

Desenvolvimento de um Sistema Microcontrolado para Controle de um Conversor de um Sistema HVDC

Nayara Y. Suzuki, Renato M. Monaro, Guacira C. de Oliveira e Silvio G. Di Santo

Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo

São Paulo, São Paulo, Brasil

Email: nayara.suzuki,monaro,guacira,silviogiuseppe@usp.br

Resumo—Este artigo descreve uma estratégia de controle para uma linha de transmissão em *VSC-based HVDC* (VSC-HVDC). O sistema elétrico é modelado em uma plataforma de simulação em tempo real e o controle é embarcado no microcontrolador STM32F4-Discovery que atua em laço fechado com o sistema elétrico. O sistema funciona de forma que o microcontrolador receba sinais analógicos de tensão e corrente da linha simulada, bem como os de referência para o controle, assim, o microcontrolador realiza o controle do chaveamento dos conversores. Com o arranjo testado em laboratório, foi possível controlar as correntes de referência impostas ao controle, tendo a resposta deste apresentado tempo de acomodação da ordem de 10 ms para degraus de corrente de referência de 1,0 pu.

I. INTRODUÇÃO

Diversos aspectos técnicos, econômicos e ambientais têm causado uma mudança na filosofia do desenvolvimento de redes de potência no sentido de uma maior interconexão entre redes, que oferece vantagens como maior confiabilidade, variedade na escolha de plantas geradoras e reduções na capacidade de reserva.

O advento da eletrônica de potência abriu caminho para técnicas que permitem maior flexibilidade da rede e, assim, sua maior controlabilidade e estabilidade. Sua aplicação a redes de potência levou ao desenvolvimento de duas tecnologias que se baseiam na conversão estática de potência: *Flexible AC Transmission System* (FACTS) e *High-Voltage Direct Current* (HVDC), sendo este o assunto abordado neste estudo. Além de ser economicamente vantajosa para linhas cujas distâncias compensem os custos e as perdas em seus equipamentos terminais, a tecnologia HVDC, que pode ser operada com conversores do tipo *Line-Commutated Converter* (LCC) ou *Voltage Source Converter* (VSC), tem sua utilização justificada por sua capacidade de interconectar sistemas em corrente alternada que não estejam em sincronismo. Transmissões em *LCC-based HVDC* (LCC-HVDC) são consideradas confiáveis e economicamente atrativas sendo, portanto, largamente utilizadas para conexões assíncronas *back-to-back* e, principalmente, para transmissões em longa distância feitas por terra. Por outro lado, o uso de conversores

VSC em transmissões em HVDC possui uma série de vantagens com relação ao LCC-HVDC, dentre as quais: geração ou absorção de energia reativa independente do fluxo de potência ativa, o *link* em Corrente Contínua (CC) pode ser conectado a uma rede em Corrente Alternada (CA) fraca (que possui potência de curto-circuito alta), e há possibilidade de alterar-se a direção do fluxo de potência em um conversor sem que se altere a polaridade CC do cabo [1]. Devido a esta última característica, aliada ao maior controle sobre as potências ativa e reativa, a utilização do VSC-HVDC motiva a construção de *links* multi-terminais, o que o torna interessante para aplicações como a interconexão entre parques eólicos *offshore*, especialmente quando eles localizam-se a uma grande distância da costa.

Neste contexto, dado ainda o fato de tratar-se de uma tecnologia emergente e aplicável ao atual cenário de geração e distribuição de energia, observa-se a relevância do estudo da transmissão de eletricidade em HVDC, especialmente quando aplicada com conversores VSC.

Sabe-se que projetar e testar sistemas de controle digital para aplicações em eletrônica de potência pode ser oneroso tanto com relação a recursos financeiros quanto a tempo. Desta forma, o uso de *Hardware-in-the-Loop* (HIL) associado a simulação em tempo real apresenta-se como uma forma conveniente de se validar o projeto de um sistema de controle embarcado.

Este estudo divide-se em duas partes: a primeira consiste em determinar a planta a ser simulada e desenvolver seu sistema de controle e a segunda, em embarcar o controle em um microcontrolador que atuará em laço fechado com uma plataforma de simulação em tempo real, o *Real Time Digital Simulator* (RTDS).

II. SIMULAÇÃO EM RTDS

Aliando software especializado a um hardware dedicado, o RTDS é capaz de realizar simulações de transitórios eletromagnéticos de sistemas elétricos de potência com pequenos passos de integração; esta velocidade de processamento confere ao RTDS a habilidade de emular o funcionamento de um sistema real. Através de interfaces

com o meio externo, é possível controlar as variáveis internas de simulação [2].

A técnica de solução de redes no RTDS é baseada em análise nodal, e o algoritmo de Dommel é utilizado na resolução desta análise; este é amplamente utilizado em programas de simulação digital criados para o estudo de transitórios eletromagnéticos [3].

A. Sistema HVDC simulado

A planta utilizada consiste em uma barra fraca ligada a uma barra forte através de uma linha CC longa com conversores VSC de dois níveis. A figura 1 mostra um terminal, que é simétrico (afora as impedâncias das barras) e a figura 2 mostra o esquema do sistema completo simulado no RTDS.

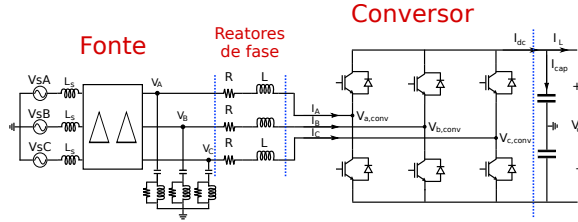


Figura 1. Um dos terminais utilizados nas simulações.

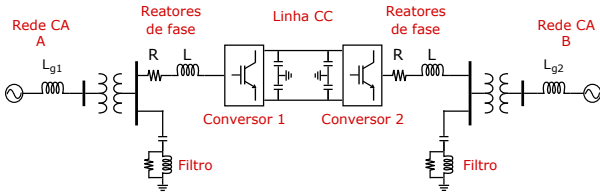


Figura 2. Sistema HVDC simulado.

O lado CC possui configuração monopolar simétrica, na qual se transmite energia através de dois cabos de polaridades opostas, mas com mesmas magnitudes de tensão, de modo que, em operação normal, não há circulação de corrente pela terra [4].

B. Modelagem

Além dos filtros de corrente e de tensão nos lados CA, que são compostos exclusivamente por elementos passivos, o sistema simulado em RTDS é composto pelos seguintes elementos:

1) *Redes CA*: As redes ligadas aos lados CA da linha de transmissão em HVDC (conforme a figura 2) são modeladas, para a simulação, através de seus equivalentes de Thévenin. A escolha da impedância equivalente de Thévenin determina a potência de curto-circuito da rede CA representada, podendo esta ser classificada como forte ou fraca dependendo da potência de curto-circuito. No contexto da geração eólica citada na introdução, a análise desta impedância equivalente é fundamental para avaliar a conexão de parques eólicos a sistemas elétricos de potência 5.

2) *Linha de transmissão CC*: A linha de transmissão de corrente contínua foi representada através do modelo de Bergeron, cujos parâmetros, que neste trabalho foram calculados pelo *RTDS Simulator Software* (RSCAD) a partir de dados dos cabos e da linha fornecidos pelo usuário, são determinados para uma frequência específica, o que significa que o esforço computacional requerido para este modelo será proporcionalmente menor se comparado com aqueles que variam com a frequência [6].

3) *Conversores*: Os VSCs são modelados em sub-redes, onde os circuitos são resolvidos em *small-time steps* (passos de integração entre 1,4 e 2,5 μ s), que são ligados ao circuito principal, resolvido com passo de integração entre 50 e 60 μ s.

Os semicondutores de potência que compõem os conversores são representados, nas sub-redes supracitadas, por chaves abertas ou fechadas, sendo o primeiro estado modelado por um indutor e o segundo, por um resistor em série com um capacitor [7].

Assim como os demais componentes no circuito principal, estes modelos de chaves podem ser discretizados através de circuitos que consistem em uma resistência em paralelo com uma fonte de corrente (equivalentes de Norton) [8]. A fim de reduzir-se o esforço computacional necessário para decomposição ou inversão de matrizes de condutância após cada mudança de estado de cada chave, o método de Maguire e Giesbrecht determina que a condutância correspondente a cada chave seja constante ao longo da simulação independentemente do seu estado, sendo este representado no sistema através da “corrente histórica” que determina a corrente da fonte, calculada pelo método Dommel [7].

Este método tem a desvantagem de introduzir capacitores e indutores, armazenadores de energia, ao sistema, havendo perda de energia artificial a cada chaveamento; porque a energia perdida aumenta com o número de mudanças de estado de chave, existe um limite para a frequência de chaveamento (em torno de 3 kHz) acima do qual estas perdas artificiais tornam-se irreais [9].

III. SISTEMA DE CONTROLE

O controle implementado foi o vetorial, que é realizado projetando-se os sinais colhidos no lado CA do conversor sobre um sistema de referência girante. Como este é sincronizado com a rede através de um *Phase-Locked Loop* (PLL), tensões e correntes vistas por um observador nesta referência são vetores constantes, tornando este um problema de regulação, para o qual a utilização de um controlador menos complexo (neste caso, o Proporcional Integral (PI)) é suficiente para gerar resultados satisfatórios.

Desta forma, as grandezas referenciadas ao sistema dq0 são utilizadas como entradas de PIs, cujas saídas, após passarem por uma transformação dq-abc (modulantes), são comparadas a uma onda triangular de alta frequência (portadora) para modulação em *Pulse-Width Modulation*

(PWM), que gera os pulsos de disparo para as portas dos *Insulated-Gate Bipolar Transistors* (IGBTs).

O controle vetorial permite que se utilizem duas malhas de controle em cascata para cada eixo: uma externa e uma interna, conforme visto na figura 3. A primeira tem ação de controle sobre a diferença entre as grandezas medidas, podendo estas serem: fluxo de potência ativa ou tensão CC no eixo d e fluxo de potência reativa ou tensão CA no q (como na figura 3) e suas referências, gerando as correntes de referência nos eixos d e q. Já a malha interna oferece controle das correntes CA utilizando as correntes de referência geradas pelo controle externo; esta malha gera as modulantes utilizadas para determinar a sequência de chaveamento dos conversores através de PWM.

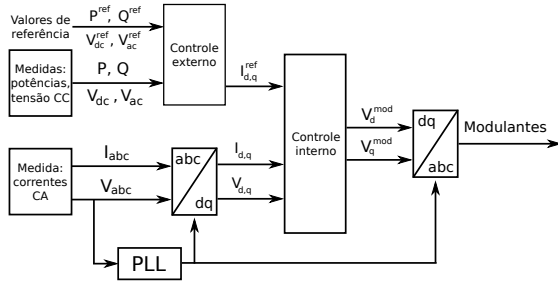


Figura 3. Diagrama de blocos para o controle vetorial.

O controle é projetado de forma que a malha interna apresente menor tempo de resposta do que a externa. Isto é feito para que a dinâmica do controle interno seja rápida o suficiente para acompanhar os valores de referência gerados pelo controle externo, o que contribui para maior estabilidade do controle em cascata.

A planta, vista na figura 1, quando equacionada do sistema dq0 (equação 1) [10], apresenta tensões acopladas às correntes nos eixos d e q através de um fator ωL . Termos de desacoplamento podem, porém, ser aplicados às de controle de correntes (conforme poderá ser visto na figura 4), o que permite o controle independente de grandezas nos eixos d e q.

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} + L \begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{dconv} \\ v_{qconv} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Desta forma, o controle pode ser implementado segundo as malhas vistas nas figuras 4 e 5.

Neste sistema, um dos conversores empregados é utilizado para realizar o controle dos fluxos de potência ativa e reativa do seu lado CA, enquanto o outro, para o controle da tensão do elo CC e do fluxo de potência reativa deste outro lado; este segundo conversor atua como se fosse uma barra *slack*, já que, a fim de manter estável o nível de tensão do lado CC, ele deverá consumir ou fornecer fluxo de potência ativa para que se mantenha o equilíbrio energético da rede.

Os parâmetros do controle foram calculados a partir do equacionamento desenvolvido por Bajracharya [10],

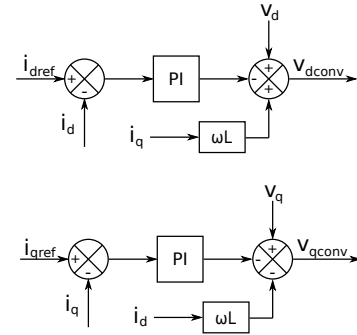


Figura 4. Malha de controle interna.

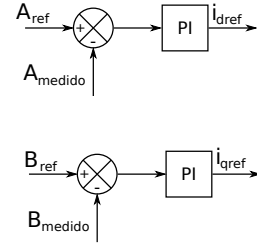


Figura 5. Malha de controle externa.

no qual se modelou o conversor através de um sistema de primeira ordem e o sistema de potência através da equação 1 (também de primeira ordem). Para o controle interno, os parâmetros foram ajustados utilizando-se o princípio do Módulo Ótimo e, para o externo, foi utilizado o critério do Ótimo Simétrico. No controle embarcado, o ganho proporcional mantém-se constante, porém o integral deve ser alterado devido à aproximação da integral para o tempo discreto; para este trabalho, o ganho integral foi, inicialmente, multiplicado pela metade do período de chaveamento.

Os parâmetros calculados foram considerados como uma primeira aproximação, tendo sido ajustados de forma empírica ao longo das simulações de acordo com as respostas dos controles considerando tempos de resposta e sobressinais.

IV. SISTEMA DE CONTROLE EMBARCADO

Sistemas embarcados são sistemas computacionais que operam de forma dedicada aos processos que controlam; porque executam tarefas bem definidas para propósitos específicos, é possível empregar processadores mais confiáveis, que apresentam melhor performance, e menos complexos, com memória e processamento limitados. Por apresentarem dimensões físicas menores e custos baixos, microcontroladores – sistemas que contêm processador, memória e periféricos em um *chip* (*System on a Chip* (SOC)) – vêm sendo largamente utilizados em aplicações para sistemas embarcados.

Para este estudo, será utilizada o microcontrolador STM32F4-Discovery da ST. Este modelo possui, dentre outras, as seguintes características: um processador

Cortex-M4 DE 32 bits da ARM, 1 MB de memória flash, 192 kB de memória RAM, além de entradas USB, temporizadores, portas do tipo *General Purpose Input Output* (GPIO), *Analog-to-Digital Converter* (ADC) e *Digital-to-Analog Converter* (DAC).

O sistema foi implementado segundo o arranjo ilustrado na figura 6, onde os blocos *Giga-Transceiver Analogue Output* (GTAO), *Giga-Transceiver Analogue Input* (GTAI) e *Giga-Transceiver Digital Input* (GTDI) representam os cartões de entrada e saída analógica e de entrada digital, respectivamente, que fornecem a interface do RTDS com equipamentos externos.

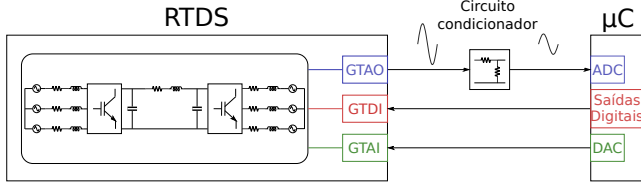


Figura 6. Microcontrolador atuando em laço fechado com o RTDS.

As saídas para o RTDS serão tratadas de forma que variem entre -10 e +10 V; estes sinais resultantes passarão, então, por um divisor de tensão e chegarão ao ADC do microcontrolador com valores entre 0,0 V e +3,0 V.

Os sinais no DAC também variam entre 0,0 V e +3,0 V e serão convertidos através de blocos dentro do RTDS de forma a compatibilizá-los com os níveis requeridos na simulação.

Os sinais de tensão e corrente simulados no RTDS e transferidos ao GTAO são tratados antes de serem recebidos no ADC do microcontrolador. O circuito responsável pelo condicionamento dos sinais provenientes do RTDS deve conformá-los de forma que variem entre 0,0 V e 3,0 V (eles podem variar entre -10 e 10 V no GTAO), além de filtrá-los para que seja garantido o critério de Nyquist para amostragem. Para isto, foi utilizado um filtro passa-baixas do tipo Butterworth (topologia Sallen-Key) com frequência de corte de aproximadamente 820 Hz.

No microcontrolador, o resultado do PWM são pulsos de disparo que indicam os estados das chaves do conversor; eles são recebidos no RTDS através de suas entradas digitais (GTAI), e os IGBTs do conversor são configurados de forma a serem comandados por estes pulsos de disparo.

V. RESULTADOS

Apresentam-se, aqui, as performances dos controles simulados no RTDS e embarcados no microcontrolador. Todos os gráficos foram obtidos para valores em pu.

A. Parâmetros do sistema simulado

O modelo aplicado em RTDS é simulado segundo os seguintes parâmetros:

- tensão na fonte: $V_{ABC} = 17,32$ kV (linha-linha, rms);
- potência nominal: $S_{nom} = 10$ MVA;

- frequências: fundamental = 60 Hz, chaveamento = 2,04 kHz (índice de modulação $m_f = 34$);
- reatores de fase: $R = 1 \Omega$ e $L = 0,03$ H;
- capacitores CC: $C = 466,667 \mu\text{F}$;
- filtro passivo do lado CA: $C_f = 8,842 \mu\text{F}$, $L_f = 716,2 \mu\text{H}$ e $R_f = 9 \Omega$;
- parâmetros do cabo na figura 7 e na tabela I [6].

O cálculo dos parâmetros de controle foi realizado segundo os seguintes valores de base [10]:

- potência: $S_b = 10$ MVA;
- tensão: $V_b = 14,14$ kV
- corrente: $I_b = 471,4$ A;
- impedância: $Z_b = 30 \Omega$;
- frequência: $\omega_b = 377$ rad/s;

Os reatores foram projetados de forma que tivessem índice de mérito próximo de 10 e que a transmissão de potência não fosse prejudicada por valores muito altos de indutância, que levariam a grandes quedas de tensão.

O filtro passivo do lado CA foi calculado para que a impedância do capacitor fosse de 10 pu para a frequência fundamental, L_f foi obtido para uma frequência de ressonância pouco menor do que a frequência de chaveamento, e R_f foi calculado de modo a obter-se resistência comparável à reatância indutiva em frequências próximas às do chaveamento.

Os capacitores do lado CC foram calculados para uma constante de tempo de 7 ms ($C = 0,007/Z_{base}$).

Tabela I
DADOS DO CABO UTILIZADO

	Resistividade ($\Omega \cdot \text{m}$)	Permeabilidade (H/m)	Permissividade (F/m)
Núcleo	1,724e-8	1	-
Isolador 1	-	1	2,3
Blindagem	2,2e-7	1	-
Isolador 2	-	1	2,3
Armadura	1,8e-7	10	-
Isolador 3	-	1	2,1

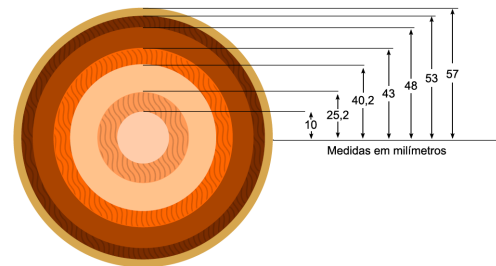


Figura 7. Dados geométricos do cabo.

Os cabos estão localizados dez metros abaixo da terra, distantes um metro um do outro, cada um deles com 100 km de comprimento.

B. Controles simulados no RTDS

O controle interno foi ajustado através de apenas um conversor com uma fonte de tensão contínua ligada ao seu

lado CC. Sua resposta, obtida para ganhos proporcional (K_p) e integral (K_i) de 1,2 e 2400, respectivamente, pode ser vista nos gráficos das figuras 8 e 9, nos quais se notam tempos de resposta na ordem de unidades de milissegundos.

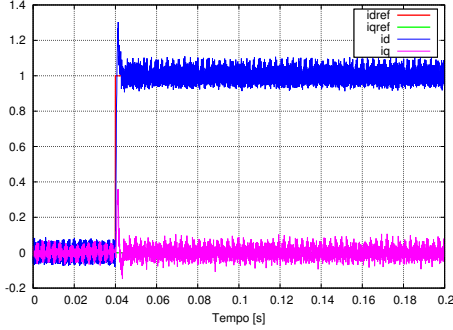


Figura 8. $i_{dref} = 1$ e $i_{qref} = 0$

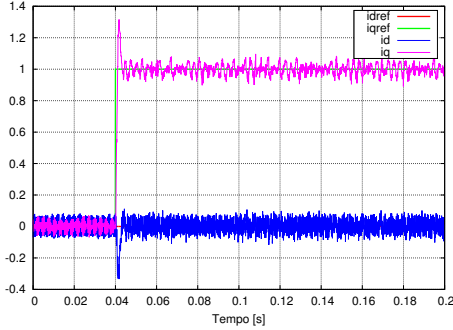


Figura 9. $i_{dref} = 0$ e $i_{qref} = 1$

Ajustou-se o controle externo de potências no mesmo arranjo utilizado para a determinação do controle de correntes; observa-se, nos gráficos das figuras 10 e 11, que o controle externo é mais lento do que o interno, tendo tempo de resposta uma ordem de grandeza maior do que a da apresentada pelo controle interno. As respostas foram obtidas para os PIs do controle externo ajustados com ganhos $K_p = 0,1$ e $K_i = 200$.

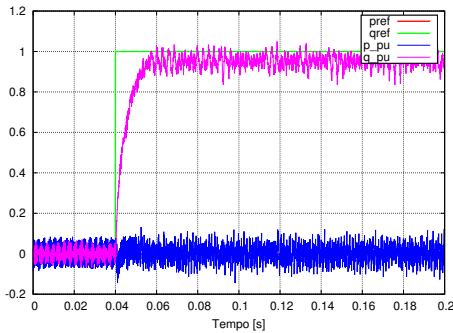


Figura 10. Resposta do controle externo para $p_{ref} = 0$ e $q_{ref} = 1$

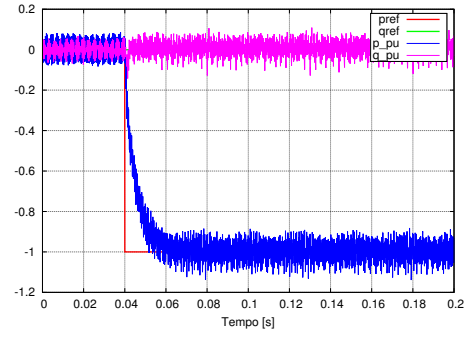


Figura 11. Resposta do controle externo para $p_{ref} = -1$ e $q_{ref} = 0$

O controle da tensão CC foi aplicado com o sistema completo (dois conversores e capacitores nos lados CC) e sua resposta pode ser vista na figura 12. A exigência para tempo de resposta já não é tão grande quanto à para o controle interno, sendo possível, então, ajustar-se um controle que apresenta um sobressinal menor.

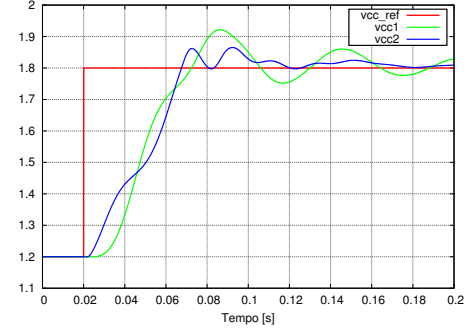


Figura 12. Tensões CC nos conversores para $p_{ref} = q_{ref} = 1$ e tensão de referência variando de 1,2 a 1,8 pu

C. Controle embarcado no microcontrolador

Embarcando o controle testado no RTDS, foi ajustado o controle das correntes de um dos conversores (daquele que controla os fluxos de potência ativa e reativa); os PIs foram implementados utilizando-se a função "arm_pid_instance_f32", da biblioteca da ARM. Os resultados, obtidos com os PIs do controle interno ajustados em $K_p = 1,2$ e $K_i = 0,06$, podem ser vistos nas figuras 13 e 14.

Porque o controle passa a ser trabalhado com valores amostrados, o que introduz atraso na saída do controle, fez-se necessário o ajuste da parcela integral dos PIs, que depende da taxa de amostragem do ADC do microcontrolador (2 kHz).

VI. CONCLUSÕES

O HVDC apresenta-se como uma tecnologia viável para as características do atual cenário de geração e distribuição de energia, sendo utilizado como forma de se realizarem conexões assíncronas *back-to-back* e em transmissões em longa distância, podendo também, quando aplicado com

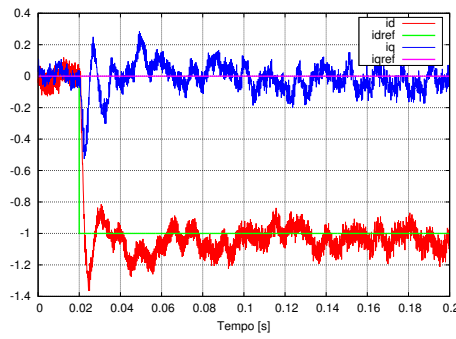


Figura 13. $i_{dref} = -1$ e $i_{qref} = 0$.

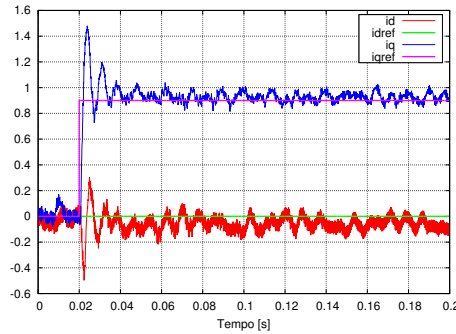


Figura 14. $i_{dref} = 0$ e $i_{qref} = 1$.

conversores VSC, ser empregado em *links* multi-terminais, o que o torna interessante na interconexão de parques eólicos localizados a grandes distâncias da costa. O fato de esta tecnologia encontrar aplicações tão pertinentes ao contexto atual motiva seu estudo que, no caso desta pesquisa, foi realizado através da simulação de um exemplo de sistema de transmissão em VSC-HVDC em uma plataforma de simulação em tempo real, o RTDS, atuando em laço com um microcontrolador no qual foi embarcado o controle do sistema.

Realizando o controle de correntes no microcontrolador, foi possível obter resposta com tempo de subida similar à do controle simulado em RTDS, porém com sobressinal e tempo de acomodação maiores (para o controle simulado, ele responde em tempos da ordem de unidades de milissegundos, enquanto, para o embarcado, eles estiveram próximos de 10 ms), mantendo a estabilidade para degraus de 1,0 pu nas correntes de referência dos eixos d e q. Esta diferença deve-se à existência de atrasos introduzidos pelo circuito de condicionamento de sinais e pela taxa de controle do controle embarcado, que é dez vezes menor do que a do controle simulado no RTDS (lembrando que o passo deste controle é de $50 \mu s$), além de ruídos inerentes aos componentes do circuito e à interface entre RTDS e microcontrolador.

O método utilizado nesta pesquisa permite avaliar a performance, em tempo real, de um sistema de controle embarcado para a planta estudada, simulada através de

seu modelo matemático. Esta abordagem é vantajosa à medida que torna possível estudar a implementação do sistema embarcado sem a necessidade de se operar o sistema real, tornando o estudo mais seguro, menos custoso e viável didaticamente.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Arrillaga, Y. Liu, and N. Watson, *Flexible Power Transmission: The HVDC Options*. Wiley, 2007.
- [2] R. M. Monaro, “Lógica fuzzy aplicada na melhoria da proteção digital de geradores síncronos,” Ph.D. dissertation, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, São Paulo, 2013.
- [3] *Real Time Digital Simulator – Power System User’s Manual*, RTDS Technologies Inc., December 2012.
- [4] R. Bertho Jr., “Identificação de faltas em redes hvdc com múltiplos terminais,” Texto para qualificação de doutorado, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2015.
- [5] A. P. Sohn, “Estudos de estabilidade de sistemas elétricos de potência na presença de diferentes modelos de unidades eólicas,” Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2014.
- [6] V. A. L. Freitas, “Simulação transitória de linhas e cabos de transmissão empregados em sistemas hvdc,” Trabalho de Conclusão de Curso, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2015.
- [7] T. Maguire and J. Giesbrecht, *Small Time-Step ($<2\mu s$ VSC Model for the Real Time Digital Simulator)*, International Conference on Power System Transients, Montreal, Canada, 2005, paper no. IPST05-168.
- [8] H. W. Dommel, “Digital computer solution of electromagnetic transients in single-and multiphase networks,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, no. 4, pp. 388–399, April 1969.
- [9] *Small Time-Step Simulation – An Introductory Tutorial*, RTDS Technologies Inc., rev. 01.
- [10] C. Bajracharya, “Control of vsc-hvdc for wind power,” Dissertação de Mestrado, Norwegian University of Science and Technology, 2008.