

Equivalentes Trifásicos Utilizando Modelos Racionais e Dados de Componentes Simétricas no ATP – Resultados de Redes com Parâmetros Concentrados

Thomas Moreira Campello* Sergio Luis Varricchio**
 Glauco Nery Taranto***

*COPPE/UFRJ, CEPEL, Rio de Janeiro, Brasil
 (Tel: 021 2598-6198; e-mail: thomasmcampello@gmail.com)

**CEPEL, Rio de Janeiro, Brasil (e-mail: slv@cepel.br)

***COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil (e-mail: tarang@coep.ufrj.br)

Abstract: The use of Frequency Dependent Network Equivalents (FDNEs) is of fundamental importance to carry out electromagnetic transient studies in large-scale power systems, regarding high precision and acceptable computation time. Therefore, this paper proposes a methodology to build three-phase equivalents using rational models and symmetric component data in the ATP (Alternative Transients Program). The proposal is a generalization of the method presented in (Campello, et al., 2018; Campello, 2018; Campello, et al., 2020) to build multiport FDNEs only for positive sequence.

Resumo: O uso de Equivalentes de Redes Dependentes da Frequência (Frequency Dependent Network Equivalents - FDNEs) é de fundamental importância para a realização de estudos de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência de grande porte, no que diz respeito à alta precisão e ao tempo de computação aceitável. Portanto, este artigo propõe uma metodologia para construção de equivalentes trifásicos utilizando modelos racionais e dados de componentes simétricas no ATP (Alternative Transients Program). A proposição é uma generalização do método apresentado em (Campello, et al., 2018; Campello, 2018; Campello, et al., 2020), para construção de FDNEs multiportas somente para a sequência positiva.

Keywords: Rational models; Three-phase Frequency Dependent Network Equivalents; Clark transformation; Alternative Transients Program (ATP); Symmetrical components.

Palavras-chaves: Modelos racionais; Equivalentes de redes dependentes da frequência trifásicos; Transformação de Clark; Alternative Transients Program (ATP); Componentes simétricas.

1. INTRODUÇÃO

Em geral, bancos de dados de redes elétricas (sistemas) de grande porte para estudos de transitórios eletromagnéticos não estão disponíveis. Portanto, é necessário tempo para a obtenção dos dados e modelagem da rede em um programa de simulação de transitórios eletromagnéticos. Além disto, ainda existe o consumo de tempo devido ao esforço computacional envolvido nas simulações de um sistema de grande porte.

Dessa forma, é conveniente fazer a separação da rede elétrica em duas subáreas. A primeira é a área de estudos ou de interesse, onde se deseja investigar o seu comportamento diante de determinados fenômenos elétricos, que deve ser modelada em detalhes. A segunda é composta pelo restante do sistema (área externa), que pode ser representada por equivalentes construídos utilizando informações provenientes de bancos de dados de fluxo de potência e de curto-circuito, estes sim comumente disponibilizados.

Assim, uma das principais razões para utilizar equivalentes é a redução dos tempos citados anteriormente. De fato, dependendo da dimensão do sistema a ser analisado, o uso de equivalentes é a única maneira viável de conduzir os estudos, principalmente em simulações em tempo real (Lin, et al., 2007).

O equivalente comumente utilizado é formado pelas impedâncias nodais próprias e de transferência vistas das barras de fronteira (barras que conectam a área externa à de estudo), calculadas apenas para a frequência fundamental do sistema (impedâncias de curto-circuito). Desta forma, as características da área externa em outras frequências são perdidas, o que pode implicar em erros graves em análises posteriores (Campello, et al., 2018; Campello, 2018; Campello, et al., 2020; Varricchio, 2017). Portanto, o uso de equivalentes de redes dependentes da frequência (FDNEs, *Frequency Dependent Network Equivalent*, em inglês) tem importância fundamental para a realização desses estudos de maneira precisa e confiável.

Os FDNEs possuem fidelidade (qualidade) maior do que os de frequência fundamental, pois preservam as características da área externa para uma ampla faixa de frequências. Existem diversas abordagens para a construção destes equivalentes. Dentre as opções, os Modelos Racionais (MRs), ou seja, modelos baseados nos polos dominantes e resíduos associados das funções de transferência (FTs) de interesse (normalmente as admitâncias próprias e de transferência vistas das barras de fronteira), calculados de maneira exata (Varricchio, et al., 2015) ou aproximada (Gustavsen & Semlyen, 1999; Noda, 2005), têm sido amplamente utilizados para este e outros propósitos

importantes, como explicado em (Grivet-Talocia & Gustavsen, 2016).

Em (Varricchio, 2017) é apresentado um método simples e eficiente para representar MRs no ATP (Prikler & Hoidalén, 2009) utilizando a linguagem *MODELS*, disponibilizada neste programa para que os usuários possam definir seus próprios modelos de componentes de redes elétricas. Porém, este método apresenta apenas a implementação de equivalentes de sequência positiva de sistemas cujas áreas externa e de interesse são conectadas por apenas uma barra (equivalentes monoportas). Em (Campello, et al., 2018; Campello, 2018; Campello, et al., 2020), a metodologia proposta em (Varricchio, 2017) é expandida para construção de equivalentes de sequência positiva de sistemas cujas áreas externa e de interesse são conectadas por diversas barras (equivalentes multiportas).

Neste trabalho, a generalização da metodologia apresentada em (Campello, et al., 2018; Campello, 2018; Campello, et al., 2020) é expandida pela inclusão de MRs de sequência negativa e zero na formulação matemática. Portanto, com esta nova generalização da metodologia iniciada em (Varricchio, 2017), é possível a construção de FDNEs multiportas trifásicos, permitindo a simulação de eventos desequilibrados como, por exemplo, curtos-circuitos monofásicos. O equivalente trifásico é testado em uma rede de transmissão de pequeno porte (sistema teste). Os resultados obtidos, utilizando o equivalente proposto, foram comparados com os do equivalente de frequência fundamental e do sistema completo, modelado utilizando a formulação descritora (Varricchio, et al., 2015; Varricchio, 2015; Gomes Jr, et al., 2006). Nesta formulação, as LTs devem ser modeladas por cascatas de circuitos RLC-PI. Cabe ressaltar que as áreas de estudo e externa do sistema teste são conectadas por apenas uma barra (barra de fronteira). Porém, não existe restrições para a aplicação da metodologia descrita nos itens a seguir à equivalentes multiportas.

2. MODELAGEM MATEMÁTICA DE MODELOS RACIONAIS MULTIPORTAS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Os MRs multiportas no domínio do tempo, utilizando os polos e resíduos associados, são matematicamente modelados partindo da relação entre o vetor de entradas $\mathbf{u}(s) \in \mathbb{C}$ e o vetor de saídas $\mathbf{y}(s) \in \mathbb{C}$, que é definida pela matriz de FTs $\mathbf{H}(s) \in \mathbb{C}$:

$$\mathbf{y}(s) = \mathbf{H}(s)\mathbf{u}(s) \quad (1)$$

Utilizando notação matricial, (1) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots & H_{1n} \\ H_{21} & H_{22} & \cdots & H_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n1} & H_{n2} & \cdots & H_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} \quad (2)$$

No caso de equivalentes de redes elétricas, a matriz $\mathbf{H}(s)$ deve ser quadrada, de dimensão $n \times n$, onde n é o número

de barras de fronteira. De acordo com (2), cada elemento de $\mathbf{y}(s)$ pode ser escrito como:

$$y_k(s) = \sum_{j=1}^n H_{kj}(s)u_j(s) \quad (3)$$

onde $1 \leq (k, j) \leq n$ representam o par linha e coluna que o elemento ocupa. Note que k se relaciona diretamente com a saída e j com a entrada dada no sistema.

Os elementos da matriz $\mathbf{H}(s)$ podem ser descritos na forma de frações parciais da seguinte forma:

$$H_{kj} = \sum_l \frac{R_{kjl}}{s - \lambda_l} + \sum_m \left(\frac{R_{kjm}}{s - \lambda_m} + \frac{R_{kjm}^*}{s - \lambda_m^*} \right) + e_{kj}s + d_{kj} \quad (4)$$

sendo elementos próprios quando $k = j$ e de transferência quando $k \neq j$. O subscrito l pertence ao conjunto de índices dos n_R polos dominantes reais λ_l e de seus resíduos associados R_{kjl} . Por outro lado, o subscrito m pertence ao conjunto dos índices dos n_C pares de polos dominantes complexos conjugados λ_m, λ_m^* e de seus resíduos associados R_{kjm}, R_{kjm}^* . Note, portanto, que $l \neq m$. Os símbolos e e d denotam números reais. Substituindo (4) em (3), obtém-se:

$$y_k = \sum_{j=1}^n \left[\sum_l \frac{R_{kjl}}{s - \lambda_l} u_j + \sum_m \left(\frac{R_{kjm}}{s - \lambda_m} + \frac{R_{kjm}^*}{s - \lambda_m^*} \right) u_j + (e_{kj}s + d_{kj})u_j \right] \quad (5)$$

Os estados do sistema podem ser definidos por:

$$x_{kjl}(s) = \frac{R_{kjl}}{s - \lambda_l} u_j(s) \quad (6)$$

$$x_{kjm}(s) = \left(\frac{R_{kjm}}{s - \lambda_m} + \frac{R_{kjm}^*}{s - \lambda_m^*} \right) u_j(s) \quad (7)$$

sendo x_{kjl} e x_{kjm} estados que correspondem a polos e resíduos associados reais e complexos conjugados, respectivamente, considerando a entrada j e a saída k . Para esse sistema, tem-se $n^2 \times n_R$ estados correspondentes aos polos reais e $n^2 \times n_C$ correspondentes aos polos complexos conjugados. Existem, ainda, $n \times n$ contribuições devidas aos termos e_{kj} e d_{kj} , dadas por:

$$z_{kj}(s) = (e_{kj}s + d_{kj})u_j(s) \quad (8)$$

Substituindo (6), (7) e (8) em (5) e aplicando a transformada inversa de Laplace ao resultado, obtém-se:

$$y_k(t) = \sum_{j=1}^n \left[\sum_l x_{kjl}(t) + \sum_m x_{kjm}(t) + z_{kj}(t) \right] \quad (9)$$

Em (Varricchio, 2017) é mostrado que:

$$x_{kjm}(t) = 2 \Re\{\bar{x}_{kjm}(t)\} \quad (10)$$

onde $\Re\{\cdot\}$ denota a parte real de uma grandeza complexa e:

$$\bar{x}_{kjm}(s) = \frac{R_{kjm}}{s - \lambda_m} u_j(s) \quad (11)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace e a integração trapezoidal de $(t - \Delta t)$ até t à (6), (8) e (11), e substituindo os resultados em (9), obtêm-se:

$$\begin{aligned} y_k^{(1)} = & (\Psi_{kk} + \xi e_{kk}) u_k^{(1)} \\ & + \left[(\Psi_{kk} - \xi e_{kk}) u_k^{(0)} + \sum_l A_l x_{kkl}^{(0)} \right. \\ & + 2 \sum_m \left(C_m \bar{x}_{Re_{kkm}}^{(0)} - D_m \bar{x}_{Im_{kkm}}^{(0)} \right) - z_{kk}^{(0)} \left. \right] \\ & + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^n (\Psi_{kj} + \xi e_{kj}) u_j^{(1)} \\ & + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^n \left[(\Psi_{kj} - \xi e_{kj}) u_j^{(0)} + \sum_l A_l x_{kjl}^{(0)} \right. \\ & \left. + 2 \sum_m \left(C_m \bar{x}_{Re_{kjm}}^{(0)} - D_m \bar{x}_{Im_{kjm}}^{(0)} \right) - z_{kj}^{(0)} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

onde:

$$\Psi_{kj} = \sum_l B_{kjl} + 2 \sum_m E_{kjm} + d_{kj} \quad (13)$$

$$B_{kjl} = \frac{R_{kjl}}{\xi - \lambda_l} \quad (14)$$

$$E_{kjm} = \frac{R_{Re_{kjm}}(\xi - \sigma_m) - R_{Im_{kjm}} \omega_m}{(\xi - \sigma_m)^2 + \omega_m^2} \quad (15)$$

$$\xi = \frac{2}{\Delta t} \quad (16)$$

$$A_l = \frac{\xi + \lambda_l}{\xi - \lambda_l} \quad (17)$$

$$C_m = \frac{\xi^2 - (\sigma_m^2 + \omega_m^2)}{(\xi - \sigma_m)^2 + \omega_m^2} \quad (18)$$

$$D_m = \frac{2 \xi \omega_m}{(\xi - \sigma_m)^2 + \omega_m^2} \quad (19)$$

É atribuído os sobrescritos 0 e 1 aos instantes de tempo $(t - \Delta t)$ e t , respectivamente. Tem-se, ainda, que $\sigma_m = \Re\{\lambda_m\}$, $\omega_m = \Im\{\lambda_m\}$, $R_{Re_{kjm}} = \Re\{R_{kjm}\}$, $R_{Im_{kjm}} = \Im\{R_{kjm}\}$, $\bar{x}_{Re_{kjm}} = \Re\{\bar{x}_{kjm}\}$ e $\bar{x}_{Im_{kjm}} = \Im\{\bar{x}_{kjm}\}$, onde $\Re\{\cdot\}$ foi definido anteriormente e $\Im\{\cdot\}$ denota a parte imaginária de uma grandeza complexa.

As variáveis x_{kjl} , $\bar{x}_{Re_{kjm}}$, $\bar{x}_{Im_{kjm}}$ e z_{kj} são atualizadas a cada passo de integração por:

$$x_{kjl}^{(1)} = \left(\frac{\xi + \lambda_l}{\xi - \lambda_l} \right) x_{kjl}^{(0)} + \left(\frac{R_{kjl}}{\xi - \lambda_l} \right) (u_j^{(1)} + u_j^{(0)}) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \bar{x}_{Re_{kjm}}^{(1)} = & E_{kjm} u_j^{(1)} + C_m \bar{x}_{Re_{kjm}}^{(0)} \\ & - D_m \bar{x}_{Im_{kjm}}^{(0)} + E_{kjm} u_j^{(0)} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \bar{x}_{Im_{kjm}}^{(1)} = & F_{kjm} u_j^{(1)} + C_m \bar{x}_{Im_{kjm}}^{(0)} \\ & + D_m \bar{x}_{Re_{kjm}}^{(0)} + F_{kjm} u_j^{(0)} \end{aligned} \quad (22)$$

$$z_{kj}^{(1)} = (d_{kj} + \xi e_{kj}) u_j^{(1)} + (d_{kj} - \xi e_{kj}) u_j^{(0)} - z_{kj}^{(0)} \quad (23)$$

Em (22), o coeficiente F_{kjm} é dado por:

$$F_{kjm} = \frac{R_{Re_{kjm}} \omega_m - R_{Im_{kjm}} (\xi - \sigma_m)}{(\xi - \sigma_m)^2 + \omega_m^2} \quad (24)$$

Este desenvolvimento matemático (descrito em detalhes em (Campello, et al., 2018; Campello, 2018; Campello, et al., 2020)) mostrou ser possível se determinar a saída de um sistema de n portas no domínio do tempo a partir de seus polos, resíduos associados e do vetor de entradas também no tempo. Em (Varricchio, 2017) é mostrado ser possível, quando se tem apenas uma barra de fronteira (sistemas monoporta), representar MRs de admitância e de impedância no ATP utilizando componentes *type-94 Norton*. Porém, isso não é verdadeiro quando se têm mais de uma barra de fronteira (sistemas multiportas), uma vez que a linguagem *MODELS* do ATP não permite realizar operações matriciais (como a inversão de matrizes), necessárias para a representação de MRs de impedância.

Portanto, ao se utilizar MRs de admitância, onde se tem entradas de tensão ($u_j = v_j$) e saídas de corrente ($y_k = i_k$), ambas nas barras de fronteira da área externa, consegue-se relacionar diretamente o MR a um conjunto de equivalentes de Norton e fontes de correntes dependentes de tensões. Fisicamente, os termos próprios ($k = j$) de (12) podem ser interpretados como sendo equivalentes de Norton ligados à terra, enquanto os termos de transferência ($k \neq j$) representam fontes de corrente dependentes das tensões das demais barras, como mostrado na Figura 1 para a barra k .

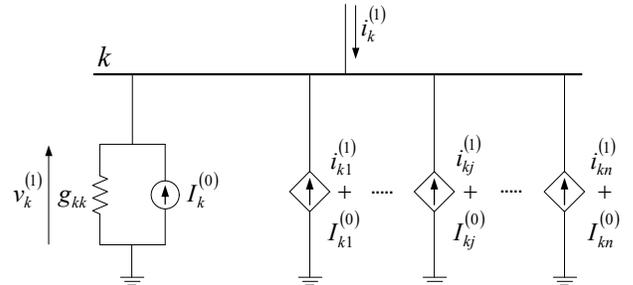


Figura 1 – Representação física do MR para a barra k .

Aplicando a lei de correntes de Kirchoff à barra k , obtém-se:

$$i_k^{(1)} = g_{kk}v_k^{(1)} - I_k^{(0)} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^n (i_{kj}^{(1)} + I_{kj}^{(0)}) \quad (25)$$

Para que (25) seja equivalente à (12), deve-se ter:

$$g_{kk} = \Psi_{kk} + \xi e_{kk} \quad (26)$$

$$g_{kj} = \Psi_{kj} + \xi e_{kj} \quad (27)$$

$$I_k^{(0)} = - \left[(\Psi_{kk} - \xi e_{kk})v_k^{(0)} + \sum_l A_l x_{kkl}^{(0)} + 2 \sum_m (C_m \bar{x}_{Re_{kkm}}^{(0)} - D_m \bar{x}_{Im_{kkm}}^{(0)}) - Z_{kk}^{(0)} \right] \quad (28)$$

$$i_{kj}^{(1)} = -g_{kj}v_j^{(1)} \quad (29)$$

$$I_{kj}^{(0)} = - \left[(\Psi_{kj} - \xi e_{kj})v_j^{(0)} + \sum_l A_l x_{kjl}^{(0)} + 2 \sum_m (C_m \bar{x}_{Re_{kjm}}^{(0)} - D_m \bar{x}_{Im_{kjm}}^{(0)}) - Z_{kj}^{(0)} \right] \quad (30)$$

3. CONSTRUÇÃO DE EQUIVALENTES DEPENDENTES DA FREQUÊNCIA TRIFÁSICOS

Para construção do FDNE proposto de uma determinada área externa a partir de MRs deve-se, primeiro, considerar essa área inativa, ou seja, com todas suas fontes de tensão e corrente anuladas (fontes de tensão curto-circuitadas e fontes de corrente em circuito aberto) (Close, 1966) e, então, conectar fontes ideais de tensão ou corrente nas barras de fronteira para traçar as respostas em frequência de admitância ou impedância, respectivamente, vista destas barras e, assim, calcular os MRs das curvas encontradas, como exemplificado na Figura 2 para respostas em frequência de admitância.

Estas respostas em frequência devem ser obtidas para os circuitos de sequência positiva (supostamente igual ao de sequência negativa) e zero, obtidos dos bancos de dados de fluxo de potência e de curto-circuito.

Desta forma, as matrizes \mathbf{H}_0 , \mathbf{H}_+ e \mathbf{H}_- , similares à matriz \mathbf{H} de (2), que relacionam entradas e saídas, são obtidas para as seqüências zero, positiva e negativa, respectivamente. Um fato importante que deve ser observado é que os circuitos de componentes simétricas (Barthold, et al., 1983; Anderson, 1973) são iguais aos circuitos de componentes de Clark (0, α e β) (Clarke, 1950; Barthold, et al., 1983). Esta igualdade se deve ao fato de que estas transformações desacoplam o sistema original em uma parcela homopolar (seqüência zero) e duas não-homopolares (seqüências positiva e

negativa, em componentes simétricas, ou componentes α e β , na transformação de Clarke).

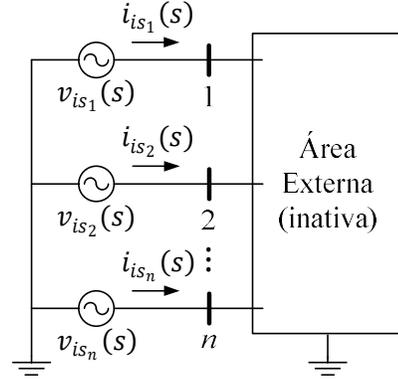


Figura 2 – Área externa inativa com aplicação de fontes de tensão e medição de corrente em todas as barras de fronteira.

Portanto, a interface entre as grandezas desacopladas (monofásicas), provenientes do equivalente, e as grandezas trifásicas, provenientes da área de estudos, pode ser feita utilizando uma transformação real ao invés de uma complexa, o que facilita bastante a implementação destes equivalentes no ATP. A matriz de transformação racionalizada para as componentes 0, α e β é dada por:

$$\mathbf{T}_{0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (31)$$

Utilizando os MRs de admitância para que o equivalente multiporta possa ser implementado no ATP, como ressaltado no Item 2, deve-se, primeiramente, medir as tensões de fase para cada barra de fronteira k , representadas pelo vetor:

$$\mathbf{v}_{k,abc}^{(1)} = \begin{bmatrix} v_{k,a}^{(1)} \\ v_{k,b}^{(1)} \\ v_{k,c}^{(1)} \end{bmatrix} \quad (32)$$

A seguir, é necessário fazer a seguinte transformação:

$$\mathbf{v}_{k,0\alpha\beta}^{(1)} = \begin{bmatrix} v_{k,0}^{(1)} \\ v_{k,\alpha}^{(1)} \\ v_{k,\beta}^{(1)} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{0\alpha\beta}^{-1} \mathbf{v}_{k,abc}^{(1)} \quad (33)$$

Utilizando $\mathbf{v}_{k,0\alpha\beta}^{(1)}$ e $\mathbf{v}_{k,0\alpha\beta}^{(0)}$ (armazenado no passo de integração anterior) como entradas em (28) e (30) (uma componente por vez), obtém-se como saídas as correntes $\mathbf{I}_{k,0\alpha\beta}^{(0)}$ e $\mathbf{I}_{kj,0\alpha\beta}^{(0)}$, respectivamente, cujos formatos são

4. RESULTADOS

análogos ao apresentado em (33). Note que estas correntes são calculadas pela *MODELS* na solução do equivalente e, por este motivo, em componentes de Clark. Por outro lado, as correntes $i_{kj}^{(1)}$ e $i_k^{(1)}$ (ver (29) e (25)) são calculadas pelo ATP juntamente com a solução da área de estudos e, por este motivo, em componentes de fase. Considerando, primeiramente, a obtenção da contraparte trifásica $i_{kj,abc}^{(1)}$ da corrente $i_{kj}^{(1)}$ (ver (29)), é necessário se determinar a matriz $\bar{\mathbf{G}}_{kj,abc}$ de condutâncias primitivas conectadas entre as fases das barras k e j :

$$\bar{\mathbf{G}}_{kj,abc} = \begin{bmatrix} \bar{g}_{ka,ja} & \bar{g}_{ka,jb} & \bar{g}_{ka,jc} \\ \bar{g}_{kb,ja} & \bar{g}_{kb,jb} & \bar{g}_{kb,jc} \\ \bar{g}_{kc,ja} & \bar{g}_{kc,jb} & \bar{g}_{kc,jc} \end{bmatrix} \quad (34)$$

sendo $\bar{g}_{kx,jy}$ a condutância primitiva conectada entre a fase $x = a, b, c$ da barra k e a fase $y = a, b, c$ da barra j .

Considerando a área externa como um sistema equilibrado, esta matriz possuirá o seguinte aspecto:

$$\bar{\mathbf{G}}_{kj,abc} = \begin{bmatrix} \bar{g}_{kj,s} & \bar{g}_{kj,m} & \bar{g}_{kj,m} \\ \bar{g}_{kj,m} & \bar{g}_{kj,s} & \bar{g}_{kj,m} \\ \bar{g}_{kj,m} & \bar{g}_{kj,m} & \bar{g}_{kj,s} \end{bmatrix} \quad (35)$$

A matriz $\bar{\mathbf{G}}_{kj,abc}$ é obtida a partir da matriz de condutância nodal de transferência entre as barras k e j , dada por:

$$\mathbf{G}_{kj,abc} = \mathbf{T}_{0\alpha\beta} \mathbf{G}_{kj,0\alpha\beta} \mathbf{T}_{0\alpha\beta}^{-1} \quad (36)$$

onde:

$$\mathbf{G}_{kj,0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} g_{kj,0} & 0 & 0 \\ 0 & g_{kj,\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & g_{kj,\beta} \end{bmatrix} \quad (37)$$

Sendo $g_{kj,\beta} = g_{kj,\alpha}$ devido à hipótese da área externa ser um sistema equilibrado. Considerando as leis de formação de uma matriz de condutância nodal, a partir das condutâncias primitivas, obtém-se facilmente:

$$\bar{g}_{kj,s} = g_{kj,0} \quad (38)$$

e

$$\bar{g}_{kj,m} = \frac{g_{kj,\alpha} - g_{kj,0}}{3} \quad (39)$$

Considerando, agora, a obtenção da contraparte trifásica $i_{kk,abc}^{(1)}$ da corrente $i_{kk}^{(1)}$ (ver (25)), é necessário se determinar, além da matriz $\bar{\mathbf{G}}_{kk,abc}$ de condutâncias primitivas conectadas entre as fases da barras k e $i_{kj,abc}^{(1)}$ (calculada utilizando $\bar{\mathbf{G}}_{kj,abc}$), $\mathbf{I}_{k,0\alpha\beta}^{(0)}$ e $\mathbf{I}_{kj,0\alpha\beta}^{(0)}$ em componentes de fase, o que é realizado utilizando (31). Os elementos da matriz $\bar{\mathbf{G}}_{kk,abc}$ são obtidos, simplesmente, fazendo $j = k$ em (38) e (39).

Para testar a metodologia proposta de criação de FDNEs trifásicos, foi utilizada uma modificação do Sistema *Benchmark* de elo de Corrente Contínua (CC) de 14 barras, proposto em (Almeida, et al., 2014) e também utilizado em (Gomes Jr, et al., 2019), onde as linhas CC são substituídas por três linhas de corrente alternada em paralelo. O sistema modificado (teste) está mostrado na Figura 3. Nesta simulação, a área externa está mostrada em vermelho, a área de estudos em preto e a barra de fronteira em azul. O sistema foi modelado no ATP e o equivalente proposto foi implementado utilizando o componente *MODELS type-94 Norton*.

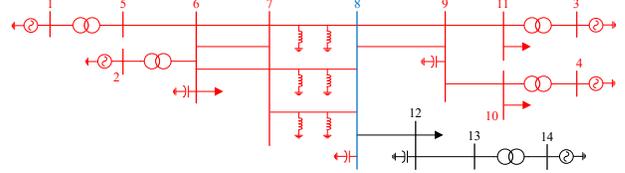


Figura 3 – Sistema teste de 14 barras.

Utilizou-se apenas modelos de parâmetros concentrados de sequência positiva, negativa (igual à positiva) e zero, onde cada linha de transmissão (LT) foi representada por quatro circuitos RLC-PI. Embora esta representação não seja adequada para estudos de transitórios eletromagnéticos, ela atende ao objetivo de verificar a exatidão da metodologia proposta, pois permitiu que a área externa fosse modelada por Sistemas Descritores (Varricchio, 2015; Gomes Jr, et al., 2006) e, conseqüentemente, possibilitando o cálculo de todos os polos e resíduos verdadeiros de sua admitância equivalente, necessários para a obtenção de seu MR, computados utilizando o método QZ (Gloub & Loan, 1996). Note que, com este método, não são necessários os traçados de respostas em frequência, como descrito no item 3.

Como já mencionado, o equivalente proposto da área externa foi implementado no ATP utilizando o componente *MODELS type-94 Norton*. Por questões de comparação, esta área foi também representada por um equivalente de 60 Hz (frequência fundamental da rede), implementado no ATP por uma linha RL trifásica idealmente transposta. Note que a utilização deste componente RL é um procedimento comumente adotado neste tipo de estudo. As representações destes equivalentes no ATP estão mostradas na Figura 4.

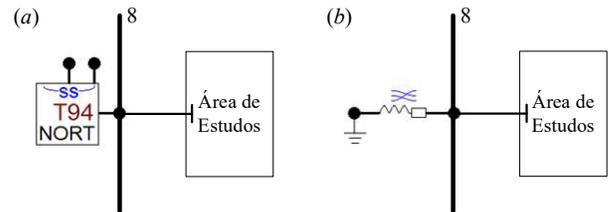


Figura 4 – Representação da área de estudos modelada trifásicamente no ATP, conectada aos equivalentes trifásicos propostos (a) e de frequência fundamental (b).

Na Figura 5 e Figura 6 estão mostradas as curvas da resposta de tensão da fase *a* na barra 8, simuladas no ATP, considerando o sistema completo e a área de estudos conectada aos equivalentes trifásico proposto e de 60 Hz. Estas respostas de tensão são devidas à aplicação, em 0.35 segundos, de um curto-circuito monofásico na fase *a* da barra 13, com sua remoção em 0.41 segundos. Note que as contribuições do equivalente ativo da área externa (fontes de tensão) não estão consideradas nestas respostas. No entanto, em (Campello, et al., 2020) é mostrado como obter, facilmente, sua representação.

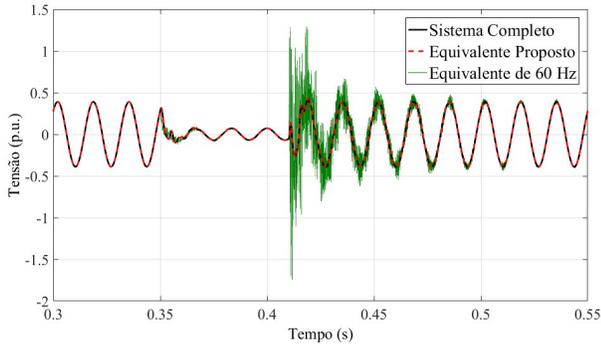


Figura 5 – Respostas de tensão na barra 8 do sistema.

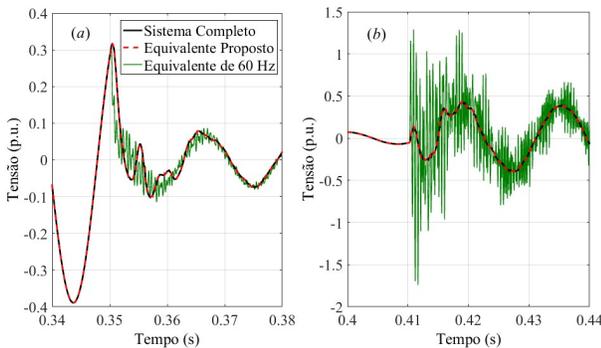


Figura 6 – Ampliação das curvas de tensão mostradas na Figura 5 durante (a) a aplicação do curto-circuito monofásico e (b) durante sua remoção.

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi proposta uma generalização da metodologia para construção de FDNEs multiportas de sequência positiva apresentada em (Campello, et al., 2018; Campello, 2018; Campello, et al., 2020). Esta generalização é feita pela inclusão das seqüências negativa e zero e pela utilização da transformação de Clark, permitindo a construção de FDNEs trifásicos. A metodologia generalizada foi aplicada a um sistema de transmissão de pequeno porte (14 barras) e com apenas uma barra de fronteira, porém, conforme demonstrado em seu desenvolvimento matemático, não há restrições quanto sua aplicação à sistemas multiportas. Os resultados obtidos com o FDNE proposto foram comparados com os do sistema completo e com os do equivalente de 60 Hz. Verificou-se que o FDNE proposto é muito preciso, enquanto o

equivalente de 60 Hz não foi capaz de representar satisfatoriamente o comportamento da área externa. Trabalhos futuros buscarão aplicar a metodologia proposta a sistemas de maior porte e mais complexos, com LTs modeladas por parâmetros distribuídos.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio do CEPEL e da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

- Almeida, L. P. d., Lirio, F. L., Gomes Jr., S. & Luz, G. S., 2014. *Sistema Benchmark no PSCAD e ATP contendo Elo de Corrente Contínua*. Foz do Iguaçu.
- Anderson, P. M., 1973. *Analysis of Faulted Power Systems*. Iowa, Estados Unidos: Iowa State Press.
- Barthold, L. O., Reppen, N. D. & Hedman, D. E., 1983. *Análise de Circuitos de Sistemas de Potência*. Santa Maria, Brasil: Edições UFSM - Série P.T.I.
- Campello, T. M., 2018. *Melhorias do Método de Ajuste Vetorial para Obtenção de Modelos Racionais Multiportas de Baixa Ordem e Representação em Programas de Transitórios Eletromagnéticos*, Rio de Janeiro: Dissertação de Mestrado pela COPPE/UFRJ.
- Campello, T. M., Varricchio, S. L. & Taranto, G. N., 2018. *Representation of Multiport Rational Models in the ATP - Lumped Networks Results*. Niterói.
- Campello, T. M., Varricchio, S. L. & Taranto, G. N., 2020. Representation of Multiport Rational Models in an Electromagnetic Transients Program: Networks with Lumped and Distributed Parameters. *Electric Power System Research*, Volume 178.
- Clarke, E., 1950. *Circuit Analysis of A-C Power Systems. 2 volumes*. Nova York, Estados Unidos: General Electric Co..
- Close, C. M., 1966. *The Analysis of Linear Circuits*. s.l.:Harcourt Brace Jovanovich, Inc.
- Gloub, G. H. & Loan, C. F. V., 1996. *Matriz Computations*. s.l.:Johns Hopkins Univ. Press.
- Gomes Jr, S. et al., 2019. *O novo Programa Computacional ANAHVDC para Simulação dos Múltiplos Elos HVDC do SIN considerando Transitórios Eletromecânicos e Eletromagnéticos*. Belo Horizonte, Brasil.
- Gomes Jr, S. et al., 2006. *Equivalência Entre as Modelagens do PacDyn e HarmZs para Análise de Ressonância Subsíncrona, Ressonâncias de Redes e Harmônicos*. Florianópolis.
- Grivet-Talocia, S. & Gustavsen, B., 2016. Black-Box Macromodeling and its EMC Applications. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, Volume 5.
- Gustavsen, B. & Semlyen, A., 1999. Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Julho, 14(3), pp. 1052 - 1061.
- Lin, X., Gole, A. M. & M. Yu, 2007. *A Wide Band Multi Port Equivalent Method for Real Time Digital Simulators*. Lyon, France.
- Noda, T., 2005. Identification of a Multiphase Network Equivalent for Electromagnetic Transient Calculations Using Partitioned Frequency Response. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(2), pp. 1134-1142.
- Prikler, L. & Hoidalen, H. K., 2009. *ATPDraw Users Manual*.
- Varricchio, S. L., 2015. Modelagem e Análise de Redes Elétricas e Métodos de Redução da Ordem de Modelos Dinâmicos de Baixa e Alta Frequência. *Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UNB*.
- Varricchio, S. L., 2017. *Representação de Modelos Racionais no Programa ATP*. Curitiba.
- Varricchio, S. L., Freitas, F. D., Martins, N. & Véliz, F. C., 2015. Computation of Dominant Poles and Residue Matrices for Multivariable Transfer Functions of Infinite Power System Models. *IEEE Transactions on Power Systems*, Maio, 30(3).