relatório técnico. Contrato #NCC3-431 NASA.
- [16] HWANG, Y. et al. Miniaturization on planar antennas with very high permittivity materials. In: 1997 Asia-Pacific Microwave Conference, APMC'97, 1997, Hong Kong. **Proceedings...** Hong Kong, República Popular da China: IEEE/City University of Hong Kong, 1997, vol. 1, pp. 217-220.
- [17] de GRAAUW, A.; COPETTI, C.; WEEKAMP, W. A new thin film passive integration technology for miniaturisation of mobile phone front end modules: integration of a dual-band power amplifier, switch and diplexer for GSM. In: 2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, IMS2000, 2000, Boston. **Digest...** New Jersey, USA: IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2000, vol. 3, pp. 1925-1928.
- [18] XUEYI YU; GUOLIN LI; ZHIHUA WANG. Design of compact 2.45 GHz microstrip antenna. In: IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, MAPE, 2005, Beijing. **Proceedings...** Beijing, China: IEEE Beijing Section, 2005, vol. 1, pp. 153-156.
- [19] ZHIYANG LIU; WEIKLE, R.M., II. A compact quadrature coupler based on coupled artificial transmission lines. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 15, no. 12, pp. 889-891, December 2005.
- [20] BUELL, K.; MOSALLAEI, H.; SARABANDI, K. A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 54, no. 1, pp.135-146, January 2006.
- [21] CARVALHO, M. C. R.; MARGULIS, W.; SOUZA, J. R. A New, Small-Sized Transmission Line Impedance Transformer, with Applications in High-Speed Optoelectronics, **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, vol. 2, no. 11, pp. 428-430, November 1992.
- [22] CARVALHO, M. C. R.; CONRADO, L. F. M. Ultra Short Pulse Propagation in Arbitrarily Terminated Tapered Planar Lines for

Optoelectronics Applications, **Microwave and Optical Technology Letters**, vol. 22, no. 2, pp. 85-87, July 1999.

- [23] WINTER, F.; TAUB, J.; MARCELLI, M. High-dielectric constant stripline band-pass filters. In: 1991 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, IMS1991, 1991, Boston. **Digest...** New Jersey, USA: IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 1991, vol.2, pp. 555-556.
- [24] DEMENICIS, L. S. **Transformadores de impedância banda larga para dispositivos optoeletrônicos**. Rio de Janeiro, 2004. 209p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Centro Técnico Científico, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio).
- [25] DEMENICIS, L. S.; CONRADO, L. F. M.; MARGULIS, W.; CARVALHO, M. C. R. Transmission Line Transformers in Multi-layered High Dielectric Constant Thin Film Structures. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 47, no. 3, pp. 290-293, November 2005.
- [26] TOMBAK, A. et al. Tunable barium strontium titanate thin film capacitors for RF and microwave applications. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 12, no. 1, pp. 3-5, January 2002.
- [27] TOMBAK, A. et al. Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 51, no. 2, Part 1, pp. 462-467, February 2003.
- [28] DELPRAT, S. et al. Voltage and Frequency Dependent Dielectric Properties of BST-0.5 Thin Films on Alumina Substrates. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 13, no. 6, pp. 211-213, June 2003.
- [29] OUADDARI, M. et al. Microwave Characterization of Ferroelectric Thin-Film Materials. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 53, no. 4, pp. 1390-1397, April 2005.
- [30] FINDIKOGLU, A.T. et al. Electrically tunable coplanar transmission line resonators using YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-x</sub>/SrTiO<sub>3</sub> bilayers. **Applied Physics Letters**, v. 66, no. 26, pp. 3674-3676, June 1995.
- [31] GEVORGIAN, S. S.; KOLLBERG, E. L. Do we really need ferroelectrics in paraelectric phase only in electrically controlled microwave devices?, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 49, no. 11, pp. 2117-2124, November 2001.
- [32] KURI, T.; KITAYAMA, K.; TAKAHASHI, Y. 60-GHz-band full-duplex radio-on-fiber system using two-RF-port electroabsorption. **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 12, no. 4, pp. 419-421, April 2000.
- [33] WELCH FLUOROCARBON, INC. **Thin Fluoropolymer Film Experts: PTFE, FEP, PFA**. Disponível em <<http://www.welchfluorocarbon.com/techdata.htm>>. Acesso em: jan. 2006.
- [34] JENSEN INERT PRODUCTS. Apresenta textos técnicos sobre as propriedades de fluoropolímeros. Disponível em <<http://jenseninert.com/>>. Acesso em: jan. 2006.

- [35] OMEGA ENGINEERING, INC. **Teflon Fluorocarbon Information**. Disponível em <<http://www.omega.com/techref/fluoro.html>>. Acesso em: jan. 2006.
- [36] KOLODZEY, J. et. Al. Electrical Conduction and Dielectric Breakdown in Aluminum Oxide Insulators on Silicon. **IEEE Transactions on Electron Devices**, vol. 47, no. 1, pp. 121-128, January 2000
- [37] MACKENZIE, R.C. Oxides and Hydroxides of Monovalent and Divalent Metals. In: MACKENZIE, R.C. (Ed.). **Differential Thermal Analysis: Fundamental Aspects**, vol. 1. New York: Academic Press, 1970. Chapter 9, pp. 271-302.
- [38] GOLDSTEIN, J. I. et al. **Scanning Electron Microscopy and X-Ray Microanalysis**. 3.ed. Springer, 2003. ISBN 0306472929.
- [39] RAMASWAMY, P.; VYNATHEYA, S.; SEETHARAMU, S. Structural Characteristics linked Performance Assurance in Alumina Based Porcelain Insulators. In: 8<sup>th</sup> International Conference on Solid Dielectrics ICSD, 2004, Toulouse. **Proceedings...** Toulouse, França: IEEE, 2004, vol. 1, pp. 423-426.
- [40] MIEKELEY, N. F. Laser Ablation ICPMS: uma técnica poderosa para macro e microanálises. In: X Encontro Regional de Química ERQ, 2005, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: Sociedade Brasileira de Química – Regional Rio de Janeiro (SBQRio), 2005.
- [41] XU, R. The compositions and properties of electric porcelain materials in China. In: Second International Conference on Properties and Applications of Properties and Applications of Dielectric Materials, 1988, Beijing. **Proceedings...** Beijing, China: IEEE Dielectrics and Electrical Insulation Society, 1988, vol. 1, pp. 256-259.
- [42] AN, H.; Fleming, S. Second-order optical nonlinearity in thermally poled borosilicate glass. **Applied Physics Letters**, v. 89, November 2006.
- [43] AN, H.; Fleming, S. Near-anode phase separation in thermally poled soda lime glass. **Applied Physics Letters**, v. 88, November 2006.
- [44] COLLIN, R. E. **Foundations for Microwave Engineering**. 2nd. ed. New York: Wiley-IEEE Press, c2001. 944p.
- [45] GUPTA, K. C.; GARG, R.; BAHL, I. J. **Microstrip lines and slotlines**. Dedham, Massachussetts: Artech House, 1979. 377p.
- [46] DEMENICIS, L. S.; LIMA, R. A. A.; CONRADO, L. F. M.; Margulis, W.; CARVALHO, M. C. R. A CPW linear resonator method for the microwave characterization of high dielectric constant films. **Microwave and Optical Technology Letters**, v. 49, no. 3, pp. 521-524, March 2007.
- [47] ENGEN, G. F.; HOER, C. A. “Thru-Reflect-Line”: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer. **IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques**, vol. MTT-27, no. 12, pp. 987-993, December 1979.
- [48] MARKS, R. B. Multiline method of network analyzer calibration. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 39, pp. 1205-1215, July 1991.

- [49] DeGROOT, D.C.; JARGON, J.A.; MARKS, R.B. Multiline TRL Revealed. In: 60<sup>th</sup> ARFTG Conference, Fall 2002. **Digest...** ARFTG: Automatic RF Techniques Group, December 2002, pp. 131-155.
- [50] WILLIAMS, D. F.; Arz, U.; Grabinski, H. Characteristic-Impedance Measurement Error on Lossy Substrates. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 11, no. 7, pp. 299-301, July 2001.
- [51] MARKS, R. B.; Williams, D. F. Characteristic impedance determination using propagation constant measurement. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, vol. 1, pp. 141-143, June 1991.
- [52] REYNOSO-HERNÁNDEZ, J. A. Unified Method for Determining the Complex Propagation Constant of Reflecting and Nonreflecting Transmission Lines. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 13, no. 8, pp. 351-353, August 2003.
- [53] MORGAN, A. G.; RIDLER, N. M.; SALTER, M. J. Generalized Adaptive Calibration Schemes for Precision RF Vector Network Analyzer Measurements. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 52, no. 4, pp. 1266-1272, August 2003.
- [54] ZHU, N. H.; QIAN, C.; WANG, Y. L.; PUN, E. Y. B.; CHUNG, P.-S. Frequency Limitation in the Calibration of Microwave Test Fixtures. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, vol. 51, no. 9, pp. 2000-2006, September 2003.
- [55] AGILENT TECHNOLOGIES. **In-Fixture Measurements Using Vector Network Analyzers**. Application Note Agilent AN 1287-9. USA, 2006.
- [56] AGILENT TECHNOLOGIES. **In-fixture Microstrip Device Measurements Using TRL\* Calibration**. Product Note Agilent PN 8720-2. USA, 2000.
- [57] MAISSEL, L. I., GLANG, R. **Handbook of thin film technology**. McGraw-Hill Book Company, 1970.
- [58] HOFFMAN, R. K. **Handbook of Microwave Integrated Circuits**. Ed. Artech House, 1987.
- [59] HARTMAN, T. E.; BLAIR, J. C. Electromigration in Thin Gold Films. **IEEE Transactions on Electron Devices**, vol. ED-16, no. 4, pp. 407-410, April 1969.
- [60] KLEIN, B. J. Electromigration in Thin Gold Films. **J. Phys. F: Metal Phys.**, vol. 3, pp. 691-696 April 1973.
- [61] RAIRDEN, J. R.; NEUGEBAUER, C. A.; SIGSBEE, R. A. Interdiffusion in Thin Conductor Films – Chromium/Gold, Nickel/Gold and Chromium Silicide/Gold. **Met. Trans.**, vol. 2, pp. 719-722, March 1971.
- [62] HARBISON, D.R.; HARTMAN, J.A.; McDADE, P.J.; SHOEMAKE, G.E. Nickel-Chromium+Gold metallization for MOS devices. In: **Electron Devices Meeting**, 1973 International. IEEE, 1973, vol. 19, pp. 363-366.
- [63] THOMANN, W.; ISELE, B.; STOCKELER, F.; WEIGEL, R.; RUSSER P. Characterization and simulation of bi-quadratic coplanar waveguide tapers

for time-domain applications. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium. **Digest...**, 1993. IEEE MTT-S, 1993, vol. 2, pp. 835-838.

- [64] CHU, Q.-X.; CHEN F.-C. A Compact Dual-Band Bandpass Filter Using Meandering Stepped Impedance Resonators. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, vol. 18, no. 5, pp. 320-322, May 2008.

## Apêndice A. Código MatLab da rotina de calibração TRL-Multilinha

Neste apêndice encontra-se uma breve descrição do princípio do método TRL-Multilinha e o código para implementação em MatLab™ versão 7.01 ou superior. Todo o formalismo matemático e a descrição desse método se encontram disponíveis na literatura [48], [49].

O método TRL-multilinha utiliza múltiplas linhas de comprimentos diferentes como padrão, faz uma média ponderada das contribuições das linhas e fornece menor erro em uma banda mais larga.

Parte-se da medida dos parâmetros de espalhamento de dois ou mais padrões de linha de transmissão de comprimentos físicos bem definidos. Essas medidas são convenientemente representadas pelas matrizes de transmissão de onda (ABCD).

A matriz  $M^i$  de cada medida é também uma cascata das matrizes das adaptações coaxial-planar (*fixtures*), incluindo a conectorização, e da linha propriamente dita:

$$M^i = A \cdot C^i \cdot B \quad (2)$$

onde  $A$  e  $B$  correspondem às adaptações e  $C^i$  à matriz de transmissão de onda do padrão de linha de transmissão ideal  $i$  (associada a  $S_C$  da Figura 18). Essa matriz, por sua vez, tem o seguinte formato:

$$C^i = \begin{bmatrix} \exp(-\gamma \cdot l_i) & 0 \\ 0 & \exp(\gamma \cdot l_i) \end{bmatrix} \quad (3)$$

onde  $\gamma$  é a constante de propagação efetiva e  $l_i$  é o comprimento da linha  $i$ . A medida de dois padrões de linha com comprimentos diferentes é combinada em uma equação de auto-valores:

$$M^{ij} \cdot A = A \cdot C^{ij} \quad (4)$$

onde

$$M^{ij} = M^j \cdot [M^i]^{-1} \quad (5)$$

e

$$C^{ij} = C^j \cdot [C^i]^{-1} \quad (6)$$

Logo, a matriz  $C^{ij}$  equivale a uma matriz de transmissão de onda de uma linha ideal com comprimento  $(l_j - l_i)$ :

$$C^{ij} = \begin{bmatrix} \exp(-\gamma \cdot (l_j - l_i)) & 0 \\ 0 & \exp(\gamma \cdot (l_j - l_i)) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Como a matriz  $C^{ij}$  é diagonal, seus elementos são também seus auto-valores  $\lambda_{C,1}^{ij}$  e  $\lambda_{C,2}^{ij}$ . Calculam-se então os auto-valores  $\lambda_{M,1}^{ij}$  e  $\lambda_{M,2}^{ij}$  da matriz  $M^{ij}$  (efetivamente obtida a partir das medidas). A constante de propagação será dada pela expressão:

$$\gamma = \ln(\lambda_M) / (l_i - l_j) \quad (8)$$

A escolha ótima de qual auto-valor  $\lambda_M$  utilizar faz parte do método. Essa escolha é fundamental e a chave do desempenho do método. Para cada par de linhas, dois auto-valores  $\lambda_{M,1}^{ij}$  e  $\lambda_{M,2}^{ij}$  são obtidos. O procedimento é calcular pelo método do erro mínimo quadrático qual auto-valor dentre todos os pares de linhas considerados fornecerá a menor diferença de fase, garantindo, assim, o menor erro possível entre as medidas disponíveis. Esse cálculo é realizado para todas as frequências medidas, podendo um auto-valor diferente ser escolhido para cada uma, de modo que obtém-se também o melhor desempenho em termos de banda.

A partir dos valores calculados de  $\gamma$ , extraído das medidas dos padrões de calibração, calculam-se a perda e a constante dielétrica efetiva da linha.

Segue o código desenvolvido para a implementação do método de calibração TRL-Multilinha em MatLab™ versão 7.01 ou superior.



```

%=====
% calibrate_line_measurements.m
%
% Le os parametros S medidos para padroes e multiplas linhas,
% chama a funcao multiline_trl(.) para aplicar a calibracao TRL-
multilinha
% e obtem a constante de propagacao e a perda efetiva.
%
% Os parametros S devem estar em arquivo formato Touchstone.
%
%=====
% Autor   : R.A.A. Lima
% Versao  : 0.41
% Data    : 2008/01/18
%=====

clear all;
close all;

% numero de linhas medidas (nao inclui THRU) = numero de pares de linhas
NL = ##; % exemplo

% numero de linhas medidas (incluindo THRU)
N = NL+1;

% comprimentos das linhas medidas [m]
LlineN = [## ## ##]; % comprimentos das linhas relativas as medidas em
SlineN, em metros
Lthru = ##; % comprimentos da linha padrao direta (THRU), em
metros

% estimativa inicial da constante complexa de propagacao gama (obtido em
simulador)
alfadBest = 0.01; % [dB/mm] % exemplo
epsest = 3.2; % exemplo
frequest = 100e6; % exemplo

c=299792458; % velocidade da luz no vacuo [m/s]

realGest = 0.14; %1000 * alfadBest / 20 * log10(exp(1));
imagGest = (2*pi*frequest/c)*sqrt(epsest);
gamaest = realGest + i*imagGest;

% nome do diretorio de trabalho
file_path = '####'; % exemplo

% nome do arquivo de saida
file_ID = ['####']; % exemplo

% nome dos arquivos de entrada
file_Sshort = [file_path '##short.s2p']; % exemplo
file_Sthru = [file_path '##thru.s2p']; % exemplo
file_Sline{1} = [file_path '##line1.s2p']; % exemplo
file_Sline{2} = [file_path '##line2.s2p']; % exemplo
file_Sline{3} = [file_path '##line3.s2p']; % exemplo

% carrega dados

% carrega medida dos parametros S do padrao direto (THRU)
rfSthru=read(rfdata.data,file_Sthru);
Saux = extract(rfSthru,'S_parameters');
Sthru(:,1) = Saux(1,1,:);
Sthru(:,2) = Saux(1,2,:);
Sthru(:,3) = Saux(2,1,:);
Sthru(:,4) = Saux(2,2,:);

% carrega tabela de frequencias

```

```

    freq = rfSthru.freq;
%% numero de frequencias
    nfreq = length(freq);

%% carrega medida dos parametros S do padrao curto (REFLECT, short)
    rfSshort=read(rfdata.data,file_Sshort);
    Saux = extract(rfSshort,'S_parameters');
    Sshort(:,1) = Saux(1,1,:);
    Sshort(:,2) = Saux(1,2,:);
    Sshort(:,3) = Saux(2,1,:);
    Sshort(:,4) = Saux(2,2,:);

    for j = 1:NL
        SlineN{j} = zeros(nfreq,4);
        rfSlineaux=read(rfdata.data,file_Sline{j});
        Saux = extract(rfSlineaux,'S_parameters');
        Slineaux = zeros(nfreq,4);
        Slineaux(:,1) = Saux(1,1,:);
        Slineaux(:,2) = Saux(1,2,:);
        Slineaux(:,3) = Saux(2,1,:);
        Slineaux(:,4) = Saux(2,2,:);
        SlineN{j} = Slineaux;
    end;

% realiza a calibraçao
%% inicializa as saidas
    GL = zeros(nfreq,1);
    alfadB = zeros(nfreq,1);
    alfa = zeros(nfreq,1);
    beta = zeros(nfreq,1);
    eps_eff = zeros(nfreq,1);

%% chama funçao de calibracao

[GL,alfadB,alfa,beta,eps_eff]=multiline_tr1(Sthru,Sshort,SlineN,Lthru,LlineN,freq,gamaest,NL);

% formato dos dados de saida
% separa real e imaginario nas matrizes de saida
    GL_RI = [real(GL) imag(GL)];
    eps_eff_RI = [real(eps_eff) imag(eps_eff)];

    results = horzcat(freq, GL_RI, alfadB, alfa, beta, eps_eff_RI);
    save ([file_path file_ID '.txt'], 'results', '-ascii');

%
```

```

function
[GL,alfadB,alfa,beta,eps_eff]=multiline_trl(Sthru,Sshort,SlineN,Lthru,LlineN,freq,gamaest,NL);

%=====
% Multiline_TRL-calibration.m
%
% Recebe os parametros S parameters medidos para padroes e múltiplas
linhas
% e calcula a constante de propagacao e perda efetiva [dB/mm].
% O comprimento dos padroes e das linhas deve ser informado.
%
%=====
% Autor   : R.A.A. Lima
% Versao  : 0.53
% Data    : 2008/01/18
%=====
%
% TRL multi-linhas (multiline TRL) [1], [2] faz uma calibracao em duas
% camadas para um analisador de redes vetorial (VNA). A primeira
calibracao
% consiste em uma calibracao coaxial convencional SOLT de duas portas
% realizada no proprio equipamento. Segue-se a medida dos padroes TRL:
% THRU (linha de comprimento preferencialmente nulo),
% REFLECT (aqui adotado como um curto), e
% LINE (diferente do procedimento TRL simples [3], usam-se multiplas
linhas
% para aumentar a banda e a precisao da medida. As linhas aqui tambem
% representam o dispositivo testado DUT. Esta funcao entao realiza a
% segunda camada de calibracao, extraindo os efeitos da conexao (fixture)
% TRL das medidas das linhas (LINE), utilizando para isso as medidas
% realizadas nos padroes TRL.
%
% Esta funcao utiliza os seguintes parametros de entrada:
%
%   Sthru   Matriz de quatro colunas contendo os parametros S do TRHU
%           medido no fixture de teste TRL.
%   Sshort  Matriz de quatro colunas contendo os parametros S do CURTO
%           medido no fixture de teste TRL. Somente S11 e S22 sao de
%           interesse aqui. S12 e S21 (se medidos, representando o piso
de
%           ruido do VNA, ou mesmo nao medidos) sao descartados.
%   SlineN  Um 'cell array' consistindo em N-1 matrizes de quatro
colunas,
%           cada uma contendo os parametros S das linhas medidas no
mesmo
%           fixture dos padroes TRL. Todas as linhas devem ser identicas,
%           somente variando seu comprimento. Linhas com o mesmo
%           comprimento podem tambem ser utilizadas.
%           (Uma matriz de celulas, onde cada celula e' uma matriz de
%           quatro colunas contendo os parametros S de uma linha.)
%           A matriz de celulas e' construida especificando-se:
%
%           SlineN{1}=Sline1, SlineN{2}=Sline2, ... SlineN{k}=Slinek
%           [ onde k = N-1 ]
%
%   Lthru   Comprimento [m] da linha do padrao THRU do TRL
%   LlineN  Vetor com o comprimento [m] das linhas LINE utilizadas
%           (correspondendo 'as medidas em SlineN)
%   freq    Frequencias [Hz] em que os parametros S foram medidos.
%           Todas as medidas utilizadas devem corresponder ao mesmo
vetor
%           de frequencias.
%
% As colunas de todas as matrizes complexas de parametros S representam
% [S11 S21 S12 S22].
%
% formato:

```

```

%
[Sx,S50,GL,alfa,beta,eps_eff,Z]=multiline_trl(Sthru,Sshort,SlineN,Lthru,L
lineN,freq,gamaest);
%
% A saida consiste de:
%
%      Sx      Um 'cell array' consistindo em N-1 matrizes de quatro
colunas,
%              cada uma contendo os parametros S estimados para as linhas
em
%              SlineN (com o plano de referencia deslocado para dentro do
%              fixture TRL). Esses parametros estao normalizados em relacao
%              'a impedancia caracteristica da linha do padrao de
calibracao.
%      S50      Um 'cell array' consistindo em N-1 matrizes de quatro
colunas,
%              correspondendo aos parametros S de Sx renormalizados para
%              50 Ohm.
%      GL      Uma matriz contendo a constante de propagacao complexa
(gama)
%              do padrao de linha utilizado, para cada frequencia da
entrada freq.
%      alfa     Uma matriz contendo a constante de atenuacao (alfa) [dB/mm],
%              para cada frequencia da entrada freq.
%      beta     Uma matriz contendo a constante de propagacao (beta),
%              para cada frequencia da entrada freq.
%      eps_eff  Uma matriz contendo a permissividade efetiva (epsilon),
%              para cada frequencia da entrada freq.
%      Z        Uma matriz contendo a impedancia caracteristica do padrao de
linha
%              utilizado, para cada frequencia da entrada freq.
%              A constante de propagacao (gama) e' utilizada para calcular
a
%              impedancia caracteristica da linha padrao. Como a linha de
%              transmissao medida nao e' conhecida e pode ser dispersiva, a
%              impedancia pode variar como funcao da frequencia. E'
%              necessario extrair essa impedancia para realizar a
%              renormalizacao de Sx para S50 em 50 Ohm.
%
% Esse programa e' baseado nos trabalhos apresentados nos seguintes
artigos:
%
% [1] R.B. Marks, "A Multiline Method of Network Analyzer Calibration"
%      IEEE Trans. MTT, Vol. 39, No. 7, July 1991, pp. 1205-1215
% [2] D.C. DeGroot, J.A. Jargon, R.B. Marks, "Multiline TRL Revealed"
%      60th ARFTG Conference Digest, Fall 2002., 5-6 Dec. 2002, pp. 131-
155
%      ARFTG: Automatic RF Techniques Group
% [3] G.F. Engen, C.A. Hoer, "Thru-Reflect-Line: An Improved Technique
for
%      Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyser,"
%      IEEE Trans. MTT, Vol. 27, No. 12, December 1979, pp. 987-998

% numero imaginario i
i=sqrt(-1);

% velocidade da luz no vacuo
c=299792458; % [m/s]

% frequencia de referencia para estimativa inicial da constante de
propagacao
freq_est=1e9; % [Hz]

% calcula estimativa inicial da constante de propagacao gama_est
gama_est = gamaest;

```

```

% numero de linhas medidas (incluindo THRU)
N=NL+1;
% carregar os comprimentos das linhas em um mesmo vetor
Llength = [LlineN Lthru];

% numero de frequencias
nfreq=length(freq);

% inicializa variaveis de saida
GL      = zeros(nfreq,1);
alfadB  = zeros(nfreq,1);
alfa    = zeros(nfreq,1);
beta    = zeros(nfreq,1);
eps_eff = zeros(nfreq,1);

% converte para uma variavel os parametros S medidos
%% calibracao do curto (padrao REFLECT)
S11short = Sshort(:,1);
S22short = Sshort(:,4);

%% calibracao de linha (padrao LINE)
for j = 1:(N-1)
    S11lineN{j} = SlineN{j}(:,1);
    S21lineN{j} = SlineN{j}(:,2);
    S12lineN{j} = SlineN{j}(:,3);
    S22lineN{j} = SlineN{j}(:,4);
end;
%% calibracao da transmissao direta (padrao THRU)
S11lineN{N} = Sthru(:,1);
S21lineN{N} = Sthru(:,2);
S12lineN{N} = Sthru(:,3);
S22lineN{N} = Sthru(:,4);

% para cada frequencia
for n = 1:nfreq

%% identificar a linha comum otima para o metodo multi-linhas (ver
[2].3.4)
%% --> e' escolhida a linha que fornece o maior valor para a
%% fase efetiva minima em cada frequencia (i.e. menor erro)
%% comparar todos os pares de linhas considerando cada uma como comum
for j = 1:N;
    phi_eff_min(j) = pi/2;
    for k = 1:N;
        if (j ~= k);
            deltaL = Llength(k)-Llength(j);
            arg = abs(exp(-gama_est*deltaL)-exp(gama_est*deltaL))/2;
            if (arg > 1)
                phi_eff = 0;
            else
                phi_eff = asin(arg); % (ver [2].eq.11)
            end;
            if (phi_eff < phi_eff_min(j)) phi_eff_min(j) = phi_eff; end;
        end;
    end;
    common_line_ID(n) = 1; % ID da linha comum otima para cada
frequencia
    phi_eff_opt(n) = 0; % maior fase efetiva minima em cada frequencia
(i.e. menor erro)
    for j = 1:N;
        if (phi_eff_min(j) > phi_eff_opt(n));
            phi_eff_opt(n) = phi_eff_min(j);
            common_line_ID(n) = j;
        end;
    end;
end;

```

```

%% resolve analiticamente os autovalores iniciais para todos os pares de
linhas (ver [2].3.5)

%% calcula a matriz ABCD (wave cascading matrix) para cada linha (ver
[2].eq.12)
for j = 1:N;
    M{j} = zeros(2,2);
    M{j}(1,1) = (S12lineN{j}(n)*S21lineN{j}(n)-
S11lineN{j}(n)*S22lineN{j}(n))/S21lineN{j}(n);
    M{j}(1,2) = S11lineN{j}(n)/S21lineN{j}(n);
    M{j}(2,1) = -S22lineN{j}(n)/S21lineN{j}(n);
    M{j}(2,2) = 1/S21lineN{j}(n);
end;

%% calcula o inverso da matriz ABCD da linha comum
M_1 = inv(M{common_line_ID(n)});

%% para cada par de linhas
for j = 1:N;
    if (j~=common_line_ID(n)); % evita o par linha comum com ela mesma
%% calcula o par  $M_{ij}=M_j*(M_i)^{-1}$  (ver [2].eq.13)
        Mij = M{j}*M_1;
%% calcula os autovalores (ver [2].eq.15)
        lambda_aux1 = Mij(1,1) + Mij(2,2);
        lambda_aux2 = sqrt(power((Mij(1,1) - Mij(2,2)),2) + 4 * Mij(1,2)
* Mij(2,1));
        lambda1{j} = 1/2 * (lambda_aux1 + lambda_aux2);
        lambda2{j} = 1/2 * (lambda_aux1 - lambda_aux2);
    else;
        lambda1{j} = 0; %nunca sera utilizado
        lambda2{j} = 0; %nunca sera utilizado
    end;
end;

%% calcula os autovalores corretos para todos os pares de linhas (ver
[2].3.6)
%% repetir para cada par de linhas
k=0;
for j = 1:N;
    if ((j~=common_line_ID(n)) && (Llength(j)-
Llength(common_line_ID(n))~=0)); % evita o par linha comum com ela mesma
        % e evita o par linha comum com outra de mesmo comprimento
        k = k + 1;
%% primeira suposicao: Eij1 = labmdaij1 e Eij2 = labmdaij2
        Ea1 = (lambda1{j}+1/lambda2{j})/2; % (ver [2].eq.16)
        Eb1 = (lambda2{j}+1/lambda1{j})/2; % (ver [2].eq.20)
        DL = (Llength(j)-Llength(common_line_ID(n)));
        gamaest_DL = gama_est * DL;
        Pa1 = 0;%round((imag(gamaest_DL)-imag(-log_C2pi(Ea1)))/(2*pi));
% (ver [2].eq.18)
        Pb1 = 0;%round((imag(gamaest_DL)-imag(-log_C2pi(Eb1)))/(2*pi));
% (ver [2].eq.18)
        gamaa1_DL = -log(Ea1) + i*2*pi*Pa1; % (ver [2].eq.17)
        gamab1_DL = -log(Eb1) + i*2*pi*Pb1; % (ver [2].eq.17)
        Da1 = abs(gamaa1_DL - gamaest_DL) / abs(gamaest_DL); % (ver
[2].eq.19)
        Db1 = abs(gamab1_DL + gamaest_DL) / abs(-gamaest_DL); % (ver
[2].eq.21)
%% segunda suposicao: Eij1 = labmdaij2 e Eij2 = labmdaij1
%% --> trocar Ea com Eb --> gamaa2_DL=gamab1_DL e
gamab2_DL=gamaa1_DL
        gamaa2_DL = gamab1_DL;
        gamab2_DL = gamaa1_DL;
        Da2 = abs(gamaa2_DL - gamaest_DL) / abs(gamaest_DL); % (ver
[2].eq.19)

```

```

        Db2 = abs(gamab2_DL + gamaest_DL) / abs(-gamaest_DL); % (ver
[2].eq.21)

%%% aplicar os testes de significancia
if ((Da1+Db1)<(Da2+Db2)); % (ver [2].3.6.m) se tudo mais
falhar, ficam esses valores
    E1{k} = lambda1{j};
    E2{k} = lambda2{j};
else; % (Da1+Db1)>(Da2+Db2)
    E1{k} = lambda2{j};
    E2{k} = lambda1{j};
end;
if ((Da1+Db1)<(0.1*(Da2+Db2))); % (ver [2].3.6.i)
    E1{k} = lambda1{j};
    E2{k} = lambda2{j};
elseif ((Da2+Db2)<(0.1*(Da1+Db1))); % (ver [2].3.6.j)
    E1{k} = lambda2{j};
    E2{k} = lambda1{j};
elseif (sign(real(gamaa1_DL/DL))~=sign(real(gamab1_DL/DL))); %
(ver [2].3.6.k)
    if ((Da1+Db1)<(Da2+Db2));
        E1{k} = lambda1{j};
        E2{k} = lambda2{j};
    else; % (Da1+Db1)>(Da2+Db2)
        E1{k} = lambda2{j};
        E2{k} = lambda1{j};
    end;
elseif ((abs(real((gamaa1_DL-gamab1_DL)/DL)) <
(0.1*abs(real((gamaa2_DL+gamab2_DL)/DL)))) &&
(abs(real(gamaa1_DL/DL)/imag(gamaa1_DL/DL)) > 0.001) &&
(real(gamaa1_DL/DL) > 0)); % (ver [2].3.6.l)
    if ((Da1+Db1) < 0.2);
        E1{k} = lambda1{j};
        E2{k} = lambda2{j};
    elseif ((Da2+Db2) < 0.2);
        E1{k} = lambda2{j};
        E2{k} = lambda1{j};
    end;
end; % (relativo ao if dos testes de significancia)
end; % (relativo ao if que evita par da linha comum com ela
mesma)
end; % (relativo ao for de calculo dos autovalores conforme
[2].3.6)

%% calcula a melhor estimativa de gama e a representacao equivalente da
permissividade efetiva epon_eff (ver [2].3.7)
%% calcula a matriz covariancia de erro var2__V_1
var2__V_1 = eye(k) - ones(k)*(1/(k+1)); % (ver [2].eq.29)

%% calcula o vetor de diferencas de comprimentos e o vetor de gama
medio
%%% repetir para cada par de linhas
Dlength = zeros(k,1);
G = zeros(k,1);
k = 0;
for j = 1:N;
    if ((j~=common_line_ID(n)) && (Llength(j)-
Llength(common_line_ID(n))~=0)) % evita o par linha comum com ela mesma
        % e evita o par linha comum com outra de mesmo comprimento
        k = k + 1;
        Dlength(k) = (Llength(j)-Llength(common_line_ID(n))); % vetor
de diferencas de comprimentos

        E_avg = (E1{k} + 1/E2{k}) / 2; %% media dos autovalores
        G(k) = -log(E_avg); % (ver [2].eq.27)
    end;
end;

```

```

%%% calcula a estimativa da constante de propagacao gama para essa
frequencia
GL(n) = (Dlength' * var2__V_1 * G) / (Dlength' * var2__V_1 *
Dlength);
%%% calcula a perda alfa em dB/mm para essa frequencia
alfadB(n) = 20 * log10(exp(1)) * real(GL(n))/1000; % (ver [2].eq.31)
%%% calcula a perda alfa (1/m) para essa frequencia
alfa(n) = real(GL(n));
%%% calcula a constante de propagacao beta (1/m) para essa frequencia
beta(n) = imag(GL(n)); % (ver [2].eq.32)
%%% calcula a permissividade efetiva epsilon_eff para essa frequencia
eps_eff(n) = -power((GL(n)* c/(2*pi*freq(n))),2); % (ver [2].eq.33)

% calcula estimativa inicial da constante de propagacao gama_est para a
proxima frequencia
if (n < nfreq);
    gama_est = real(GL(n)) + i * imag(GL(n)) * freq(n+1)/freq(n);
else
%
end; % (relativo ao for de para cada frequencia)
%
```