

SIMULAÇÃO HIL DE UM CONVERSOR DE DOIS ESTÁGIOS PARA APLICAÇÃO PV CONECTADO À REDE ELÉTRICA UTILIZANDO SIMULADORES EM TEMPO REAL

NATHAN L. SILVA, BERNARDO F. MUSSE, PEDRO M. ALMEIDA, JANAÍNA G. OLIVEIRA

Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora

Rua José Lourenço Kelmer s/n, bairro Martelos, Juiz de Fora - MG

E-mails: nathan.lima@engenharia.ufjf.br, bernardo.musse@engenharia.ufjf.br,
janaina.oliveira@ufjf.edu.br, pedro.machado@ufjf.edu.br

Abstract— A hardware-in-the-loop simulation (HILS) is a simulation process in which more than one unit, physically independent among themselves, are enforced to solve a problem. On this way, the complete problem is solved in terms of its topological sub regions separately. Since the problem is subjected to a solving approach different from the classical simulation solution, also applying this technic should improve the simulated system along the tests made. On this paper, a grid-tied two-stage photovoltaic converter is performed in a HILS using two real time digital simulators: RTDS and dSPACE.

Keywords— Hardware-in-the-loop, HILS, RTDS, dSPACE, fotovoltaico, converter, inverter, boost.

Resumo— Uma simulação *hardware-in-the-loop* (HILS) é um tipo de simulação na qual mais de uma unidade, fisicamente independentes entre si, são empenhadas na solução de um problema. Desta forma, um problema completo é resolvido em termos das suas sub-regiões topológicas separadamente. Desde que o problema é assim sujeito a uma nova estratégia de resolução diferente da simulação local (ou clássica), esta técnica é capaz de melhorar o sistema simulado ao longo dos testes desenvolvidos. Neste artigo, um conversor fotovoltaico de dois estágios conectado à rede elétrica é realizado em HILS utilizando para isto dois simuladores digitais de tempo real: o RTDS e o dSPACE.

Palavras-chave— *Hardware-in-the-loop*, HILS, RTDS, dSPACE, fotovoltaico, conversor, inversor, boost.

1 Introdução

Projeções indicam tendência de aumento de pontos de Geração Distribuída (GD) nos Sistemas Elétricos de Potência (SEP), sobretudo os de distribuição em Baixa (BT) e Média (MT) Tensão (Agência Brasil, 2016). Além disso, há também uma crescente demanda por tecnologias com menor liberação de agentes químicos danosos à saúde e ao meio ambiente durante sua operação, tais como geração solar fotovoltaica (PV) e veículos elétricos (Brito et al., 2013).

Grande parte dessas tecnologias utilizam circuitos de eletrônica de potência para seu funcionamento ou para interconexão com a rede elétrica. Inversores, que são circuitos conversores de potência que integram energia solar e bancos de bateria à rede, são dispositivos altamente capazes, com processamento avançado e controle de potência com resposta quase instantânea aos comandos recebidos. O impacto da inserção destas cargas ao longo dos sistemas de distribuição deve ser estudado para estimação da viabilidade técnica e econômica do ponto de vista da concessionária e do ponto de vista do consumidor (Barbosa et al., 2014). Para prever o efeito desse novo perfil da rede elétrica de baixa tensão, simulações e modelos matemáticos se fazem necessários (Kazunovic et al., 2012).

Simulações *Hardware-In-the-Loop* (HIL) são sistemas destinados à obtenção da solução global de um problema em estudo. Esses sistemas são compostos por unidades distribuídas, fisicamente independentes entre si (Tanebaum et al., 2007). O problema global é dividido em subproblemas. Cada unidade distribuída gera uma solução local para um dos sub-

problemas. Ao final de cada ciclo de solução (cuja duração é dada pelo passo de simulação), os resultados gerados são informados a todas as unidades presentes, de modo a iniciar o próximo ciclo. Este *loop* pode caminhar até a solução final, ou pode ser eterno. Além disso, a simulação HIL pode ser computacional – no caso de haver apenas unidades computacionais envolvidas – ou pode ser híbrida – no caso de haver unidades computacionais e dispositivos físicos, como relés e inversores (Maler, 1997).

Neste trabalho será apresentada a simulação HIL de uma planta de geração PV de dois estágios conectada a uma rede elétrica de distribuição trifásica. Serão utilizados para isto dois simuladores digitais de tempo real (Bélanger et al., 2010): RTDS e dSPACE.

Na seção seguinte será apresentado o sistema elétrico em estudo, constituído pela geração PV e pela rede de distribuição. Na terceira seção será detalhado como foi realizada a simulação HIL. Após isto são apresentados os resultados obtidos por esta simulação, e as conclusões advindas deste experimento.

2 Sistema Elétrico Simulado

Nesta seção será descrito o modelo de sistema elétrico em estudo, simulado em uma estrutura de simulação do tipo HIL. Trata-se de um sistema fotovoltaico, conectado a um SEP trifásico de três fios, simétrico, equilibrado, através de um conversor de dois estágios, conforme a figura 1 abaixo. O SEP é representado por uma fonte de tensão trifásica do tipo “barramento infinito”.

O primeiro estágio é constituído por um conversor boost, no qual a corrente do indutor é controlada

com referência fixada em 15A, para um valor fixo de irradiância (1000 W/m²). O segundo estágio é constituído por um inversor, no qual são controladas as correntes em eixo direto e em quadratura no plano dq, e a tensão no barramento CC. A referência da corrente em quadratura (i_q) é ajustada para 0A no ponto de acoplamento para que o conversor opere com fator de potência unitário, enquanto a referência da malha de controle de corrente em eixo direto (i_d) é ajustada pela malha de controle de tensão CC (Yazdani and Iravani, 2010). Por sua vez, a malha de controle de tensão CC possui sua referência ajustada em 660V.

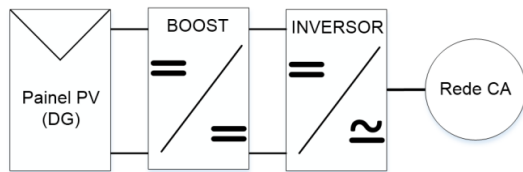


Figura 1: Sistema elétrico em estudo.

2.1 Rede CA

A saída do inversor é conectada a um filtro RL. Este filtro tem por finalidade atenuar as componentes em frequências diferentes da fundamental, advindas dos circuitos eletrônicos de potência. A saída do filtro é conectada a um transformador trifásico de relação de transformação 1:1. Por sua vez, o transformador acopla o sistema GD à rede CA, a fim de isolar galvanicamente o sistema GD do sistema CA.

A figura 2 ilustra o lado CA da figura 1, desde a tensão terminal do inversor (v_t) até a tensão do ponto de acoplamento (v_{pac}). O transformador é representado por uma indutância e uma resistência série. Esta indutância se soma à indutância do filtro, bem como as resistências se somam. Desta forma, o filtro foi dimensionado levando em consideração a atenuação implícita do transformador. As matrizes com sobrescrito “abc” representam sequências positivas trifásicas. As letras minúsculas denotam sinais no tempo, enquanto letras maiúsculas representam grandezas vetoriais no plano complexo. A tensão RMS de linha no ponto de acoplamento é de 220V.

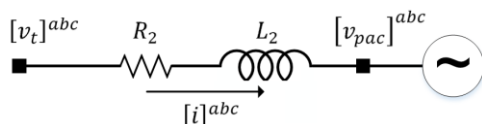


Figura 2: Lado CA da figura 1.

2.2 Painel Fotovoltaico

O modelo de painel fotovoltaico utilizado na simulação advém do circuito da figura 3 abaixo. A solução numérica de v_s e i_s , obtida através do método de Newton conforme (Casaro et al., 2008), foi escrita em linguagem C e implantada como um bloco do ambiente de simulação do RTDS.

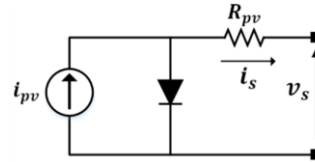


Figura 3: Circuito representativo do modelo do painel PV.

2.3 Conversor CC-CC (Boost)

Utilizou-se a topologia boost com componentes parasitas desprezíveis, conforme ilustrado na figura 4. Nesta figura, o conversor é alimentado por uma fonte de corrente - uma vez que o painel PV possui esta característica na região de operação utilizada. A saída do conversor é conectada a uma fonte de tensão CC que representa a tensão média de regime dos terminais CC do inversor.

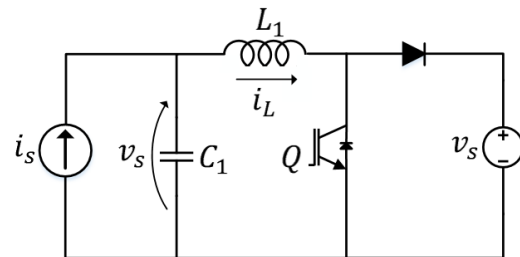


Figura 4: Conversor CC-CC (Boost)

A equação de estado do conversor é dada pela Equação 1 (Ogata, 2007). Nesta equação, a variável de entrada k depende do estado de funcionamento da chave do conversor boost. Quando a chave está ligada, a variável k é igual a zero. Quando a chave está desligada, a variável k é igual a 1. As demais variáveis descritas podem ser identificadas com base na Figura 4.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{v_{cc}}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ k \end{bmatrix} \quad (1)$$

A partir da equação 1, pode-se obter a equação de espaço de estados médio no período de comutação T_s (Barbi, 2015). A corrente média conduzida pelo indutor, no período T_s , em função de k , é dada por:

$$I_L(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{L_1 C_1}} \left(\frac{I_s}{L_1 C_1} + \frac{K(s) v_{cc}}{L_1} s \right) \quad (2)$$

Adotando o controle da corrente por uma função de 2ª ordem, pode-se empregar a técnica de neutralização da função de transferência da planta por cancelamento de pólos e zeros. Adotando também a rejeição subtrativa do distúrbio originado pela corrente do painel PV, obtemos a função de transferência do controlador de corrente em função da frequência natural (ω_n) e do coeficiente de amortecimento (ξ), ajustados conforme a característica da resposta ao degrau que se deseja para a variável i_L (Ogata, 2007):

$$C_L(s) = \left(\frac{\left(s^2 + \frac{1}{L_1 C_1} \right) \omega_n^2}{s(s + 2\xi\omega_n)} - \frac{I_s(s)}{L_1 C_1} \right) \left(\frac{\left(\frac{L_1}{v_{cc}} \right)}{s} \right) \quad (3)$$

2.4 Conversor CC-CA (Inversor)

Utilizou-se a topologia de dois níveis de um inversor de frequência trifásico com componentes parasitas desprezíveis, conforme a figura 5 abaixo. Foram efetuados controles das correntes CA nas coordenadas dq, bem como da tensão v_{cc} .

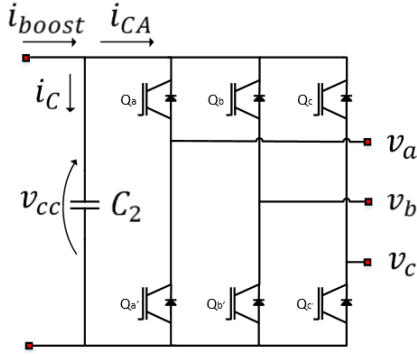


Figura 5: Conversor CC-CA (Inversor)

O lado CA do inversor pode ser representado pelo seguinte sistema de equações diferenciais em componentes trifásicas a, b, c:

$$[v_t]^{abc} = L_2 \frac{d}{dt} [i]^{abc} + R_2 [i]^{abc} + [v_{pac}]^{abc} \quad (4)$$

Na equação 4, a indutância L_2 e a resistência R_2 são referentes aos elementos encontrados na saída CA do inversor. Esses elementos foram apresentados na figura 2. Efetuadas a transformação de Clarke e em seguida a de Park sobre as variáveis vetoriais do sistema da equação 4, é obtido o seguinte sistema de equações diferenciais no plano complexo dq (Yazdani and Iravani, 2010):

$$\begin{cases} v_{t,d} = L_2 \frac{di_d}{dt} - L_2 \omega_0 i_q + R_2 i_d + v_{pac,d} \\ v_{t,q} = L_2 \frac{di_q}{dt} + L_2 \omega_0 i_d + R_2 i_q + v_{pac,q} \end{cases} \quad (5)$$

Este sistema pode ser reescrito no plano complexo de Laplace conforme a equação (6).

$$G_i(s) = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{L_2 s + R_2} \quad (6)$$

A equação (6) é encontrada em (Almeida et al., 2012) e (Yazdani and Iravani, 2010). A passagem da equação (5) para a (6) foi realizada através da seguinte substituição de variáveis:

$$\begin{cases} U_d(s) = V_{t,d}(s) + L_2 \omega_0 I_{t,q}(s) - V_{pac,d}(s) \\ U_q(s) = V_{t,q}(s) - L_2 \omega_0 I_{t,d}(s) - V_{pac,q}(s) \end{cases} \quad (7)$$

Tendo obtido a equação 6, à partir de agora será mostrado o desenvolvimento do controlador de corrente CA do inversor, e em seguida será mostrado o desenvolvimento do controle de tensão CC.

A malha de controle da corrente CA utiliza um controlador $C_i(s)$ do tipo PI, com constante de tempo $\tau_{i,i} = 10ms$, como mostra a equação 8:

$$C_i(s) = k_{p,i} \left(1 + \frac{1}{s\tau_{i,i}} \right) \quad (8)$$

Sintonizou-se o parâmetro $k_{p,i}$ (ganho proporcional do controlador da malha de corrente) novamente em função dos parâmetros ω_n e ξ (coeficiente de amortecimento e frequência natural). Quando é feita a realimentação negativa unitária sobre o sistema série $C_i(s)G_i(s)$, a função de transferência em malha fechada $F_i(s)$ é dada pela equação 9:

$$F_i(s) = \frac{\frac{k_{p,i}}{L_2} s + \frac{k_{p,i}}{L_2 \tau_{i,i}}}{s^2 + \left(\frac{R_2 + k_{p,i}}{R_2} \right) s + \frac{k_{p,i}}{L_2 \tau_{i,i}}} \quad (9)$$

De onde se observa que:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{p,i}}{L_2 \tau_{i,i}}} \quad (10)$$

E também:

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n} \left(\frac{R_2 + k_{p,i}}{R_2} \right) \quad (11)$$

Após ter sido mostrado o desenvolvimento do controlador de corrente CA, será agora mostrado o desenvolvimento do controlador de tensão CC. Este controlador foi desenvolvido considerando o princípio da conservação da energia sobre a região CC do inversor. O princípio da conservação da energia estabelece que:

$$P_{boost} = P_{ca} + P_c \quad (12)$$

A equação diferencial correspondente ao balanço de potência da equação (13) é:

$$\frac{C_2}{2} \frac{d(v_{cc}^2)}{dt} = P_{boost} - \frac{3v_{pac,d}i_d}{2} \quad (13)$$

A potência P_{boost} pode ser tratada como uma perturbação e desprezada desde que o controlador implantado consiga rejeitar distúrbios desta entrada. Com isto, a função de transferência $G_v(s)$ entre $X(s)$ e a corrente $I_d(s)$, onde $X(s)$ é a transformada de Laplace do quadrado da tensão CC, é dada pela equação (14) e é encontrada em (Almeida et al., 2012) e (Yazdani and Iravani, 2010):

$$G_v(s) = \frac{X(s)}{I_d(s)} = -\frac{\frac{3v_{pac,d}}{C_2}}{s} \quad (14)$$

A malha de controle de tensão CC localiza-se, no projeto de controle deste conversor, como uma malha externa à malha de controle de corrente $I_d(s)$. Desta forma, deve possuir constantes de tempo maiores que a malha interna de corrente. Em outras palavras, a malha externa de tensão deve ser mais lenta que a malha interna de corrente. O controle de tensão CC é efetuado por um controlador $C_v(s)$ do tipo PI, com constante de tempo $\tau_{i,v} = 10ms$, como mostra a equação 15:

$$C_v(s) = k_{p,v} \left(1 + \frac{1}{s\tau_{i,v}} \right) \quad (15)$$

A sintonização do controlador $C_v(s)$ foi feita com auxílio do diagrama de lugar das raízes em azul na figura 6, considerando o ganho $k_{p,v} < 0$ devido ao sinal negativo da expressão 14. Foram considerados $v_{pac,d} = 180V$ e $C_2 = 0.5mF$.

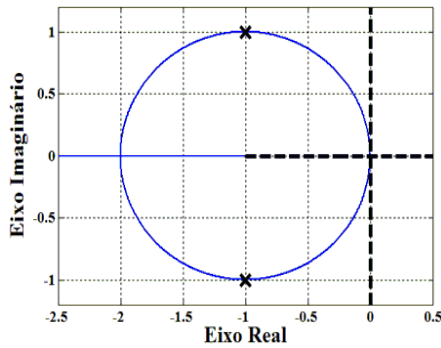


Figura 6: Lugar das raízes da malha de controle de tensão.

Neste diagrama de lugar das raízes foram marcados com X os pólos escolhidos para o sistema de controle de tensão CC em malha fechada, localizados em $s = 1 \pm j$. Desta forma, $\xi = 0.707$ e $\omega_n = 1.414$.

2.5 PLL

O sistema utilizado para estimação do módulo e do ângulo da tensão no ponto de acoplamento foi do tipo SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop*). A figura 7 contém uma representação desta rede de rastreamento. As constantes foram calculadas a partir de (Almeida, 2011) e (Yazdani and Iravani, 2010).

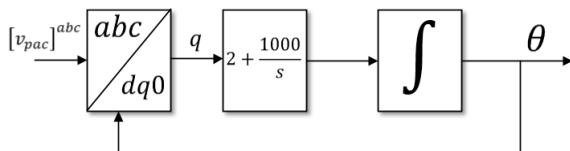


Figura 7: Representação da PLL.

3 Hardware-In-the-Loop

O sistema elétrico descrito na seção 2 é composto por: painéis solares, conversor *boost*, controle de corrente do conversor *boost*, inversor, controle de corrente CA do inversor, controle de tensão CC do inversor, rede elétrica. Este sistema foi simulado em HIL envolvendo dois simuladores digitais de tempo real: RTDS e dSPACE.

3.1 RTDS

O RTDS (*Real Time Digital Simulator*) é um simulador de transitórios eletromagnéticos de tempo real, sendo especialmente utilizado na simulação de sistemas de potência. Como possui diversas placas para comunicação com equipamentos externos, tanto analógicas como digitais, é um equipamento também utilizado para simulações do tipo HIL. O RTDS opera com um passo de simulação (*timestep*) entre 38-50μs. Há também a possibilidade de simular sub-redes com *timestep* entre 1-4μs usadas para simulação de dispositivos que exigem comutação em alta frequência, como conversores de eletrônica de potência.

O modelo e sua implantação no RTDS são feitos através do software RSCAD. Este software é necessário para preparar, executar e analisar a simulação.

3.2 dSPACE

O dSPACE é sistema computacional digital escalável, para fins de controle, sendo amplamente usada em sistemas de automação e na indústria automobilística. O dSPACE permite que simulações sejam realizadas com um *timestep* de 50μs. A interface de programação utilizada foi o Simulink.

3.3 HIL

O dSPACE foi utilizado para simular três subsistemas: o controle de tensão no barramento CC do inversor, o controle de corrente CA do inversor e a PLL, ambos os três com passo de simulação de 50μs. O conversor *boost* (2μs), seu controle de corrente (50μs), o painel PV (50μs), o inversor (2μs) e a rede CA (50μs) foram simulados utilizando RTDS. A geração de todos os sinais em PWM é feita também pelo RTDS, com passo (50μs).

A comunicação entre o RTDS e o dSPACE foi feita por meio de cabos coaxiais. O fluxo de dados ocorre em dois sentidos de forma independente (*full-duplex*): o RTDS informa ao dSPACE duas das tensões de linha do ponto de acoplamento (v_a e v_b), duas das correntes de linha no ponto de acoplamento (i_a e i_b) e a tensão v_{cc} , enquanto o dSPACE informa ao RTDS três sinais senoidais modulantes (m_a , m_b , m_c). Estas três senóides, já aquisitadas pelo RTDS, são comparadas internamente com um sinal de onda triangular, gerado pelo RTDS com passo de 50μs, para geração de pulsos PWM para comutação do

inversor. Devido ao passo de simulação, para atender ao critério de Nyquist os sinais triangulares devem possuir frequência máxima de 10kHz. Entretanto, foram utilizadas frequências de 2kHz tanto para o inversor quanto para o boost, pois os modelos de chave comutadora disponibilizada pelo RTDS e o modelo de inversor utilizado apresentam perdas elevadas quando comutados em frequências mais altas. Este loop de dados entre RTDS e dSPACE caracteriza a simulação HIL, representado na Figura 8.

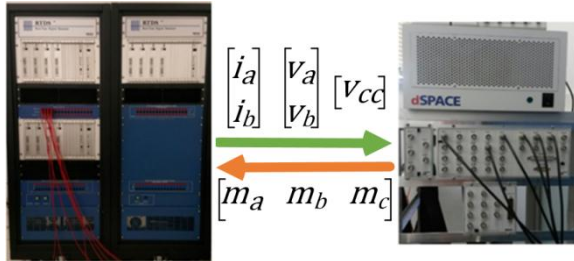


Figura 8: Representação da simulação HIL com RTDS e dSPACE.

Os dados gerados a partir da simulação foram coletados pelo software RSCAD.

Com esse estudo objetiva-se entender a dinâmica de funcionamento do sistema de distribuição na presença de fontes GD. O ambiente de simulação RTDS/dSPACE permite testar dispositivos externos em tempo real, em um ambiente de emulação de rede de distribuição reais (Kabames et al., 2007) e (TechnicalReport, 2012).

4 Resultados

Os resultados obtidos através da simulação HIL são apresentados nesta seção. As variáveis monitoradas são as de interesse para o sistema de controle. Respectivamente: Corrente no indutor do boost, tensão no barramento CC, correntes CA do inversor em coordenadas abc e dq. Foram também observadas as potências de entrada e saída do sistema, ou seja, a potência que é injetada no conversor *boost* a partir do painel PV, e a potência trifásica que é injetada na rede no ponto de acoplamento.

A corrente no indutor do conversor *boost* para a referência de corrente em 15A, utilizando-se $\xi = 0.707$ e $\omega_n = 100 \text{ rad/s}$, pode ser vista em Figura 9.

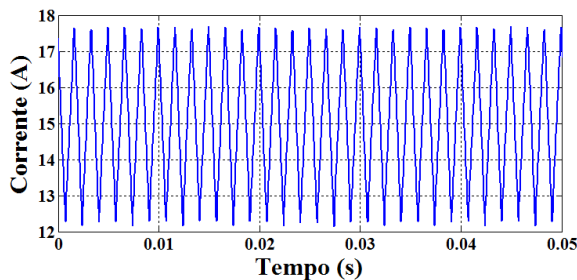


Figura 9: Corrente no indutor do boost.

A tensão no barramento CC para referência de tensão em 660V, utilizando-se $\xi = 0.707$ e $\omega_n = 1.414 \text{ rad/s}$, pode ser vista na Figura 10.

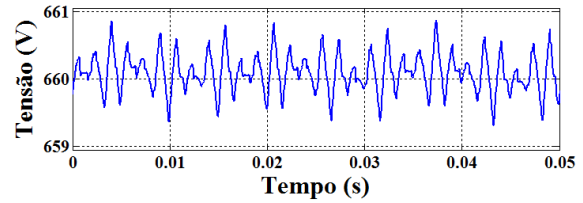


Figura 10: Tensão no barramento CC.

As correntes CA do inversor em abc, utilizando-se $\xi = 0.707$ e $\omega_n = 100 \text{ rad/s}$, podem ser vistas em Figura 11.

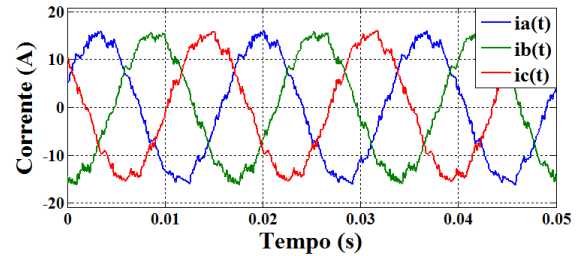


Figura 11: Correntes na saída do inversor, em abc.

As correntes na saída do inversor em dq, utilizando-se uma referência de corrente em quadratura em 0A, podem ser vistas na Figura 12.

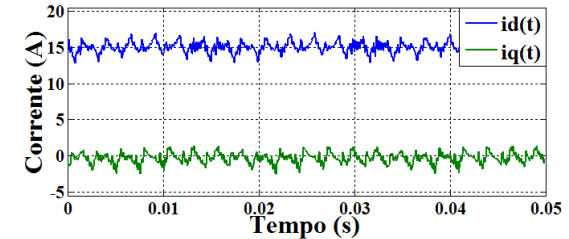


Figura 12: Correntes na saída do inversor, em dq.

A potência CC medida na entrada do conversor $P_{boost} = i_L v_s$ e potência trifásica medida no PAC $P_{pac} = [v_t]^{abc} [i]^{abc}$, podem ser vistas na Figura 13. Os valores médios aproximados de P_{boost} e P_{pac} são respectivamente 4.5kW e 4kW.

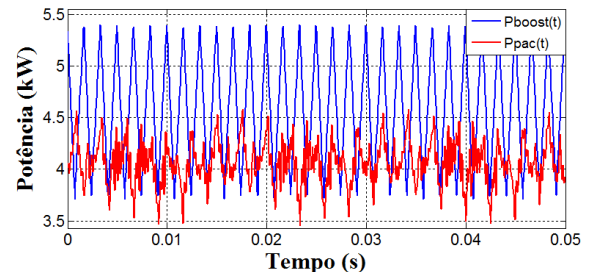


Figura 13: Potências na entrada do conversor boost e no PAC.

5 Discussão

Neste trabalho foi implantada uma simulação *Hardware-In-the-Loop* envolvendo dois simuladores digitais de tempo real (RTDS e dSPACE). A principal observação constatada foi de que as variáveis controladas se estabilizaram em torno de seus pontos

de operação especificados, com pequenos desvios padrões. Desta forma, o sistema de controle foi validado.

A corrente conduzida pelo indutor do conversor *boost* atingiu seu valor médio de referência (15A) com variação devido ao *ripple* de 2A. Isto se atribui à baixa frequência de comutação utilizada, porém este valor corresponde ao calculado. A componente em quadratura da corrente CA do inversor também atingiu seu valor médio de 0A. Finalmente, a tensão do barramento CC do inversor estabilizou-se na referência de 660V. Além disso, observa-se pela figura 13 que os modelos de conversor CC-CC e conversor CC-CA empregados apresentam perdas internas da ordem de 10% (cerca de 500W).

Foi observado que o transitório envolvendo os sistemas de controle e as variáveis controladas não possui relação direta com os cálculos efetuados na seção 2. Entretanto, isto era de se esperar uma vez que foram feitas diversas considerações a fim de simplificar o equacionamento. Por exemplo, a tensão v_{cc} foi considerada constante quando foram desenvolvidos os modelos do conversor *boost* e do inversor.

Ao realizar a simulação em HIL nota-se que o desempenho do sistema como um todo não é idêntico ao que se constata efetuando a simulação localmente em um único dispositivo. Entretanto, essas incertezas põem à prova os sistemas de controle, o que pode salientar problemas que estariam invisíveis em outras técnicas de simulação.

Notou-se que a principal dificuldade em realizar esta simulação HIL encontrou-se na sincronização entre os dois simuladores digitais de tempo real empregados.

Foi feita a simulação em Simulink e em HIL (RTDS+dSPACE), e dessa forma concluiu-se que é vantajoso submeter o sistema modelado a mais de um tipo de teste (técnica de simulação) a fim de aumentar sua robustez.

Agradecimentos

Agradecemos à UFJF, à CAPES, ao CNPQ, ao INERGE, à FAPEMIG e ao FINEP pelo apoio em equipamentos, logística, infraestrutura e pessoal. Agradecimentos especiais ao Prof. Dr. José Luiz Resende (UFJF) por todo amparo técnico sem o qual este trabalho não seria possível. Agradecimentos especiais ao Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa (UFJF) por todo amparo técnico na obtenção dos modelos referentes ao inversor e seus controladores. Agradecimentos especiais ao Prof. Dr. Pedro Almeida Santos (UFJF) pelo amparo técnico na obtenção do modelo de estados do *boost*. Agradecimentos aos colegas dos laboratórios LABSIM-UFJF, NAEP-UFJF, LABSOLAR-UFJF e NIMO-UFJF.

Referências Bibliográficas

- Almeida, P. M., Barbosa P. G., Ferreira, A. A., Braga, H. A. C. (2012). Projeto dos controladores de um conversor VSC usado para conectar um sistema de geração fotovoltaico à rede elétrica. XIX Congresso Brasileiro de Automática. v. 1. p. 1-7.
- Almeida, P. M. (2011). Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Juiz de Fora.
- Agência Brasil. (2016). Em oito anos, mais de 1 milhão de brasileiros devem gerar sua própria energia. Disponível em: <http://agenciabrasil.ebc.com.br/pesquisa-e-inovacao/noticia/2016-03/em-oito-anos-mais-de-1-milhao-de-brasileiros-devem-gerar-sua> Acessado em 21 Mar. 2016].
- Barbi, I. (2015). “Modelagem de Conversores CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados”.
- Barbosa, W. P., de Azevedo A. C. S. (2014). “Geração Distribuída: Vantagens e Desvantagens.” II Simpósio de estudos e pesquisas em ciências ambientais na Amazônia.
- Bélanger, J., Venne, P., Paquim, J.-N. (2010). The what, where and why of real-time simulation. Proc. IEEE PES Gen. Meet. Tuts., 2010, pp. 37–49.
- Brito, M. A. G., Sampaio, L. P., Galoto Jr., L. and Canesin, C. A. (2013). Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60. No. 3, pp. 1156-1167
- Casaro, M. M., Martins, D.C. Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado à Análises em Eletrônica via Simulação. (2008). Eletrônica de Potência Volume: 13 Issue: 3 Pages: 141-146.
- K. Barnes, J. Balda, A. Escobar-Mejia, S. Geurin. “Placement of energy storage coordinated with smart PV inverters”. 2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, ISGT.
- Kezunovic, M., McCalley, J. D., Overbye, T. J., (2012). "Smart Grids and Beyond: Achieving the Full Potential of Electricity Systems," Proceedings of the IEEE.
- Maler, O. (1997). Hybrid and Real-time Systems. International Workshops, HART's97. Grenoble, France.
- Ogata, K. (2007). Engenharia de Controle Moderno. Pearson Education - BR.
- Tanenbaum, A., Steen, V. M (2007). Sistemas Distribuídos – Paradigmas e Práticas. Prentice Hall.
- Technical Report, “Common Functions for SmartInverters”, Version 2, EPRI 2012.
- Yazdani, A. and Iravani, R. (2010). Voltage-Sourced converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications, IEEE Press.