



GRUPO 10

GRUPO DE ESTUDO DE DESEMPENHO DE SISTEMAS ELÉTRICOS - GDS

REPRESENTAÇÃO DE MODELOS RACIONAIS NO PROGRAMA ATP

Sergio Luis Varricchio

CEPEL

RESUMO

A utilização de modelos racionais (MRs), isto é, modelos baseados nos polos dominantes e resíduos associados de funções de transferência, calculados de forma exata ou aproximada, têm sido amplamente utilizados em diversas áreas da engenharia, como modelagem de linhas de transmissão, de transformadores de potência, construção de equivalentes eletromagnéticos, etc. Atualmente, existem diversos métodos para a obtenção destes MRs, sendo o método denominado Vector Fitting o mais utilizado. No entanto, existem poucos trabalhos descrevendo como construir equivalentes eletromagnéticos, a partir destes MRs, em programas de simulação de transitórios eletromagnéticos, em especial, o ATP (Alternative Transient Program). Neste trabalho é dada uma contribuição a este tema, pela proposição de um método para a implementação de MRs de FTs SISO (single-input single-output) no ATP.

PALAVRAS-CHAVE

Modelos racionais, modelo de acompanhamento, Alternative Transient Program (ATP), funções de transferência, polos e resíduos.

1.0 - INTRODUÇÃO

Estudos de transitórios eletromagnéticos em redes elétricas são, em geral, concentrados em uma área específica (área de estudos ou de interesse), onde se deseja analisar algum tipo de fenômeno elétrico. Desta forma, torna-se conveniente dividir a rede elétrica em dois subsistemas. O primeiro subsistema é formado pela área de interesse, que deve ser modelada em detalhes, o segundo é composto pelo resto do sistema (área externa) que pode ser representado por um equivalente. O principal motivo de se utilizar equivalentes é a redução do esforço computacional, do esforço despendido pelo analista em preparar os dados de toda a rede com detalhes e, conseqüentemente, do tempo necessário para a obtenção dos resultados. De fato, dependendo do porte do sistema a ser analisado, a utilização de equivalentes é a única forma viável de se realizar o estudo.

O equivalente comumente utilizado para a área externa é uma matriz de impedâncias nodais, cujas componentes são as impedâncias próprias e de transferência de curto-circuito obtidas a partir de suas barras de fronteira para a frequência fundamental do sistema. Por este método, as características da área externa para outras frequências são perdidas, o que poderá implicar em sérios erros em análises posteriores.

Portanto, a utilização de equivalentes de alta fidelidade (qualidade) de redes elétricas é de fundamental importância para que estes estudos possam ser feitos de forma precisa e confiável. Modelos racionais (MRs), isto é, modelos baseados nos polos dominantes e resíduos associados de funções de transferência (FTs), calculados de forma exata [1] ou aproximada [2], [3], têm sido amplamente utilizados para esta e outras importantes finalidades [4]. Atualmente, existem diversos métodos para a obtenção destes MRs, sendo o método denominado Ajuste Vetorial ou, em inglês, Vector Fitting (VF), o mais utilizado. Neste método, as respostas em frequência das admitâncias ou

impedâncias próprias das barras de fronteira e de transferência entre elas são eficientemente aproximadas por funções racionais de baixa ordem da frequência complexa s . O problema passa a ser, então, como representar estas funções racionais de s (modelos racionais) em programas de simulação no tempo de transitórios eletromagnéticos como EMTP, PSCAD e ATP.

Neste trabalho é proposto um método simples e eficiente para a representação destes MRs no programa ATP (Alternative Transient Program), utilizando a linguagem MODELS, disponibilizada neste programa para que os usuários possam definir seus próprios modelos de componentes de redes elétricas.

Na presente fase da pesquisa, este método é aplicável apenas a equivalentes mono-barras, ou seja, quando as áreas de interesse e externa são conectadas apenas por uma barra (FTs SISO). Julga-se, no entanto, que este método pode ser futuramente generalizado para ser aplicado, também, a equivalentes de redes multi-barras (FTs multi-input multi-output - MIMO). Após esta generalização, pretende-se implementar este método no programa HarmZs do CEPEL (para estudo do comportamento harmônico e análise modal de redes elétricas). Desta forma, as aplicações do programa HarmZs serão expandidas, tornando-o, também, uma ferramenta complementar importante para estudos de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos de potência de grande porte.

Além do desenvolvimento matemático detalhado do método proposto, neste trabalho será apresentado também um caso exemplo mostrando a eficiência do método por meio de comparações entre respostas no tempo dos modelos completo da rede elétrica e da área de interesse conectada ao MR da área externa.

2.0 - MODELOS RACIONAIS NO DOMÍNIO DO TEMPO

A relação entre uma saída $y(s) \in \mathbb{C}$ e uma entrada $u(s) \in \mathbb{C}$ é definida pela FT apropriada $H(s) \in \mathbb{C}$, ou seja

$$y(s) = H(s)u(s) \cong \left[\sum_l \frac{R_l}{s - \lambda_l} + \sum_k \left(\frac{R_k}{s - \lambda_k} + \frac{R_k^*}{s - \lambda_k^*} \right) + es + d \right] u(s) \quad (2.1)$$

onde l pertence ao conjunto de índices dos polos dominantes reais λ_l e de seus resíduos associados R_l . Por outro lado, k pertence ao conjunto dos índices dos pares de polos dominantes complexos conjugados λ_k, λ_k^* e de seus resíduos associados R_k, R_k^* . Note, portanto, que $l \neq k$. Os símbolos e e d denotam números reais.

Os estados podem ser definidos por:

$$x_l(s) = \frac{R_l}{s - \lambda_l} u(s) \quad (2.2)$$

$$x_k(s) = \left(\frac{R_k}{s - \lambda_k} + \frac{R_k^*}{s - \lambda_k^*} \right) u(s) \quad (2.3)$$

sendo x_l um estado correspondente a um polo e resíduo associado reais e x_k um estado correspondente a um par de polos e resíduos associados complexos conjugados.

Seja y_{ed} a contribuição para a saída dos termos e e d , ou seja:

$$y_{ed}(s) = (es + d)u(s) \quad (2.4)$$

Substituindo (2.2), (2.3) e (2.4) em (2.1), obtém-se:

$$y(s) = \sum_l x_l(s) + \sum_k x_k(s) + y_{ed}(s) \quad (2.5)$$

De (2.2), tem-se:

$$\dot{x}_l(t) - x_l(t)\lambda_l = R_l u(t) \quad (2.6)$$

Integrando (2.6) de t a $t + \Delta t$ pelo método trapezoidal, chega-se a:

$$x_l(t + \Delta t) - x_l(t) - \frac{\lambda_l \Delta t}{2} [x_l(t + \Delta t) + x_l(t)] = \frac{R_l \Delta t}{2} [u(t + \Delta t) + u(t)] \quad (2.7)$$

Atribuindo os sobrescritos 0 e 1 aos instantes de tempo t e $t + \Delta t$, respectivamente, (2.7) pode ser escrita mais simplificada como:

$$x_l^1 - x_l^0 - \frac{\lambda_l \Delta t}{2} (x_l^1 + x_l^0) = \frac{R_l \Delta t}{2} (u^1 + u^0) \quad (2.8)$$

Resolvendo (2.8) para x_l^1 , obtém-se:

$$x_l^1 = \left(\frac{\xi + \lambda_l}{\xi - \lambda_l} \right) x_l^0 + \left(\frac{R_l}{\xi - \lambda_l} \right) (u^1 + u^0) \quad (2.9)$$

sendo:

$$\xi = \frac{2}{\Delta t} \quad (2.10)$$

Seja

$$A_l = \frac{\xi + \lambda_l}{\xi - \lambda_l} \quad (2.11)$$

e

$$B_l = \frac{R_l}{\xi - \lambda_l} \quad (2.12)$$

Substituindo (2.11) e (2.12) em (2.9), obtém-se:

$$x_l^1 = B_l u^1 + A_l x_l^0 + B_l u^0 \quad (2.13)$$

O estado x_k pode ser escrito como

$$x_k = \bar{x}_k + \bar{\bar{x}}_k \quad (2.14)$$

sendo:

$$\bar{x}_k(s) = \frac{R_k}{s - \lambda_k} u(s) \quad (2.15)$$

$$\bar{\bar{x}}_k(s) = \frac{R_k^*}{s - \lambda_k^*} u(s) \quad (2.16)$$

Seja

$$h_k(s) = \frac{R_k}{s - \lambda_k} \quad (2.17)$$

A resposta no tempo de h_k (igual a resposta de \bar{x}_k ao impulso) é dada por:

$$h_k(t) = R_k e^{\lambda_k t} \quad (2.18)$$

Logo, pelo Teorema da Convolução, a resposta no tempo de \bar{x}_k a uma entrada qualquer u é dada por:

$$\bar{x}_k(t) = \int_0^t h_k(\tau) u(t - \tau) d\tau = \int_0^t R_k e^{\lambda_k \tau} u(t - \tau) d\tau \quad \therefore$$

$$\bar{x}_k(t) = \int_0^t e^{\sigma_k \tau} \left[(R_{\text{Re}_k} \cos \omega_k \tau - R_{\text{Im}_k} \sin \omega_k \tau) + j (R_{\text{Im}_k} \cos \omega_k \tau + R_{\text{Re}_k} \sin \omega_k \tau) \right] u(t - \tau) d\tau \quad (2.19)$$

sendo:

$$\lambda_k = \sigma_k + j \omega_k \quad (2.20)$$

$$R_k = R_{\text{Re}_k} + j R_{\text{Im}_k} \quad (2.21)$$

Realizando procedimento análogo, obtém-se:

$$\bar{\bar{x}}_k(t) = \int_0^t e^{\sigma_k \tau} \left[(R_{\text{Re}_k} \cos \omega_k \tau - R_{\text{Im}_k} \sin \omega_k \tau) - j (R_{\text{Im}_k} \cos \omega_k \tau + R_{\text{Re}_k} \sin \omega_k \tau) \right] u(t - \tau) d\tau \quad (2.22)$$

Portanto, de acordo com (2.14), (2.19) e (2.22), a contribuição de x_k será:

$$x_k(t) = 2 \int_0^t e^{\sigma_k \tau} (R_{\text{Re}_k} \cos \omega_k \tau - R_{\text{Im}_k} \sin \omega_k \tau) u(t - \tau) d\tau = 2\Re[\bar{x}_k(t)] \quad (2.23)$$

A Equação (2.23) mostra que não é necessário aplicar o método de integração trapezoidal a ambas as parcelas de (2.14), dadas por (2.15) e (2.16). Basta aplicar a (2.15) e multiplicar a parte real do resultado por 2.

De (2.15), tem-se:

$$\dot{\bar{x}}_k(t) - \bar{x}_k(t) \lambda_k = R_k u(t) \quad (2.24)$$

De forma análoga à (2.6), a integração trapezoidal de (2.24) produz:

$$\bar{x}_k^1 = \left(\frac{\xi + \lambda_k}{\xi - \lambda_k} \right) \bar{x}_k^0 + \left(\frac{R_k}{\xi - \lambda_k} \right) (u^1 + u^0) \quad (2.25)$$

Tem-se que:

$$\bar{x}_k = \bar{x}_{\text{Re}_k} + j \bar{x}_{\text{Im}_k} \quad (2.26)$$

Substituindo (2.26) em (2.25), obtém-se:

$$\bar{x}_{\text{Re}_k}^1 + j \bar{x}_{\text{Im}_k}^1 = \left(\frac{\xi + \lambda_k}{\xi - \lambda_k} \right) (\bar{x}_{\text{Re}_k}^0 + j \bar{x}_{\text{Im}_k}^0) + \left(\frac{R_k}{\xi - \lambda_k} \right) (u^1 + u^0) \quad (2.27)$$

Seja:

$$C_k + j D_k = \frac{\xi + \lambda_k}{\xi - \lambda_k} \quad (2.28)$$

$$E_k + j F_k = \frac{R_k}{\xi - \lambda_k} \quad (2.29)$$

Substituindo (2.28) e (2.29) em (2.27), obtém-se:

$$\bar{x}_{\text{Re}_k}^1 + j \bar{x}_{\text{Im}_k}^1 = (E_k u^1 + C_k \bar{x}_{\text{Re}_k}^0 - D_k \bar{x}_{\text{Im}_k}^0 + E_k u^0) + j (F_k u^1 + C_k \bar{x}_{\text{Im}_k}^0 + D_k \bar{x}_{\text{Re}_k}^0 + F_k u^0) \quad (2.30)$$

Tem-se de (2.30) que:

$$\bar{x}_{\text{Re}_k}^1 = E_k u^1 + C_k \bar{x}_{\text{Re}_k}^0 - D_k \bar{x}_{\text{Im}_k}^0 + E_k u^0 \quad (2.31)$$

$$\bar{x}_{\text{Im}_k}^1 = F_k u^1 + C_k \bar{x}_{\text{Im}_k}^0 + D_k \bar{x}_{\text{Re}_k}^0 + F_k u^0 \quad (2.32)$$

De acordo com (2.23) e (2.31), obtém-se:

$$x_k^1 = 2 \bar{x}_{\text{Re}_k}^1 = 2 (E_k u^1 + C_k \bar{x}_{\text{Re}_k}^0 - D_k \bar{x}_{\text{Im}_k}^0 + E_k u^0) \quad (2.33)$$

De (2.4), tem-se:

$$y_{ed}(t) = e\dot{u}(t) + du(t) \quad (2.34)$$

Integrando (2.34) de t a $t + \Delta t$ pelo método trapezoidal, chega-se a:

$$y_{ed}(t + \Delta t) = (d + \xi e)u(t + \Delta t) + (d - \xi e)u(t) - y_{ed}(t) \quad (2.35)$$

Novamente, atribuindo os sobrescritos 0 e 1 aos instantes de tempo t e $t + \Delta t$, respectivamente, (2.35) pode ser escrita mais simplificada como:

$$y_{ed}^1 = (d + \xi e)u^1 + (d - \xi e)u^0 - y_{ed}^0 \quad (2.36)$$

De (2.5), tem-se:

$$y^1 = \sum_l x_l^1 + \sum_k x_k^1 + y_{ed}^1 \quad (2.37)$$

Substituindo (2.13), (2.33) e (2.36) em (2.37), obtém-se:

$$y^1 = \left(\sum_l B_l + 2 \sum_k E_k + d + \xi e \right) u^1 + \left(\sum_l B_l + 2 \sum_k E_k + d - \xi e \right) u^0 + \sum_l A_l x_l^0 + 2 \sum_k \left(C_k \bar{x}_{Re_k}^0 - D_k \bar{x}_{Im_k}^0 \right) - y_{ed}^0 \quad (2.38)$$

Definindo

$$\Psi = \sum_l B_l + 2 \sum_k E_k + d \quad (2.39)$$

a Equação (2.38) pode ser reescrita mais compactamente como:

$$y^1 = (\Psi + \xi e) u^1 + (\Psi - \xi e) u^0 + \sum_l A_l x_l^0 + 2 \sum_k \left(C_k \bar{x}_{Re_k}^0 - D_k \bar{x}_{Im_k}^0 \right) - y_{ed}^0 \quad (2.40)$$

2.1 Entrada de Tensão e Saída de Corrente - MR de Admitância

No caso da entrada u ser igual a uma tensão v e a saída y igual a uma corrente i , (2.40) pode ser reescrita como:

$$i^1 = (\Psi + \xi e) v^1 + (\Psi - \xi e) v^0 + \sum_l A_l x_l^0 + 2 \sum_k \left(C_k \bar{x}_{Re_k}^0 - D_k \bar{x}_{Im_k}^0 \right) - i_{ed}^0 \quad (2.41)$$

A Equação (2.41) pode ser interpretada como o equivalente de Norton mostrado na Figura 2.1 (também conhecido como modelo de acompanhamento ou modelo companheiro [5]), onde a condutância g e a fonte de corrente I^0 (constituída apenas por termos históricos) são dadas por:

$$g = \Psi + \xi e \quad (2.42)$$

$$I^0 = - \left[(\Psi - \xi e) v^0 + \sum_l A_l x_l^0 + 2 \sum_k \left(C_k \bar{x}_{Re_k}^0 - D_k \bar{x}_{Im_k}^0 \right) - i_{ed}^0 \right] \quad (2.43)$$

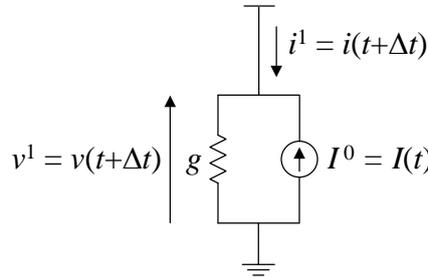


Figura 2.1 - Circuito equivalente de Norton

De acordo com a Figura 2.1, pode-se escrever:

$$i^1 = g v^1 - I^0 \Rightarrow i(t + \Delta t) = g v(t + \Delta t) - I(t) \quad (2.44)$$

2.2 Entrada de Corrente e Saída de Tensão - MR de Impedância

No caso da entrada u ser igual a uma corrente i e a saída y igual a uma tensão v , (2.40) pode ser reescrita como:

$$i^1 = \frac{v^1}{\Psi + \xi e} - \frac{1}{\Psi + \xi e} \left[(\Psi - \xi e) i^0 + \sum_l A_l x_l^0 + 2 \sum_k \left(C_k \bar{x}_{Re_k}^0 - D_k \bar{x}_{Im_k}^0 \right) - v_{ed}^0 \right] \quad (2.45)$$

A Equação (2.45) também pode ser interpretada como o equivalente de Norton mostrado na Figura 2.1, mas, neste caso, a condutância g e a fonte de corrente I^0 (constituída apenas por termos históricos) são dadas por:

$$g = \frac{1}{\Psi + \xi e} \quad (2.46)$$

$$I^0 = g \left[(\Psi - \xi e) i^0 + \sum_l A_l x_l^0 + 2 \sum_k (C_k \bar{x}_{\text{Re}_k}^0 - D_k \bar{x}_{\text{Im}_k}^0) - v_{ed}^0 \right] \quad (2.47)$$

2.3 Equações complementares

Substituindo (2.20) em (2.28), obtém-se:

$$C_k = \Re \left(\frac{\xi + \lambda_k}{\xi - \lambda_k} \right) = \frac{\xi^2 - (\sigma_k^2 + \omega_k^2)}{(\xi - \sigma_k)^2 + \omega_k^2} \quad (2.48)$$

$$D_k = \Im \left(\frac{\xi + \lambda_k}{\xi - \lambda_k} \right) = \frac{2 \omega_k \xi}{(\xi - \sigma_k)^2 + \omega_k^2} \quad (2.49)$$

Substituindo (2.20) e (2.21) em (2.29), obtém-se:

$$E_k = \Re \left(\frac{R_k}{\xi - \lambda_k} \right) = \frac{R_{\text{Re}_k} (\xi - \sigma_k) - R_{\text{Im}_k} \omega_k}{(\xi - \sigma_k)^2 + \omega_k^2} \quad (2.50)$$

$$F_k = \Im \left(\frac{R_k}{\xi - \lambda_k} \right) = \frac{R_{\text{Re}_k} \omega_k + R_{\text{Im}_k} (\xi - \sigma_k)}{(\xi - \sigma_k)^2 + \omega_k^2} \quad (2.51)$$

3.0 - RESULTADOS

Para testar a implementação do equivalente de Norton, mostrado na Figura 2.1, no ATP por meio da ferramenta MODELS, utilizou-se o sistema teste simples de cinco barras mostrado na Figura 3.1 (a). Este sistema é uma ampliação do sistema de três barras apresentado em [6], feita pela conexão dos sistemas mostrados na Figura 3.1 (b) e Figura 3.1 (c). Os valores dos componentes do sistema mostrado na Figura 3.1 (b) são iguais aos de seus correspondentes mostrados na Figura 3.1 (c) que, por sua vez, são iguais aos valores originais do sistema de três barras.

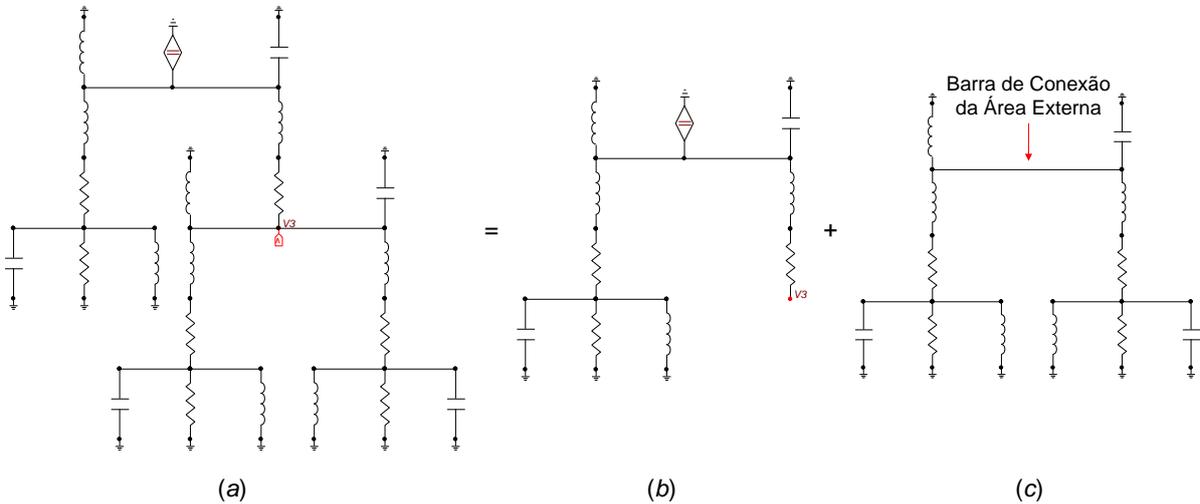


Figura 3.1 - Sistema teste de cinco barras

Nesta implementação, o sistema mostrado na Figura 3.1 (b) será mantido íntegro (área de estudos) e o mostrado na Figura 3.1 (c) será substituído pelo equivalente de Norton (área externa).

Os polos e resíduos associados da admitância própria da barra de conexão da área externa isolada (MR de admitância da área externa) estão mostrados na Tabela 3.1, sendo os valores dos termos e e d iguais a 2.39×10^{-5} e 0, respectivamente. Por outro lado, os polos e resíduos associados da impedância própria da barra

de conexão da área externa isolada (MR de impedância da área externa) estão apresentados na Tabela 3.2, sendo os valores dos termos e e d nulos.

Uma vez que a área externa possui apenas componentes de parâmetros concentrados, a mesma foi facilmente modelada por sistemas descritores [6]. Esta formulação permite a utilização do método QZ [7] para o cálculo exato (dentro da precisão da aritmética finita) dos polos e resíduos. Deve-se observar que se a área externa possuir componentes de parâmetros distribuídos (i.e. linhas de transmissão - LTs), que é a situação de maior interesse prático, o método QZ não é aplicável. Neste caso, os métodos descritos em [1], [2] ou [3] poderiam ser utilizados. Deve-se observar que a aplicação do VF [2] às respostas em frequência da admitância e impedância próprias da barra de conexão de área externa produziu valores muito próximos aos apresentados na Tabela 3.1 e Tabela 3.2, respectivamente.

Na Figura 3.2 está mostrado o circuito da área de estudos conectada à área externa representada pela MODELS (type-94 Norton component). Ambos os equivalentes de Norton dos MRs de admitância e de impedância foram implementados nesta linguagem. As respostas de tensão na barra de conexão (indicada como $V3$) do sistema modelado convencionalmente, mostrado na Figura 3.1 (a), e do sistema com a área externa modelada pelos equivalentes de Norton dos MRs de admitância e de impedância, mostrado na Figura 3.2, estão apresentadas na Figura 3.3, sendo as três curvas visualmente coincidentes. Estas respostas são devidas a um degrau de 1 A aplicado pela fonte de corrente mostrada nestas figuras.

Tabela 3.1 - Polos e resíduos associados do MR de admitância da área externa

Polos	Resíduos
$-804.434251993978 \pm j3550.61885351934$	$50.4068078617104 \mp j10.7321081794713$
$-338.520512682448 \pm j2670.92047917551$	$41.1030087390907 \mp j4.48279363010448$
0	124.998712990482
-1.00908344307371	1.82748937188682
-1.05487476213233	2.28068590719615

Tabela 3.2 - Polos e resíduos associados do MR de impedância da área externa

Polos	Resíduos
$-345.88480703949 \pm j4535.65834674007$	$11658.6394390407 \mp j3717.38798953217$
$-507.003088494858 \pm j3069.12931700367$	$1362.78139937112 \pm j2115.05556146725$
$-290.083330514519 \pm j1583.59473046325$	$7899.08138142322 \pm j 2118.31367036637$
-0.989144429101846	-0.000190390971331472
-1.04189103122054	$-6.51803366407657 \times 10^{-5}$

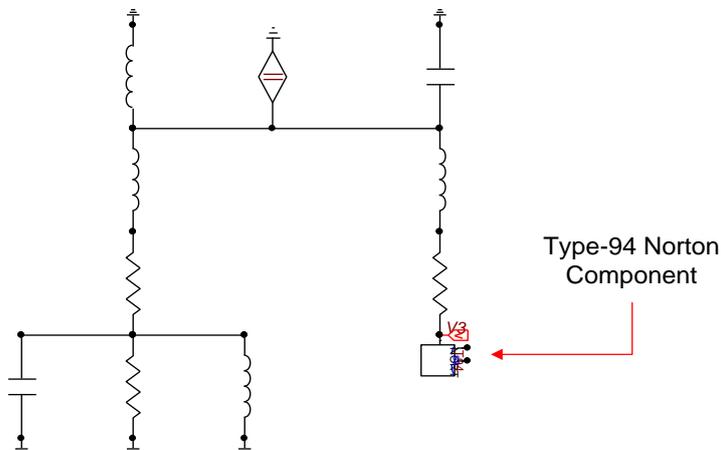


Figura 3.2 - Circuito da área de estudos conectada à área externa modelada pela MODELS (type-94 Norton component)

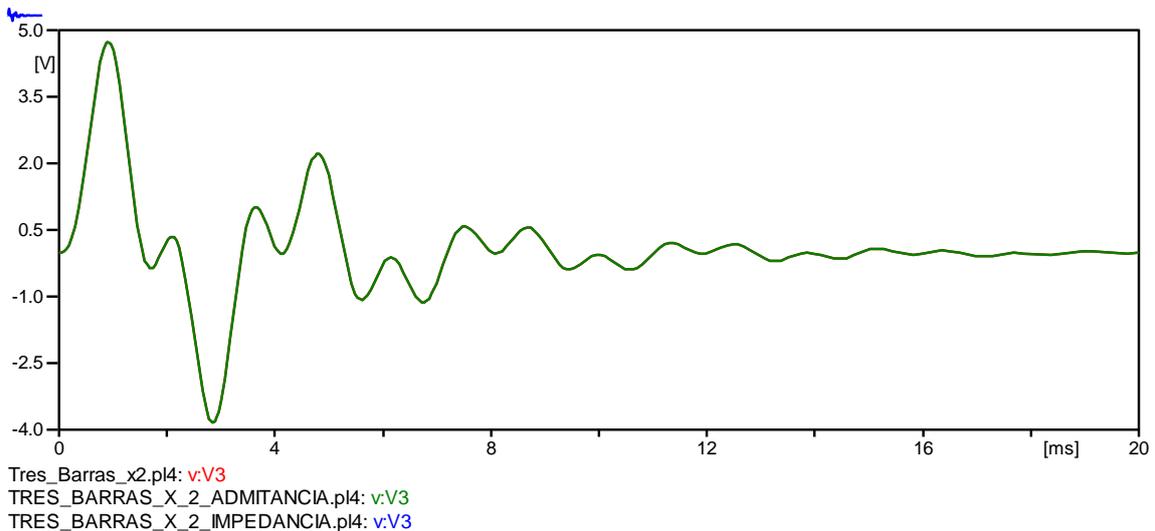


Figura 3.3 - Respostas do sistema de cinco barras modelado convencionalmente (curva vermelha) e com a área externa representada pelo equivalentes de Norton dos MRs de admitância (curva verde) e de impedância (curva azul)

Como o objetivo das simulações realizadas foi o de comprovar a precisão do método proposto, utilizaram-se todos os polos e resíduos associados dos MRs de admitância e impedância. No entanto, na prática, apenas os polos dominantes (polos associados a resíduos de elevado módulo) são utilizados (modelo reduzido). Para o caso exemplo utilizado, os polos reais -1.00908344307371 e -1.05487476213233 do MR de admitância e os polos -0.989144429101846 e -1.04189103122054 do MR de impedância poderiam ser desprezados sem prejuízos à precisão das simulações. Deve-se observar que sistemas contendo LTs modeladas por parâmetros distribuídos possuem um número infinito de polos (sistemas infinitos), mas apenas os polos mais dominantes necessitam ser utilizados [1] na construção dos MRs (MRs de ordem reduzida).

4.0 - CONCLUSÃO

Neste trabalho é proposto um método para a representação de MRs de admitância e de impedância no programa ATP. MRs são de fundamental importância para a construção de equivalentes de redes elétricas de alta fidelidade. Apesar desta importância, existem poucos trabalhos descrevendo como construir equivalentes eletromagnéticos, a partir dos MRs, em programas de simulação de transitórios eletromagnéticos. Na referência [8] está o mais importante e completo destes trabalhos. Ao contrário do método proposto, o descrito em [8] utiliza uma formulação matricial, baseada na realização de estados do MR. Uma vez que a linguagem MODELS, disponibilizada no ATP, não lida diretamente com matrizes [9], o método proposto, além de mais simples, é mais adequado à sua utilização.

Atualmente, o método proposto é aplicável apenas a equivalentes mono-barras, ou seja, quando as áreas de interesse e externa são conectadas apenas por uma barra (FTs SISO). Julga-se, no entanto, que este método possa ser generalização para ser aplicado, também, a equivalentes de redes multi-barras (FTs MIMO). Após esta generalização, pretende-se implementar este método no programa HarmZs do CEPEL (para estudo do comportamento harmônico e análise modal de redes elétricas), tornando-o, também, uma ferramenta complementar importante para estudos de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos de potência de grande porte.

5.0 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Sergio Luis Varricchio, Francisco Damasceno Freitas, Nelson Martins, and Franklin Clement Véliz "Computation of Dominant Poles and Residue Matrices for Multivariable Transfer Functions of Infinite Power System Models", IEEE Transactions on Power Systems, vol. 30, no. 3, May 2015.
- [2] Bjørn Gustavsen and Adam Semlyen, "Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, no. 3, July 1999.
- [3] Taku Noda, "Identification of a Multiphase Network Equivalent for Electromagnetic Transient Calculations Using Partitioned Frequency Response", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 2, April 2005.
- [4] Stefano Grivet-Talocia and Bjørn Gustavsen, "Black-box Macromodeling and its EMC Applications", IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine – Volume 5 – Quarter 3, 2016.
- [5] Alécio B. Fernandes e Antonio C. S. Lima, "Elaboração de Modelos Definidos pelo Usuário no ATP", XXI SNTPEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Florianópolis, SC, de 23 a 26 de Outubro de 2011.

- [6] S. L. Varricchio, N. Martins, and L. T. G. Lima, "A Newton-Raphson Method Based on Eigenvalue Sensitivities to Improve Harmonic Voltage Performance", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, no. 1, January 2003, pp. 334-342.
- [7] G. H. Golub and C. F. Van Loan, Matrix Computations, 3rd ed. Baltimore, MD: Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [8] Bjørn Gustavsen and H. M. Jeewantha De Silva, "Inclusion of Rational Models in an Electromagnetic Transients Program: Y-Parameters, Z-Parameters, S-Parameters, Transfer Functions", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 2, April 2013.
- [9] H. K. Høidalen, A. H. Soloot: "Cable modelling in ATP – from NODA to TYPE94", Proc. EMTP Users Group meeting, Helsinki, Finland, Aug. 16-17, 2010.

6.0 - DADOS BIOGRÁFICOS



Sergio Luis Varricchio possui graduação (1987), mestrado (1994) e doutorado (2015) em Engenharia Elétrica pela Universidade Católica de Petrópolis (UCP), Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) e Universidade de Brasília (UnB), respectivamente. De 1987 a 1989 trabalhou na consultora Fluxo Engenharia, desenvolvendo programas computacionais e sistemas de aterramento para subestações. De 1988 a 1989 e de 1998 a 1999 foi docente em Teoria Eletromagnética na UCP. Desde 1989 trabalha no Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL) como pesquisador e gerente de projetos, tendo sido o idealizador do programa computacional HarmZs para estudos de comportamento harmônico e análise modal de redes elétricas, largamente utilizado no setor elétrico brasileiro. Suas áreas de interesse incluem qualidade de energia, transitórios eletromagnéticos e redução da ordem de modelos. É Senior Member do IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) e Membro do CIGRÉ (International Council on Large Electric Systems). De 2008 a 2009 foi presidente do Capítulo de Potência do IEEE Power & Energy, Seção Rio de Janeiro. Recebeu Menção Honrosa do Prêmio Capes de Tese 2016 da área de ENGENHARIAS IV e o Prêmio UnB de Dissertação e Tese 2016.