

# INFLUÊNCIA DO MÉTODO DE SINCRONISMO NA ESTABILIDADE DE CONVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS À REDE

André Nicolini, Fernanda Carnielutti, Jorge Massing, Humberto Pinheiro

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria – RS, Brasil

e-mail: andrenicolinee@gmail.com, fernanda.carnielutti@gmail.com, jorgemassing@gmail.com,

humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

**Resumo** – Este artigo realiza a análise da influência do sistema de sincronismo sobre a estabilidade de conversores trifásicos conectados à rede elétrica combinando equações de espaço de estado e funções de transferência matriciais. Fundamentado no método das impedâncias, divide-se o sistema de geração em dois elementos representados por funções de transferência matriciais em eixos síncronos  $dq$ . O primeiro representa a admitância equivalente do conversor, que é obtido ao considerá-lo conectado à uma rede ideal. Neste caso, são considerados as dinâmicas do phase-locked loop (PLL) e do controlador de corrente. O segundo representa a impedância equivalente da rede. O modelo não-linear obtido foi, então, linearizado por perturbações de pequenos sinais. A interconexão entre os dois elementos é realizada em matrizes função de transferência e representada na forma de digrama de blocos. A análise da estabilidade do sistema se dá pela utilização do critério generalizado de Nyquist (GNC). Além disso, o método dos autovalores é utilizado no sistema completo em espaço de estados para elucidar a escolha dos ganhos do PLL. A fim de verificar a análise teórica, resultados de simulação são apresentados, mostrando uma boa correção com a análise matemática no domínio da frequência.

**Palavras-chave** – Conversor trifásico, Critério generalizado de Nyquist, Estabilidade, Linearização, PLL.

## SYNCHRONISM METHOD INFLUENCE ON THREE-PHASE GRID-TIED CONVERTERS STABILITY

**Abstract** – This paper analyzes the influence of the synchronism system on the stability of three-phase grid-tied converters, combining state space equations and matrix transfer functions. Based on the impedance method, the generation system was divided into two elements represented by matrix transfer functions on  $dq$  synchronous axis. The first represents the equivalent admittance of the converter, which is obtained by considering it connected to an ideal grid. Here, the dynamics of the phase-locked loop (PLL) and of the current controller are considered. The second represents the grid equivalent impedance. In addition, the resulting

non-linear model was linearized by the small-signal method. The interconnection between these two elements is performed in transfer function matrices and represented in the block diagram form. The analysis of the stability of the system is given by the use of the Generalized Nyquist Criterion (GNC). Moreover, the eigenvalues method is used in the complete state space system to elucidate the choice of PLL gains. In order to validate the theoretical analysis, simulations results are presented, showing a good agreement with the mathematical analysis in the frequency domain.

**Keywords** – Generalized Nyquist criteria, Linearization, PLL, Stability, Three-phase converter.

## I. INTRODUÇÃO

Sistemas de conversão de energia eólica e fotovoltaica, bem como os novos sistemas de armazenamento de energias são, em sua maioria, conectados à rede elétrica através de conversores alimentados em tensão e controlados em corrente [1], onde um sistema de sincronismo torna possível, por exemplo, o controle da potência ativa e reativa entregue à rede [2]. Devido à rápida penetração destas fontes de energia como recurso de geração distribuída, a interação destes conversores com a rede elétrica tem sido tópico de estudo amplamente discutido na literatura. Em redes elétricas com baixa razão de curto circuito (*short circuit ratio* - SCR) a dinâmica do sistema de sincronismo pode causar impacto negativo na estabilidade [3],[4]. A representação destes conversores conectados a redes fracas com adição da dinâmica do *phase-locked loop*(PLL), sistema de sincronismo usualmente utilizado, é geralmente realizada no domínio  $dq$ . Uma vez que os controladores de corrente podem ser implementados nestes mesmos eixos de referência, o PLL pode ser incorporado naturalmente ao modelo. Entretanto, para sistemas trifásicos desequilibrados, os eixos síncronos apresentam uma oscilação periódica, e nesse caso utiliza-se o método de linearização harmônica [5]. Neste contexto, diversas análises são realizadas na literatura, com o intuito de prever e melhorar a estabilidade dos conversores trifásicos conectados a redes com baixo SCR.

Em [6], através do método da impedância, verifica-se que um inversor conectado à rede permanecerá estável se a relação entre a impedância da rede e a impedância de saída do inversor satisfizer o critério de estabilidade de Nyquist. Em [7], modelos analíticos para impedâncias de sequência positiva e negativa foram propostos para um conversor do tipo fonte de tensão (*voltage source converter* - VSC) trifásico. Os modelos incluíram a dinâmica do PLL, controle de

Artigo submetido em 09/05/2018. Primeira revisão em 26/06/2018. Aceito para publicação em 21/11/2018 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.1.0003>

corrente em eixos estacionários  $abc$  e em eixos síncronos  $dq$ , amortecimento ativo, e atraso de transporte, verificando-se através de resultados experimentais os modelos de impedância e a abordagem geral da análise.

A influência do PLL na admitância de saída dos VSCs monofásicos controlados por corrente com diferentes valores de SCR no ponto de conexão comum (*point of common coupling* - PCC) foi analisada em [8]. Além disso, realizou a mesma análise para um PLL integrador generalizado de segunda ordem (*second order generalized integrator* - SOGI). Resultados de simulação foram apresentados para validação da análise teórica. Verificou-se que o PLL adiciona uma admitância em paralelo com a admitância de saída do inversor, que pode levar a uma oscilação harmônica não intencional de baixa ordem quando em rede fraca.

Uma análise de pequenos sinais em eixos  $dq$  para um VSC trifásico conectado à rede sob diferentes estratégias de controle foi apresentada em [3], onde verifica-se a influência do PLL e do controlador de corrente e potência sobre a impedância do inversor. Esta análise indica que a parcela direta do eixo  $d$  apresenta comportamento incremental de um resistor negativo devido à dinâmica do PLL e da injeção de corrente. Também mostra que um aumento da largura de banda do PLL pode levar o sistema à instabilidade.

Em [4] foi apresentado um método generalizado para conversão do modelo de impedância MIMO  $dq$ , de um VSC trifásico conectado à rede, em um modelo equivalente SISO, considerando-se um controlador de corrente e o PLL. Como resultado, dois tipos de modelos de impedância SISO foram derivados, um deles considerando uma forte relação e simetria entre os eixos  $dq$  (modelo SISO reduzido) e outro foi baseado no modelo de malha fechada do sistema (modelo SISO preciso), mostrando que o segundo modelo tem a mesma condição de estabilidade marginal que o modelo MIMO.

Por outro lado, em [9] foi realizada a análise da estabilidade de um VSC monofásico conectado à rede considerando o sistema de sincronismo e a adição de um controlador feed-forward de tensão. Utilizou-se o método baseado na impedância para estimar a estabilidade do sistema, e melhorar a robustez do controlador *feed-forward*. Uma análise semelhante é realizada para um sistema trifásico em [10], [11].

Em [12] foi apresentada uma abordagem unificadora dos modelos de impedância para análise do efeito do PLL, através da formulação de funções de transferência complexas e vetores espaciais complexos. A equivalência complexa entre os modelos de impedância nos diferentes domínios foi revelada, e o efeito de acoplamento de frequência do PLL e sua implicação na estabilidade do sistema foi identificada em ambos os domínios. Os estudos de caso baseados no modelo de impedância foram validados nas simulações e experimentos no domínio do tempo.

Neste contexto, este artigo combina as abordagens de espaço de estado e funções de transferências matriciais para analisar a influência do sistema de sincronismo em VSCs conectados à rede elétrica. A modelagem do sistema de geração é realizada em eixos síncronos  $dq$  dividido em dois domínios, o domínio da rede e o domínio do conversor. Devido ao fato do método de sincronismo ser não-linear, realiza-se a linearização por perturbações de pequenos sinais

do modelo do conversor. Além disso, fundamentado no método das impedâncias, o sistema de geração é dividido em dois elementos representados em funções de transferência matriciais. O primeiro representa a admitância equivalente do conversor, que é obtida ao considerá-lo conectado à uma rede ideal, incluindo o PLL e o controlador de corrente. O segundo representa a impedância equivalente da rede. A interconexão entre os dois elementos é realizada em matrizes função de transferência e representada na forma de diagrama de blocos. A análise da estabilidade do sistema é realizada através da utilização do GNC sobre o produto da admitância do conversor com a impedância da rede. Assim, poderá inferir-se sobre a influência do sistema de sincronismo na estabilidade de conversores conectados à rede e estimar as condições de estabilidade do sistema. Além disso, através do método dos autovalores, este artigo propõe diretrizes para a escolha dos ganhos do PLL de um conversor trifásico conectado à uma rede fraca. Para validação, resultados de simulação no domínio do tempo em virtual HIL são comparados com os da análise teórica no domínio da frequência.

Este artigo está dividido da seguinte forma: a seção II descreve a modelagem do sistema de geração em espaço de estados e em matrizes função de transferência considerando a malha de controle de corrente e o PLL. Na seção III é realizada a análise de estabilidade deste sistema. Na Seção IV, são apresentados resultados de simulação para comprovar o desenvolvimento teórico apresentado. Por fim, as conclusões são realizadas na Seção V.

## II. MODELAGEM DO SISTEMA

Para analisar o impacto do controlador de corrente em eixos síncronos  $dq$  e do PLL sobre a estabilidade de um VSC trifásico conectado à rede através de filtro L, conforme ilustrado na Figura 1, dois domínios  $dq$  serão definidos, que surgem devido à diferença entre o ângulo verdadeiro da tensão do PCC ( $\theta_r$ ) e o ângulo de sincronismo ( $\theta_{pll}$ ) obtido pelo PLL. Um deles é definido como domínio  $dq$  da rede, e o outro, como domínio  $dq$  do controle. O primeiro é síncrono com o ângulo da tensão de *background* para transformação dos eixos estacionários  $abc$  para os eixos síncronos  $dq$ , enquanto o segundo utiliza o ângulo obtido do PLL através das medidas das tensões de linha no PCC. Em regime permanente, o eixo  $dq$  do controle está alinhado com o eixo  $dq$  da rede no PCC. Entretanto, perturbações na fonte de tensão CA são propagadas através do ângulo de saída do PLL, resultando em uma diferença entre os eixos representada por  $\tilde{\delta}$ , conforme mostra a Figura 2. Como o domínio da rede é síncrono com a tensão de *background*, tem-se um ângulo de carga,  $\Delta\delta$ , entre esta tensão e a do PCC. O domínio do controle está representado pelo sobrescrito 'c', enquanto o da rede está sem sobrescrito.

Feitas estas considerações, o modelo não-linear do conversor incluindo a malha de controle de corrente e o PLL será apresentado. A modelagem é desenvolvida diretamente em eixos síncronos  $dq$ , através da transformação invariante em tensão e corrente de eixos estacionários  $abc$ . A fim de deixar a modelagem compacta, as matrizes que representam o modelo não-linear serão definidas no apêndice. A notação subscrita  $dq$  das matrizes e vetores do modelo será suprimida, pois toda

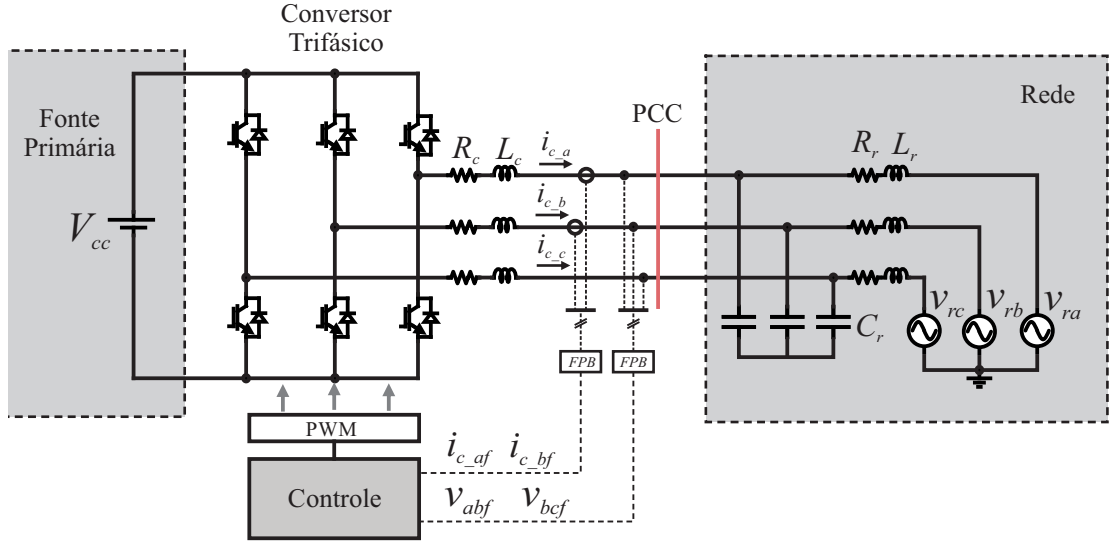


Fig. 1. Conversor trifásico conectado à rede através de filtro L.

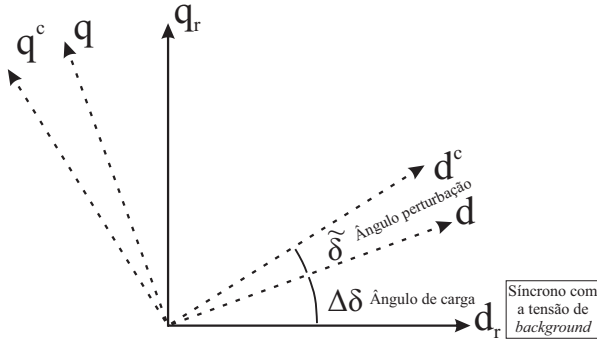


Fig. 2. Eixos no domínio da rede e no domínio do controle.

a modelagem é apresentada nesse sistema de coordenadas.

### A. Modelo Não-Linear

Inicialmente, vamos considerar o modelo do conversor, modelado em espaço de estados no domínio da rede. Uma vez que o PLL é não-linear, torna-se interessante inicialmente realizar a modelagem do sistema em espaço de estados, pois este pode descrever tanto sistemas não-lineares como lineares [13], e é possível obter o ponto de equilíbrio associado a um sistema trifásico equilibrado. Este modelo está dividido em duas partes. A primeira representa o modelo do conversor conectado a uma rede forte, e a segunda, representa o modelo da rede, em que o vetor de corrente do conversor  $\mathbf{i}_c$  e o vetor de tensão  $\mathbf{v}$  fazem o acoplamento entre elas. Tem-se também a restrição de que a tensão no ponto de conexão é igual a tensão sobre o capacitor modelado da rede, ou seja,  $\mathbf{v} = \mathbf{v}_{cr}$ . Assim, pode-se representar, em espaço de estados, o modelo do conversor com filtro L conectado à rede de indutância  $L_r$  e capacitância  $C_r$ , como:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} + \mathbf{F}_1 \mathbf{v} \\ \mathbf{i}_c &= \mathbf{x}_1 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_2 \mathbf{i}_c + \mathbf{F}_2 \mathbf{v}_r \\ \mathbf{v} &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x}_2 \end{aligned} \quad (1)$$

em que  $\mathbf{x}_1 = [i_{cd}, i_{cq}]^T$  é o vetor que contém as correntes do lado conversor no domínio da rede,  $\mathbf{u} = [u_d, u_q]^T$  são as ações de controle,  $\mathbf{x}_2 = [v_{crd}, v_{crq}, i_{rd}, i_{rq}]^T$  são as tensões dos capacitores e as correntes da rede,  $\mathbf{v} = [v_d, v_q]^T$  contém as tensões no ponto de conexão e  $\mathbf{v}_r = [v_{rd}, v_{rq}]^T$  são as tensões de *background* da rede.

As grandezas medidas, corrente do conversor e tensão do PCC, antes de entrar na malha de controle, passam por um filtro *anti-aliasing*, que em  $dq$  no domínio da rede pode ser representado em espaço de estados por:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}}_{cf} &= \mathbf{A}_{if} \mathbf{i}_{cf} + \mathbf{B}_{if} \mathbf{i}_c \\ \dot{\mathbf{v}}_f &= \mathbf{A}_{vf} \mathbf{v}_f + \mathbf{B}_{vf} \mathbf{v}. \end{aligned} \quad (2)$$

A transformação de eixos síncronos no domínio da rede  $dq$  para  $dq$  no domínio do controle é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^c &= \mathbf{T}(\delta) \mathbf{v}_f \\ \mathbf{i}_c^c &= \mathbf{T}(\delta) \mathbf{i}_{cf} \end{aligned} \quad (3)$$

em que  $\delta = \theta_{pll} - \theta_r$ . A matriz transformação  $\mathbf{T}(\delta)$  é:

$$\mathbf{T}(\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Ainda, considerando-se a utilização do PLL em eixos síncronos de referência (*synchronous reference frame* - SRF) com ganho proporcional  $k_{p\_pll}$  e ganho integral  $k_{i\_pll}$ , o seu comportamento dinâmico pode ser representado por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{pll}^c &= v_q^c \\ \dot{\delta} &= k_{i\_pll} x_{pll}^c + k_{p\_pll} v_q^c + \omega_{ref} - \omega_r \end{aligned} \quad (5)$$

em que,  $v_q^c$  é a tensão de quadratura no ponto de conexão,  $x_{pll}$  é o estado do integrador do PI do PLL,  $\omega_{ref}$  é a frequência de referência do PLL e  $\omega_r$  é a frequência da rede no PCC.

Finalmente, o controlador de corrente proporcional-integral (PI) com ganhos  $k_p$  e  $k_i$  pode ser expresso por:

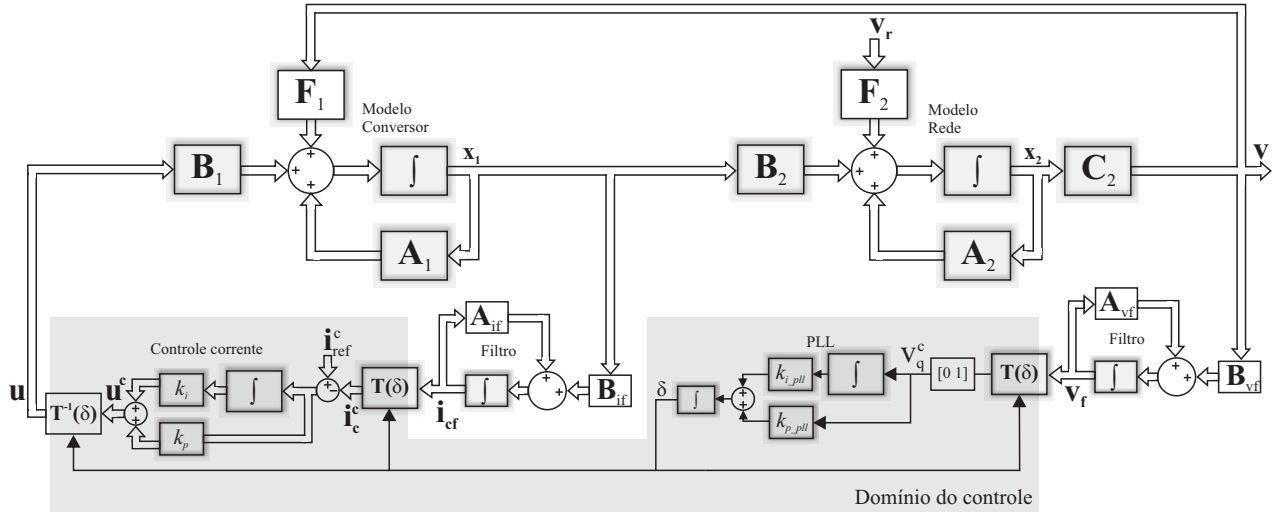


Fig. 3. Representação em diagramas de blocos do conversor trifásico conectado à rede, incluindo o controle de corrente e o PLL.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{ci}^c &= \mathbf{i}_{ref}^c - \mathbf{i}_c^c \\ \mathbf{u}^c &= k_i \mathbf{x}_{ci}^c + k_p (\mathbf{i}_{ref}^c - \mathbf{i}_c^c), \end{aligned} \quad (6)$$

onde o vetor de controle  $\mathbf{u}^c$  deve ser transformado para o domínio da rede, isto é:

$$\mathbf{u} = \mathbf{T}(\delta)^{-1} \mathbf{u}^c. \quad (7)$$

Para facilitar o entendimento, o modelo não-linear de (1)-(7) foi representado em diagrama de bloco na Figura 3.

### B. Linearização

As equações dinâmicas de (1)-(7) descrevem o comportamento do conversor conectado à rede com controlador em eixos síncronos e um PLL. A não-linearidade presente nestas equações está nas transformações em (3) e (7). Visando obter um modelo linear, estes vetores serão decompostos em componentes de regime permanente, CC, e uma componente de perturbação, ou seja:

$$\delta = \Delta\delta + \tilde{\delta} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_c &= \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{cd} + \tilde{i}_{cd} \\ I_{cq} + \tilde{i}_{cq} \end{bmatrix} \\ \mathbf{i}_c^c &= \begin{bmatrix} i_{cd}^c \\ i_{cq}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{cd}^c + \tilde{i}_{cd}^c \\ I_{cq}^c + \tilde{i}_{cq}^c \end{bmatrix} \\ \mathbf{v} &= \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d + \tilde{v}_d \\ V_q + \tilde{v}_q \end{bmatrix} \\ \mathbf{v}^c &= \begin{bmatrix} v_d^c \\ v_q^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d^c + \tilde{v}_d^c \\ V_q^c + \tilde{v}_q^c \end{bmatrix} \\ \mathbf{u} &= \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_d + \tilde{u}_d \\ U_q + \tilde{u}_q \end{bmatrix} \\ \mathbf{u}^c &= \begin{bmatrix} u_d^c \\ u_q^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_d^c + \tilde{u}_d^c \\ U_q^c + \tilde{u}_q^c \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (9)$$

As grandezas de regime permanente de (8), (9) e (10)

podem ser obtidas solucionando (1)-(7), considerando que as derivadas são nulas.

Assim, para linearizar a mudança entre os domínios em torno do ponto de equilíbrio encontrado pode-se substituir (8) nas transformações, ou seja:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}(\Delta\delta + \tilde{\delta}) &= \begin{bmatrix} \cos(\Delta\delta + \tilde{\delta}) & \sin(\Delta\delta + \tilde{\delta}) \\ -\sin(\Delta\delta + \tilde{\delta}) & \cos(\Delta\delta + \tilde{\delta}) \end{bmatrix} \\ &\approx \mathbf{T}(\Delta\delta) \begin{bmatrix} 1 & \tilde{\delta} \\ -\tilde{\delta} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{T}^{-1}(\Delta\delta + \tilde{\delta}) &= \begin{bmatrix} \cos(\Delta\delta + \tilde{\delta}) & -\sin(\Delta\delta + \tilde{\delta}) \\ \sin(\Delta\delta + \tilde{\delta}) & \cos(\Delta\delta + \tilde{\delta}) \end{bmatrix} \\ &\approx \mathbf{T}^{-1}(\Delta\delta) \begin{bmatrix} 1 & -\tilde{\delta} \\ \tilde{\delta} & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (12)$$

Substituindo (9) e (11) em (3), e desprezando os termos de segunda ordem, tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_d^c \\ V_q^c \end{bmatrix} &= \mathbf{T}(\Delta\delta) \begin{bmatrix} V_{df} \\ V_{qf} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \tilde{v}_d^c \\ \tilde{v}_q^c \end{bmatrix} &= \mathbf{T}(\Delta\delta) \begin{bmatrix} V_{qf} \tilde{\delta} + \tilde{v}_{df} \\ -V_{df} \tilde{\delta} + \tilde{v}_{qf} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{cd}^c \\ I_{cq}^c \end{bmatrix} &= \mathbf{T}(\Delta\delta) \begin{bmatrix} I_{cdf} \\ I_{cqf} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \tilde{i}_{cd}^c \\ \tilde{i}_{cq}^c \end{bmatrix} &= \mathbf{T}(\Delta\delta) \begin{bmatrix} I_{cqf} \tilde{\delta} + \tilde{i}_{cdf} \\ -I_{cdf} \tilde{\delta} + \tilde{i}_{cqf} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (14)$$

De forma similar, substituindo (10) e (12) em (7), tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} &= \mathbf{T}^{-1}(\Delta\delta) \begin{bmatrix} U_d^c \\ U_q^c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} &= \mathbf{T}^{-1}(\Delta\delta) \begin{bmatrix} -U_q^c \tilde{\delta} + \tilde{u}_d^c \\ U_d^c \tilde{\delta} + \tilde{u}_q^c \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (15)$$

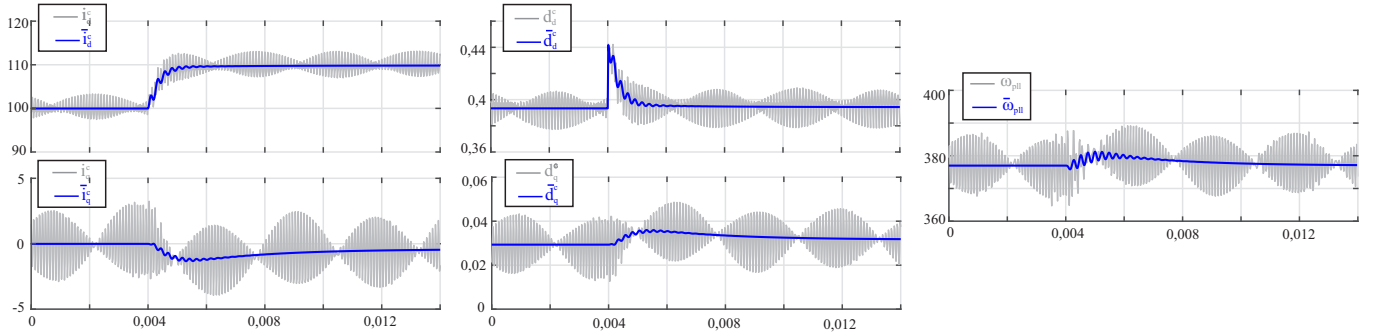


Fig. 4. Comparação da resposta no domínio do tempo do modelo com PWM e modelo médio linearizado.

O comportamento dinâmico para pequenas perturbações em torno de um ponto de equilíbrio do conversor conectado à rede com controle de corrente em eixos síncronos no domínio da rede, pode ser expresso por:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 &= \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{B}_1 \tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{F}_1 \tilde{\mathbf{v}} \\ \tilde{\mathbf{i}}_c &= \tilde{\mathbf{x}}_1\end{aligned}\quad (16)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{cf} &= \mathbf{A}_{if} \tilde{\mathbf{i}}_{cf} + \mathbf{B}_{if} \tilde{\mathbf{i}}_c \\ \dot{\tilde{\mathbf{v}}}_f &= \mathbf{A}_{vf} \tilde{\mathbf{v}}_f + \mathbf{B}_{vf} \tilde{\mathbf{v}}\end{aligned}\quad (17)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 &= \mathbf{A}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{B}_2 \tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{F}_2 \tilde{\mathbf{v}}_r \\ \tilde{\mathbf{v}} &= \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2\end{aligned}\quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_d^c \\ \tilde{v}_q^c \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\Delta\delta) \left\{ \begin{bmatrix} V_{qf} \\ -V_{df} \end{bmatrix} \tilde{\delta} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_{df} \\ \tilde{v}_{qf} \end{bmatrix} \right\}\quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d^c \\ \tilde{i}_q^c \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\Delta\delta) \left\{ \begin{bmatrix} I_{qf} \\ -I_{df} \end{bmatrix} \tilde{\delta} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_{df} \\ \tilde{i}_{qf} \end{bmatrix} \right\}\quad (20)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_{pll}^c &= \tilde{v}_q^c \\ \dot{\tilde{\delta}} &= k_{i\_pll} \tilde{v}_{pll}^c + k_{p\_pll} \tilde{v}_q^c\end{aligned}\quad (21)$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{ci}^c &= \tilde{\mathbf{i}}_{ref}^c - \tilde{\mathbf{i}}_c^c \\ \dot{\tilde{\mathbf{u}}}^c &= \mathbf{K}_i \tilde{\mathbf{x}}_{ci}^c + \mathbf{K}_p (\tilde{\mathbf{i}}_{ref}^c - \tilde{\mathbf{i}}_c^c)\end{aligned}\quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1}(\Delta\delta) \left\{ \begin{bmatrix} -U_d^c \\ U_q^c \end{bmatrix} \tilde{\delta} + \begin{bmatrix} \tilde{u}_d^c \\ \tilde{u}_q^c \end{bmatrix} \right\}\quad (23)$$

A Figura 4 mostra a resposta do modelo não-linear com PWM e o modelo médio linearizado, onde percebe-se uma boa correspondência entre ambos, validando o modelo linear obtido através do método de perturbação de pequenos sinais.

Visando representar o conversor trifásico com filtro L conectado à uma rede forte e em malha fechada por equações de espaço de estado, combinam-se as equações (16), (17), (20)-(23), onde as entradas do sistema passam a ser a corrente de referência e a tensão da rede no ponto de conexão, e como saída, o vetor de corrente do lado CA do conversor. Assim, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{mf} &= \mathbf{A}_{mf} \tilde{\mathbf{x}}_{mf} + \mathbf{B}_{mf} \tilde{\mathbf{i}}_{ref}^c + \mathbf{F}_{mf} \tilde{\mathbf{v}} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_{mf} \tilde{\mathbf{x}}_{mf}\end{aligned}\quad (24)$$

onde as matrizes  $\mathbf{A}_{mf}$ ,  $\mathbf{B}_{mf}$ ,  $\mathbf{F}_{mf}$  e  $\mathbf{C}_{mf}$  estão definidas em (25).

Estas equações em espaço de estado podem ser representadas de forma equivalente por matrizes função de transferência, conforme (26), ou em diagrama de blocos,

como mostra a Figura 5.

$$\tilde{\mathbf{i}}_c = \mathbf{G}_c \tilde{\mathbf{i}}_{ref}^c + \mathbf{Y}_c \tilde{\mathbf{v}}\quad (26)$$

onde:

$$\mathbf{G}_c = \mathbf{C}_{mf} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{mf})^{-1} \mathbf{B}_{mf}\quad (27)$$

$$\mathbf{Y}_c = \mathbf{C}_{mf} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{mf})^{-1} \mathbf{F}_{mf}.\quad (28)$$

Representar o modelo por matrizes função de transferência possibilita utilizar as virtudes do método baseado nas impedâncias, como por exemplo facilitar a troca do modelo da rede ou do conversor, pois se necessário é possível mudar apenas uma das impedâncias do modelo [5]. Além disso, sistemas mais complexos podem ser representados da mesma forma, agrupando-se as fontes de entrada em um subsistema e a rede/carga em outro [14].

A (18), que representa o modelo da rede, não foi levada em consideração tanto em (24) como em (26), e por isso elas representam a operação do conversor conectado a uma rede forte, que inclui o controlador de corrente e a ação do PLL.

Visando estender a análise considerando-se uma rede fraca, vamos representar (18) também no domínio da frequência, ou seja:

$$\tilde{\mathbf{v}} = \mathbf{Z}_r \tilde{\mathbf{i}}_c + \mathbf{G}_r \tilde{\mathbf{v}}_r\quad (29)$$

onde:

$$\mathbf{Z}_r = \mathbf{C}_2 (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{B}_2\quad (30)$$

$$\mathbf{G}_r = \mathbf{C}_2 (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{F}_2.\quad (31)$$

Incluindo (29) na representação por diagrama de blocos, o sistema passa a ser representado pela Figura 6, onde levam-se em consideração os parâmetros da rede.

### III. ANÁLISE DA ESTABILIDADE

Para a análise da estabilidade são utilizados os métodos baseados nas impedâncias e nos autovalores. O primeiro é utilizado por permitir analisar a estabilidade do sistema diretamente através de medidas de campo [15], [16] e tem sido amplamente utilizado na literatura [3], [4], [6]–[12]. O método baseado nos autovalores é utilizado de forma complementar para elucidar a escolha dos ganhos do PLL.

Para verificar a estabilidade do conversor conectado à uma rede fraca pelo método das impedâncias, as seguintes hipóteses são utilizadas:

- A rede vista do ponto de conexão é estável sem a presença do conversor;

$$\mathbf{A}_{mf} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & -k_p \mathbf{B}_1 & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{B}_1 \mathbf{T}^{-1}(\Delta\delta)(\mathbf{U}^c - k_p \mathbf{T}(\Delta\delta) \mathbf{I}_{cf}) & k_i \mathbf{B}_1 \mathbf{T}^{-1}(\Delta\delta) \\ \mathbf{B}_{if} & \mathbf{A}_{if} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{A}_{vf} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & [0 \ 1] \mathbf{T}(\Delta\delta) & 0 & [0 \ 1] \mathbf{T}(\Delta\delta) \mathbf{V}_f & \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & k_{p\_pll} [0 \ 1] \mathbf{T}(\Delta\delta) & k_{i\_pll} & k_{p\_pll} [0 \ 1] \mathbf{T}(\Delta\delta) \mathbf{V}_f & \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & -\mathbf{T}(\Delta\delta) & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & -\mathbf{T}(\Delta\delta) \mathbf{I}_{cf} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{B}_{mf} = \begin{bmatrix} k_p \mathbf{B}_1 \mathbf{T}^{-1}(\Delta\delta) \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}_{mf} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1 \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{B}_{vf} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_{mf} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

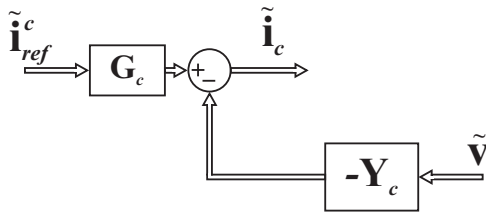


Fig. 5. Representação em diagramas de blocos do conversor trifásico conectado a uma rede forte.

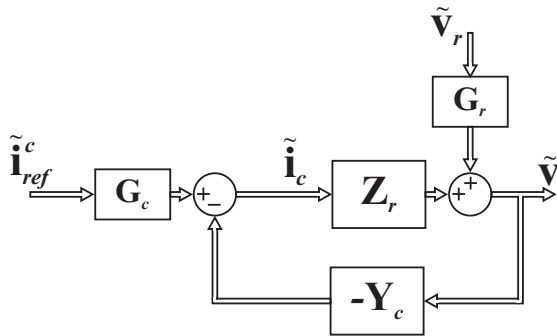


Fig. 6. Representação em diagramas de blocos do conversor trifásico conectado a uma rede fraca.

- O conversor é estável, se conectado diretamente à uma fonte de tensão ideal.

Por se tratar de um sistema MIMO com realimentação negativa e *return ratio* igual a  $-\mathbf{Y}_c \mathbf{Z}_r$ , a estabilidade da conexão do conversor com uma rede fraca pode ser investigada utilizando o critério generalizado de Nyquist. Este método é detalhado por [17] da seguinte maneira: *Se uma dada função de malha aberta  $G_{ma}(s)$  tem  $P_o$  polos (Smith-McMillan) instáveis, então o sistema malha fechada  $G_{mf}(s)$  com *return ratio*  $-kG_{ma}(s)$  é estável se, e somente se, os lugares característicos dos autovalores de  $kG_{ma}(s)$  traçados em um mesmo gráfico circulam o ponto  $-1 + j0$   $P_o$  vezes no sentido anti-horário, assumindo que não haja modos instáveis internos.* Assim, deve-se encontrar o número  $P_o$  de polos de  $\mathbf{Y}_c \mathbf{Z}_r$  para os parâmetros do sistema considerado, e traçar os lugares característicos de seus autovalores.

Visando analisar a influência do PLL na estabilidade da conexão do conversor em rede fraca, os três casos enumerados abaixo foram avaliados, utilizando os parâmetros do conversor mostrados na Tabela I.

TABELA I

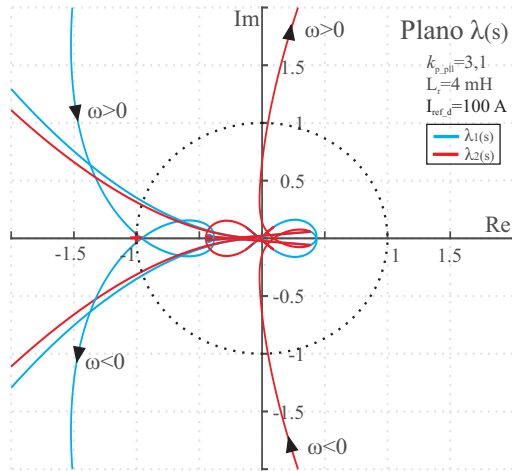
Parâmetros do Sistema Analisado

Símb.	Parâmetro	Valor
$P_c$	Potência conversor	100 kW
$V_r$	Tensão de linha da rede	380 V
$f_r$	Frequência da rede	60 Hz
$V_{cc}$	Tensão barramento CC	800 V
$f_c$	Frequência de comutação	10.08 kHz
$L_c$	Indutância do conversor	0.5 mH
$R_c$	Resistência parasita	0,1 $\Omega$
$L_r$	Indutância da rede	0 - 4 mH
$R_r$	Resistência parasita	0,1 $\Omega$
$C_r$	Capacitância rede	5 $\mu$ F
$k_p$	Ganho prop. corrente	0,005
$k_i$	Ganho int. corrente	0,15
$\varphi$	Frequência de corte filtro a.a.	31415 rad/s

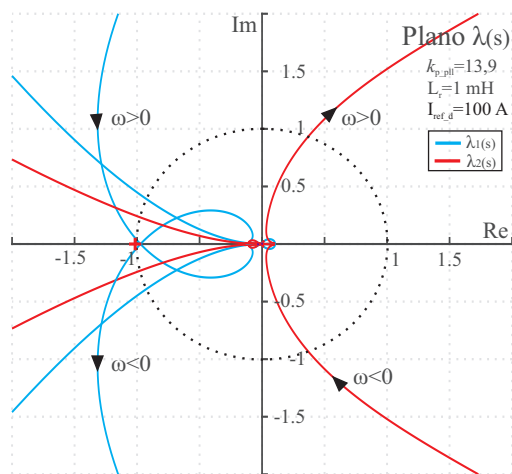
- C1: SCR=0,95 p.u.,  $I_{refd} = 100$  A,  $k_{p\_pll} = 3, 1$ ;
- C2: SCR=3,7 p.u.,  $I_{refd} = 100$  A,  $k_{p\_pll} = 13, 9$ ;
- C3: SCR=3,7 p.u.,  $I_{refd} = 150$  A,  $k_{p\_pll} = 8, 3$ ;

Os lugares característicos dos autovalores para os 3 casos (C1,C2,C3) estão mostrados nas Figuras 7.a, 7.b e 7.c, respectivamente. Para se realizar uma comparação entre eles, foram escolhidos pontos próximos ao limite de instabilidade (ponto  $-1+j0$ ), onde um aumento de um décimo no ganho de  $k_{p\_PLL}$  tornará o sistema instável. Ao analisar as Figuras 7.a e 7.b, verifica-se que o ganho do PLL possui maior influência em redes fracas, sendo necessário diminuir a sua banda passante para que o sistema mantenha-se estável nas mesmas condições do conversor trifásico, mas para um menor SCR no ponto de conexão. Agora, comparando-se as Figuras 7.b e 7.c verifica-se que para uma maior corrente de referência de geração, e com o mesmo SCR, o ganho do PLL também deve ser reduzido para que a conexão do conversor com a rede mantenha-se estável. Neste caso, os parâmetros do PLL influenciam diretamente na estabilidade dos conversores conectados à rede, e devem ser bem projetados para que não tornem o sistema instável em diferentes condições do ponto de conexão.

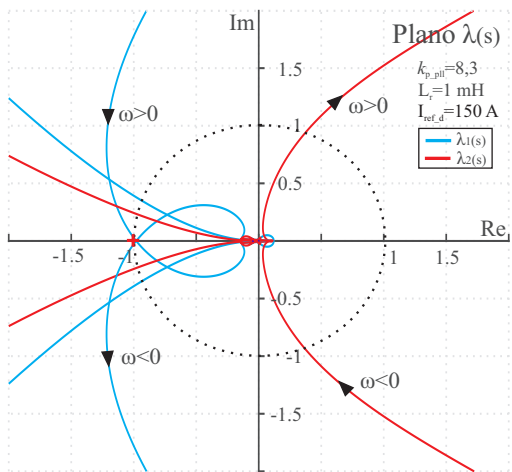
Visando complementar a análise realizada pelo método das impedâncias e dar diretrizes para a escolha dos ganhos do PLL, a estabilidade do conversor será verificada pelo método dos



(a) Caso C1



(b) Caso C2



(c) Caso C3

Fig. 7. Lugar característico dos autovalores de  $\mathbf{Y}_c \mathbf{Z}_r$ .

autovalores. Neste caso, combinam-se os modelos em espaço de estados da rede e do conversor, mostrados em (18) e (24), para se obter a representação do sistema completo, ou seja,

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_{sc} = \mathbf{A}_{sc} \tilde{\mathbf{x}}_{sc} + \mathbf{B}_{sc} \tilde{\mathbf{i}}_{ref}^c + \mathbf{F}_{sc} \tilde{\mathbf{v}}_r. \quad (32)$$

Assim, a estabilidade do sistema pode ser obtida através dos

autovalores de (32), fazendo:

$$|s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{sc}| = 0. \quad (33)$$

que são as raízes características do sistema completo em malha fechada.

A partir de (33), traçou-se as curvas de estabilidade mostradas nas Figuras 8 e 9, onde a condição de estabilidade é que não se tenha raízes características de malha fechada no semi-plano direito. Nos eixos estão os ganhos  $k_{p\_pll}$  e  $k_{i\_pll}$ , e as diferentes curvas são traçadas variando-se os valores de SCR e a corrente de referência no eixo  $d$  ( $I_{refd}$ ), respectivamente. A região interna das curvas é onde o conversor opera normalmente, enquanto a região externa é onde ele se torna instável. Como mencionado anteriormente, percebe-se que o SCR e a corrente de referência  $I_{refd}$  tem grande influência na estabilidade do conversor. Além disso, é possível obter-se as diretrizes para a escolha dos ganhos do PLL. Percebe-se que quando o SCR da rede diminui, os ganhos do PLL também devem ser diminuídos. O mesmo deve ser feito ao aumentar-se a corrente de referência do conversor. Assim, os ganhos do PLL devem ser projetados para a máxima corrente que o inversor irá processar, e para o menor SCR em que este irá operar. De modo geral, pode-se notar que, ao operar em redes fracas, o ganho proporcional fica restrito a algumas unidades e o ganho integral a algumas dezenas.

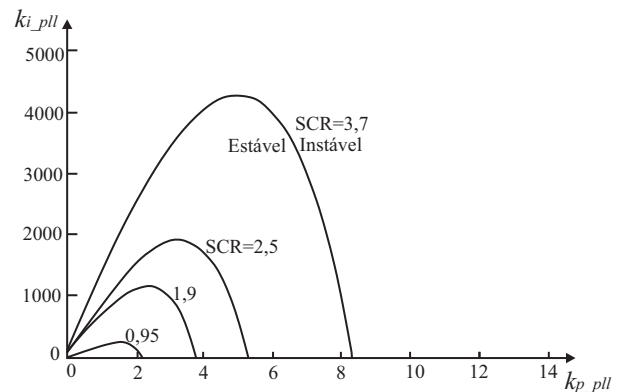


Fig. 8. Relação entre os ganhos do PLL e o SCR da rede com a estabilidade do conversor, mantendo  $I_{refd} = 150$  A.

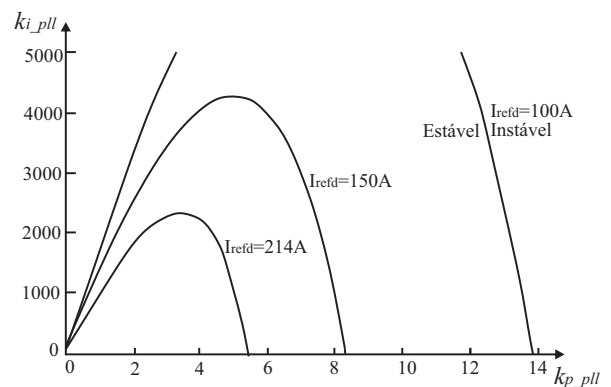


Fig. 9. Relação entre os ganhos do PLL e a corrente de referência  $I_{refd}$  com a estabilidade do conversor, mantendo SCR=3,7 p.u.

Para validar a predição da estabilidade do sistema considerando a dinâmica do PLL e do controlador de corrente,

bem como confirmar as conclusões a partir do método das impedâncias e do método dos autovalores, na próxima seção serão mostrados resultados de simulação no domínio do tempo obtidos através do virtual HIL.

#### IV. RESULTADOS EM VIRTUAL HIL

Esta seção visa validar a análise da estabilidade do conversor trifásico conectado à uma rede fraca, considerando a dinâmica do PLL e do controlador de corrente. Os resultados de simulação no domínio do tempo são obtidos no virtual Typhoon HIL, onde a malha de controle e PLL foram implementados em um bloco de linguagem C. Os parâmetros do conversor e da rede são os mesmos apresentados na Tabela I.

Para realizar a comparação entre os resultados teóricos e de simulação, os mesmos 3 casos anteriores foram utilizados, cujos resultados estão ilustrados na Figura 10. Entretanto, em cada caso, o ganho do PLL foi variado em torno do valor crítico de estabilidade obtido teoricamente. No caso C1, modificou-se o ganho  $k_{p\_PLL}$  de 3,1 para 3,2. No segundo (C2), os ganhos de  $k_{p\_PLL}$  foram variados de 13,6 para 14. No último caso (C3), variou-se  $k_{p\_pll}$  de 8,2 para 8,4. Nos três casos, o sistema é estável para o primeiro ganho, e instável para o segundo.

Estes resultados mostram uma boa correlação com os resultados teóricos, visto que a região de instabilidade prevista pela análise teórica está muito próxima daquela prevista pelos resultados de simulação no domínio do tempo. Desta maneira, percebe-se que o ganho do PLL tem influência direta na estabilidade do sistema. Quanto mais fraca é a rede elétrica (menor SCR), menor deve ser o ganho do PLL para que o sistema seja estável. Os ganhos do PLL devem ser projetados para a corrente nominal do sistema, pois a corrente de referência também tem influência negativa na estabilidade.

#### V. CONCLUSÕES

Este artigo realizou a análise da influência do PLL sobre a estabilidade de VSCs trifásicos conectados à rede elétrica. Representando o sistema em equações de espaço em eixos síncronos  $dq$  com a tensão de *background* e baseado no método das impedâncias, dividiu-se o modelo do sistema em duas partes: primeiro, modelou-se o conversor conectado à uma rede ideal e, depois, modelou-se a rede elétrica. Devido ao fato do sistema de sincronismo ser não-linear, realizou-se a linearização por pequenos sinais do sistema. A interconexão entre os dois modelos foi realizada em matrizes função de transferência e representada na forma de digrama de blocos. A análise do sistema através do GNC sobre o modelo obtido em matrizes função de transferência foi capaz de prever a influência do sistema de sincronismo na estabilidade de conversores conectados à rede. Além disso, através do método do autovalores, propôs-se diretrizes para projetar os ganhos do PLL. Resultados de simulação no domínio do tempo foram obtidos, através de virtual HIL, apresentando uma boa correlação com a análise matemática no domínio da frequência.

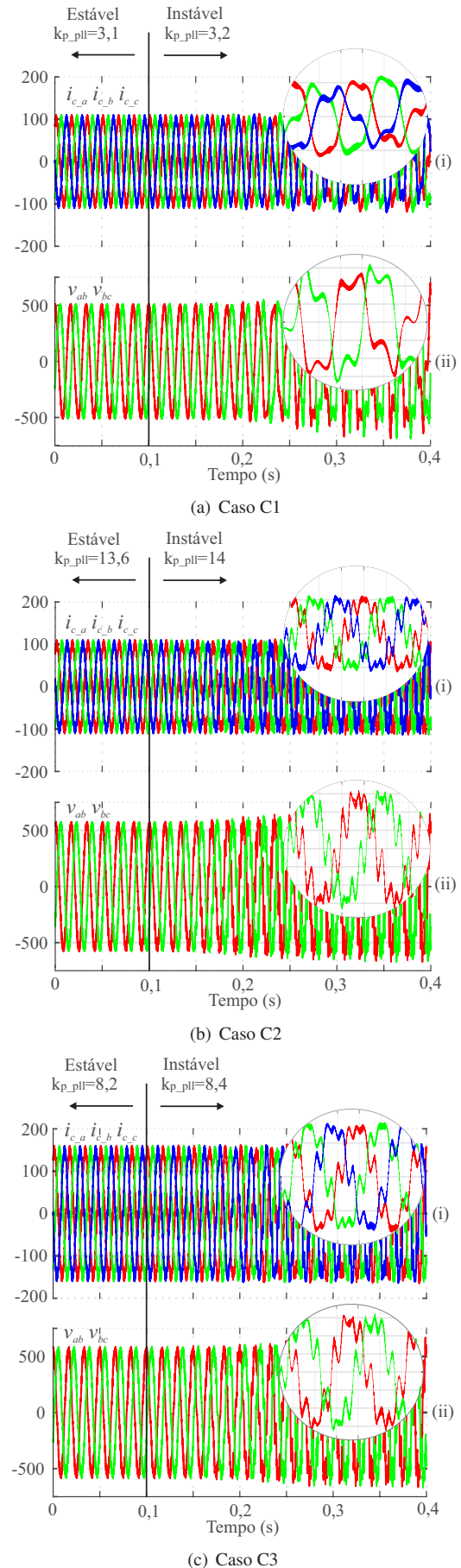


Fig. 10. Simulação em HIL de um conversor trifásico com filtro L conectado à rede fraca. Na parte superior (i) as três correntes do inversor e na parte inferior (ii) as duas tensões de linha no PCC.



## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001 e com o apoio do INCTGD e órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

## APÊNDICE

Para melhor entendimento, aqui, estão definidas as matrizes utilizadas no modelo não-linear do sistema.

As matrizes de estados, de entradas e de saídas do modelo do conversor e da rede mostradas em (1) são definidas como:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega \\ \omega & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\mathbf{B}_1 = \frac{V_{cc}}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}_1 = -\frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -\frac{1}{C_r} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -\frac{1}{C_r} \\ \frac{1}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega \\ 0 & \frac{1}{L_r} & -\omega & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_r} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\mathbf{F}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

As matrizes de estados e entrada do modelo dos filtros anti-aliasing são:

$$\mathbf{A}_{if} = \mathbf{A}_{vf} = - \begin{bmatrix} \varphi & -\omega \\ \omega & \varphi \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\mathbf{B}_{if} = \mathbf{B}_{vf} = \begin{bmatrix} \varphi & 0 \\ 0 & \varphi \end{bmatrix}$$

onde  $\varphi$  é a sua frequência de corte em rad/s.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.881997.
- [2] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000, doi:10.1109/63.844502.
- [3] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, Z. Shen, "Analysis of D-Q Small-Signal Impedance of Grid-Tied Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 675–687, Jan 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2398192.
- [4] C. Zhang, X. Cai, A. Rygg, M. Molinas, "Sequence Domain SISO Equivalent Models of a Grid-tied Voltage Source Converter System for Small-Signal Stability Analysis", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017, doi: 10.1109/TEC.2017.2766217.
- [5] J. Sun, "Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems 2013;A Review", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2545–2554, Nov 2009.
- [6] J. Sun, "Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3075–3078, Nov 2011, doi:10.1109/TPEL.2011.2136439.
- [7] M. Céspedes, J. Sun, "Modeling and mitigation of harmonic resonance between wind turbines and the grid", in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2109–2116, Sept 2011, doi: 10.1109/ECCE.2011.6064047.
- [8] C. Zhang, X. Wang, F. Blaabjerg, "Analysis of phase-locked loop influence on the stability of single-phase grid-connected inverter", in *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–8, June 2015, doi:10.1109/PEDG.2015.7223089.
- [9] J. Wang, J. Yao, H. Hu, Y. Xing, X. He, K. Sun, "Impedance-based stability analysis of single-phase inverter connected to weak grid with voltage feed-forward control", in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2182–2186, March 2016, doi: 10.1109/APEC.2016.7468169.
- [10] X. Zhang, X. Danni, F. Zhichao, G. Wang, D. Xu, "An Improved Feedforward Control Method Considering PLL Dynamics to Improve Weak Grid Stability of Grid-Connected Inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1–1, 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2811718.
- [11] Y. Yang, X. Du, G. Wang, X. Zou, P. Sun, H. M. Tai, Y. Ji, "A q-axis voltage feedforward control method to improve the stability of VSI in a weak grid", in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 7897–7902, Oct 2017, doi: 10.1109/IECON.2017.8217384.
- [12] X. Wang, L. Harnefors, F. Blaabjerg, "Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1775–1787, Feb 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2684906.
- [13] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 4th ed., Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, USA, 2001.
- [14] X. Feng, J. Liu, F. C. Lee, "Impedance specifications for stable DC distributed power systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 157–162, Mar 2002, doi:10.1109/63.988825.
- [15] M. Amin, M. Molinas, "Small-Signal Stability Assessment of Power Electronics Based Power

Systems: A Discussion of Impedance- and Eigenvalue-Based Methods”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 5014–5030, Sept 2017, doi:10.1109/TIA.2017.2712692.

- [16] T. Roinila, T. Messo, E. Santi, “MIMO-Identification Techniques for Rapid Impedance-Based Stability Assessment of Three-Phase Systems in DQ Domain”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 4015–4022, May 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2714581.
- [17] J. M. Maciejowski, *Multivariable Feedback Design*, Addison-Wesley, 1989.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**André Miguel Nicolini** nascido em 28/05/1989 em Venâncio Aires, RS, é engenheiro eletricitista (2015) pela Universidade Federal de Santa Maria, onde também recebeu o título de mestre em 2017. Atualmente é doutorando do programa de pós-graduação da UFSM. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade do processamento da energia elétrica, modulação para conversores estáticos, energias renováveis. É membro da SOBRAEP e da IEEE.

**Fernanda de Morais Carnielutti** nasceu em Santa Maria, RS, Brasil, em 1987. Recebeu os títulos de Engenheira Eletricista (2010), Mestre (2012) e Doutora (2015) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil. Trabalha no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) na UFSM desde 2005 e é professora na UFSM desde 2016. Seus interesses de pesquisa incluem modulação e controle de conversores multiníveis, controle aplicado à eletrônica de potência e eletrônica de potência para energias renováveis.

**Jorge Rodrigo Massing** recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil, nos anos de 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Ele atualmente é Professor Adjunto do Departamento de Eletromecânica e Sistemas de Potência da UFSM. Ele desenvolve pesquisa junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Suas áreas de interesse na pesquisa são: modelagem e controle de conversores estáticos, aplicação de técnicas de controle digital em eletrônica de potência, controle e estabilidade de conversores conectados à rede para aplicação em energias renováveis e geração distribuída e plataformas de simulação de conversores em tempo real. Ele é membro da IEEE, participando das seguintes sociedades: IEEE Power Electronics Society (PELS), IEEE Power & Energy Society (PES), IEEE Industrial Electronics Society (IES) e IEEE Industry Applications Society (IAS).

**Humberto Pinheiro** é engenheiro eletricitista pela Universidade Federal Santa Maria (UFSM), Santa Maria, Brasil, em 1983, mestre em engenharia pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 1987 e graduado Ph.D. pela Concordia University, Montreal, Canadá, em 1999. De 1987 a 1999, ele foi engenheiro pesquisador de uma companhia brasileira de UPS e também foi professor na Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul,

onde lecionou a disciplina de eletrônica de potência. Desde 1991, ele está na UFSM. Suas áreas de interesse incluem modulação e controle de conversores estáticos e acionamentos para sistemas de conversão eólica. Dr. Humberto Pinheiro é membro das IEEE Industrial Electronics e Power Electronics Societies.