7.
Referências bibliográficas

[1] Dugan, R.C., McGranaghan, M.F., and Beaty, W., **Electrical Power Systems Quality**, McGraw-Hill, 1996.

[2] Noda, T., **Identification of a Multiphase Network Equivalente for Electromagnetic Transient Calculations Using Partitioned Frequency Response**, IEEE Trans. Power Del., vol. 20, no. 2, P. 1134-1142, Abril 2005.

[3] Duque, C.A., **Testes de Relés de Proteção em Regime Transitório**, Dissertação de Mestrado, DEE, PUC/Rio, 1990.

[4] Dommel, H.W., **Eletromagnetic Transient Program – Reference Manual (EMTP Theory Book)** , Bonneville Power Asministration, 1986.

[5] Balabanian, N.; Bickart, T.A. **Electrical Network Theory**. John Wiley & Sons. 1969.

[6] Santos, M.A.C., **Simulação Digital no Tempo de Redes Elétricas Lineares Excitadas por Senóides no Entorno de uma Freqüência**, Dissertaçao de Mestrado, DEE-PUC-RJ, 1999.

[7] Bialko, M.; Crampagne, R.; Andreu, D. **Basic Methods for Microcomputer-Aided Analysis of Electronic Circuits.** Prentice Hall, 1995.

[8] Chua, L.M.; Lin, P.M. **Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits.** Prentice Hall, Inc. 1975.

[9] Faceroli, S.T., **Simulação para Análise Transitória de Redes Elétricas de Potência.** Tese de Doutorado. DEE-PUC-RJ. 2002.

[10] Szczupak, J., **Electrical Power Network Pollution Estimation.** Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES. 8-11 Nov. 2004 P. 771 – 775.

[11] Desoer, C.A.; Kuh, E.S. **Basic Circuit Theory.** McGraw-Hill Book Co. New York. 1966.

[12] DeRusso, P.M.; Roy, R.J.; Close, C.M. **State Variables for Engineers.** John Wiley & Sons. New York. 1965.

[13] Gupta, S.C. **Transform and State Variable Methods in Linear Systems.** John Wiley & Sons. New York. 1966.

[14] Blaquiere, A. **Nonlinear System Analysis.** Academic Press. New York. 1966.

[15] Chua, L.A., et al., **Linear and Nonlinear Circuits**, McGraw-Hill, 1987.

[16] Shampine, L. F., M. W. Reichelt, **The MATLAB ODE Suite**, SIAM Journal on Scientific Computing, Vol. 18, 1997, pp 1-22.

[17] Shampine, L. F., M. W. Reichelt, J.A. Kierzenka, **Solving Index-1 DAEs in MATLAB and Simulink**, SIAM Review, Vol. 41, 1999, pp 538-552.

[18] L. Nagel, **SPICE: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits.** UCB/ERL M520, May 1975.

[19] Humpage, W.D., **Z-transform Electromagnetic Transient Analysis in Power Systems,** Proc. IEE-C, Gen. Trans. and Dist., 127, pp. 370-378, 1980.

[20] Marti, J.R., **Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulation**, IEEE Trans. on Power App. And Systems, vol. PAS-101, n _ 1, pp. 147-155, January 1983.

[21] Duque, C.A., **Técnicas de Simulação de Redes Elétricas e Linhas de Transmissão**, Tese de Doutorado, DEE, PUC/Rio, 1997.

[22] Fettweis, A. **Wave Digital Filters: Theory and Practice**, Proceedings of the IEEE, vol. 74, n.2, pp.270-327, Fev. 1986.

[23] Mitra, S.K. **Digital Signal Processing: A Computer Based Approach.** 3rd ed. McGraw-Hill, 2006.

[24] Oppenheim, A.V., and Schafer, R.W., **Discrete-Time Signal Processing**, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.

[25] Hesse, W.H; **Electromagnetic and Electostatic Transmission Line Parameters by Digital Computer**. IEEE Trans. on Power App. And Systems. vol. PAS-92, nº 6, pp. 282-291, June 1963.

[26] Humpage, W.D., **Z-transform Electromagnetic Transient Analysis in High-Voltage Networks**, Peter Peregrinus Ltd., 1982.

Apêndice A
Modelo de linhas de transmissão a parâmetros distribuídos

Considere o circuito equivalente de uma seção diferencial de uma linha de transmissão com condutor simples, mostrado na Figura (A.1).

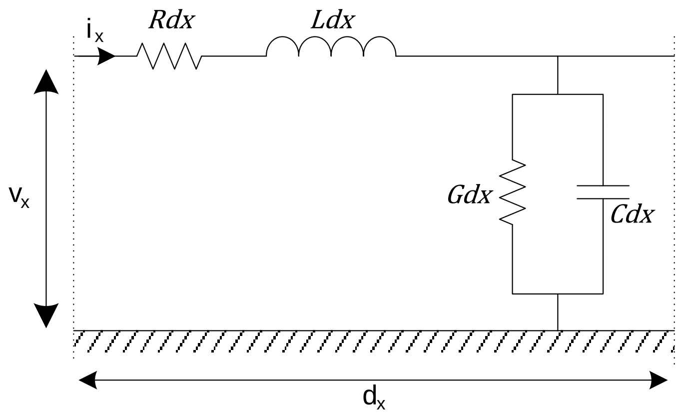

Figura A.1 – Linha de transmissão com condutor simples

As equações no domínio do tempo da linha de transmissão apresentada na Figura (A.1) podem ser escritas como

$$-\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = R \cdot I(x,t) + L\frac{\partial I(x,t)}{\partial t}$$
$$-\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = G \cdot V(x,t) + C\frac{\partial V(x,t)}{\partial t} \tag{A.1}$$

onde $V(x,t)$ e $I(x,t)$ são, respectivamente, a tensão e a corrente da linha de transmissão. Os parâmetros R e L são dependentes da frequência.

Para cálculo de transitórios, a aproximação para a solução das equações de linha é feita na frequência, como descrito pelas equações (A.2)

$$
\begin{aligned}
-\frac{dV_x(\omega)}{dx} &= Z(\omega)\cdot I_x(\omega)\\
-\frac{dI_x(\omega)}{dx} &= Y(\omega)\cdot V_x(\omega)
\end{aligned}
\tag{A.2}
$$

onde $Z(\omega)$ e $Y(\omega)$ são as matrizes de impedância série e admitância shunt por unidade de comprimento, respectivamente. Derivando (A.2) em relação à x, chega-se a

$$
\begin{aligned}
\frac{d^2V_x(\omega)}{dx^2} &= Z(\omega)\cdot Y(\omega)\cdot V_x(\omega)\\
\frac{d^2I_x(\omega)}{dx^2} &= Y(\omega)\cdot Z(\omega)\cdot I_x(\omega)
\end{aligned}
\tag{A.3}
$$

As equações (A.3) descrevem o comportamento das ondas eletromagnéticas em função do comprimento e da frequência. Resolvendo estas equações,

$$
\begin{aligned}
V(\omega,x) &= A_1\cdot \mathrm{e}^{\sqrt{Z\cdot Y}\cdot x} + A_2\cdot \mathrm{e}^{-\sqrt{Z\cdot Y}\cdot x}\\
I(\omega,x) &= \frac{A_1}{\sqrt{Z/_Y}}\cdot \mathrm{e}^{\sqrt{Z\cdot Y}\cdot x} - \frac{A_2}{\sqrt{Z/_Y}}\cdot \mathrm{e}^{-\sqrt{Z\cdot Y}\cdot x}
\end{aligned}
\tag{A.4}
$$

onde os termos com $\mathrm{e}^{\sqrt{Z\cdot Y}\cdot x}$ representam as ondas trafegantes progressivas, enquanto que os termos com $\mathrm{e}^{-\sqrt{Z\cdot Y}\cdot x}$ representam os termos com propagação reversa.

Nas equações (A.4) surge a Impedância Característica da linha, dada por

$$
Z_c = \sqrt{Z/_Y} \tag{A.5}
$$

e a Constante de propagação da onda, dada por

$$
\gamma = \sqrt{Z\cdot Y} \tag{A.6}
$$

Na realidade, a Constante de Propagação não é constante, pois varia com a frequência. Esta variável é responsável pela distorção da onda ao longo do trajeto pela linha de transmissão.

Considerando-se que em $x = 0$ tem-se $V(x) = V_1$ e $I(x) = I_1$, é possível determinar $A1$ e $A2$, chegando-se às equações (A.7), chamadas Equações de Bergeron [25], que descrevem matematicamente o comportamento das ondas eletromagnéticas na linha de transmissão em regime transitório.

$$V(\omega, x) = \frac{V_1 + Z_c \cdot I_1}{2} \mathrm{e}^{\gamma x} + \frac{V_1 - Z_c \cdot I_1}{2} \mathrm{e}^{-\gamma x}$$
$$I(\omega, x) = \frac{{}^{V_1}/_{Z_c} + I_1}{2} \mathrm{e}^{\gamma x} - \frac{{}^{V_1}/_{Z_c} - I_1}{2} \mathrm{e}^{-\gamma x} \quad \text{(A.7)}$$

A dedução matemática apresentada acima é válida para o caso de linhas de transmissão monofásicas, onde todos os elementos das equações são escalares. Na prática, as linhas são geralmente polifásicas. Neste caso, as equações (A.3) tornam-se

$$\frac{d^2\boldsymbol{V}_x(\omega)}{dx^2} = \boldsymbol{Z}(\omega) \cdot \boldsymbol{Y}(\omega) \cdot \boldsymbol{V}_x(\omega)$$
$$\frac{d^2\boldsymbol{I}_x(\omega)}{dx^2} = \boldsymbol{Y}(\omega) \cdot \boldsymbol{Z}(\omega) \cdot \boldsymbol{I}_x(\omega) \quad \text{(A.8)}$$

O grande problema para se resolver as equações (A.8) é a presença de acoplamento mútuo entre as linhas de transmissão. Esta característica faz com que as matrizes $\boldsymbol{Z}$ e $\boldsymbol{Y}$ tenham elementos fora da diagonal principal não nulos. Caso estas matrizes fossem diagonais, o circuito de *n* fases poderia ser desmembrado em *n* circuitos monofásicos e as deduções anteriores seriam válidas.

Neste trabalho, optou-se pela representação no domínio dos modos. A transformação modal é uma transformação de espaços de estados que permite diagonalizar os produtos $\boldsymbol{Z} \cdot \boldsymbol{Y}$ ou $\boldsymbol{Y} \cdot \boldsymbol{Z}$, a fim de gerar um sistem da equações desacopladas. Este processo é feito através de cálculos com autovalores e autovetores associados a estes produtos como

$$\boldsymbol{T}_v^{-1} \cdot \boldsymbol{Z} \cdot \boldsymbol{Y} \cdot \boldsymbol{T}_v = \lambda_2$$
$$\boldsymbol{T}_i^{-1} \cdot \boldsymbol{Y} \cdot \boldsymbol{Z} \cdot \boldsymbol{T}_i = \lambda_1 \quad \text{(A.9)}$$

Em (A.9), as matrizes $\lambda_1, \lambda_2, \boldsymbol{T}_i$ e $\boldsymbol{T}_v$ têm ordem $n_x n$. Substituindo (A.9) em (A.8), vem

$$\begin{aligned} \frac{d^2\boldsymbol{V}^M(\omega)}{dx^2} &= \lambda_2 \cdot \boldsymbol{V}^M(\omega) \\ \frac{d^2\boldsymbol{I}^M(\omega)}{dx^2} &= \lambda_1 \cdot \boldsymbol{I}^M(\omega) \end{aligned} \tag{A.10}$$

onde $\boldsymbol{V}^M(\omega) = \boldsymbol{T}_v^{-1} \cdot \boldsymbol{V}(\omega)$ e $\boldsymbol{I}^M(\omega) = \boldsymbol{T}_i^{-1} \cdot \boldsymbol{I}(\omega)$. O sobrescrito M indica que a variável está no domínio dos modos. Além disso,

$$\boldsymbol{T}_i = (\boldsymbol{T}_v^{-1})^T \tag{A.11}$$

Como dito anteriormente, as linhas de transmissão multifase são desacopladas através de transformação modal e cada modo pode ser analisado separadamente como um circuito de fase simples. Desta forma as equações (A.8) podem ser consideradas separadamente como equações diferenciais escalares e sua solução final no domínio dos modos é

$$\begin{aligned} \boldsymbol{V}_1(\omega) - \boldsymbol{Z}_c(\omega) \cdot \boldsymbol{I}_1(\omega) &= \boldsymbol{F}_1(\omega)[\boldsymbol{V}_2(\omega) + \boldsymbol{Z}_c(\omega) \cdot \boldsymbol{I}_2(\omega)] \\ \boldsymbol{V}_2(\omega) - \boldsymbol{Z}_c(\omega) \cdot \boldsymbol{I}_2(\omega) &= \boldsymbol{F}_1(\omega)[\boldsymbol{V}_1(\omega) + \boldsymbol{Z}_c(\omega) \cdot \boldsymbol{I}_1(\omega)] \end{aligned} \tag{A.12}$$

onde $\boldsymbol{Z}_c(\omega)$ é a impedância característica, e $\boldsymbol{F}_1(\omega) = \mathrm{e}^{-\gamma(\omega)L}$ é a resposta ao impulso da linha de transmissão, sendo $\gamma(\omega)$ o fator de propagação.

Com o objetivo de obter um modelo de filtros digitais para as linhas de transmissão, é necessário converter as Equações (A.12) do domínio da frequência para o domínio z. Neste caso, optou-se pelo método desenvolvido por Humpage [26] que gera as aproximações dos parâmetros diretamente no domínio discreto. As Equações (A.13) mostram a representação da linha de transmissão por onda de tensão no domínio z.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{V}_1(z) - \boldsymbol{Z}_c(z) \cdot \boldsymbol{I}_1(z) &= \boldsymbol{F}_1(z)[\boldsymbol{V}_2(z) + \boldsymbol{Z}_c(z) \cdot \boldsymbol{I}_2(z)] \\ \boldsymbol{V}_2(z) - \boldsymbol{Z}_c(z) \cdot \boldsymbol{I}_2(z) &= \boldsymbol{F}_1(z)[\boldsymbol{V}_1(z) + \boldsymbol{Z}_c(z) \cdot \boldsymbol{I}_1(z)] \end{aligned} \tag{A.13}$$

Apêndice B
Filtro supressor de harmônicos

A seguir encontra-se a função de transferência do filtro supressor de harmônicos utilizado no capítulo 5.

$$F_1(z) = 0{,}0149 \cdot (z^{-36} - 1) \cdot \frac{z^{-2} - 1{,}8126 + 1}{z^{-2} - 1{,}833 + 0{,}84} \cdot \frac{z^{-2} - 1{,}6383 + 1}{z^{-2} - 1{,}3564 + 0{,}46} \cdot \frac{z^{-2} - 1{,}4141 + 1}{z^{-2} - 0{,}6324 + 0{,}1} \quad \text{(B.1)}$$

cuja resposta em frequência encontra-se na Figura (B.1).

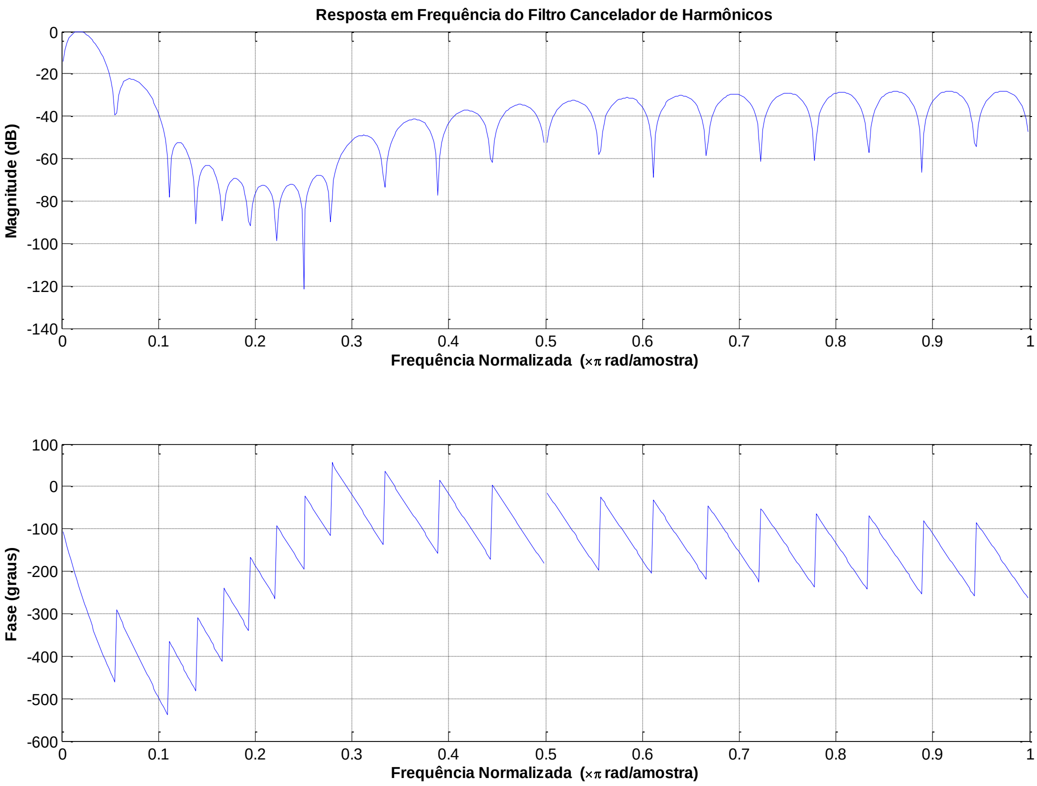

Figura B.1 – Resposta em frequência do filtro supressor de harmônicos