



**XXI SNPTTE
SEMINÁRIO NACIONAL
DE PRODUÇÃO E
TRANSMISSÃO DE
ENERGIA ELÉTRICA**

Versão 1.0
23 a 26 de Outubro de 2011
Florianópolis - SC

GRUPO – IV

GRUPO DE ESTUDO DE ANÁLISE E TÉCNICAS DE SISTEMAS DE POTÊNCIA - GAT

AValiação Numérica da Eficiência de Conversores Matriciais em Microgeração

Javier Alexis Andrade-Romero
Universidade Federal do ABC

Jesus Franklin Andrade Romero(*)
Universidade Federal do ABC

Marat Rafikov
Universidade Federal do ABC

RESUMO

Este trabalho analisa o caso de um conversor matricial de duas etapas CA-CA, como uma alternativa ao conversor back-to-back para sistemas de geração distribuída baseados em microturbina (MT) e gerador síncrono. São revisados os princípios de modulação vetorial espacial e comutação das chaves bidirecionais nos conversores matriciais e é proposta uma metodologia de avaliação do sistema de controle considerando condições realísticas de simulação. Nesse sentido, é aplicado um controle de linearização por realimentação de estados, considerando o modelo ideal e não ideal da chave, transistor de potência (IGBT), que visa atingir um fator de deslocamento de entrada unitário. De forma a avaliar o erro causado pela falta de sincronia entre o passo de integração e os tempos de disparo das chaves, o controle é implementado em tempo contínuo e discreto.

PALAVRAS-CHAVE

Geração distribuída, Conversor matricial de duas etapas, Avaliação numérica, Controle do fator de deslocamento, Erro de sincronismo na simulação.

1.0 - INTRODUÇÃO

O surgimento da geração distribuída (GD) oferece um potencial de melhoria nos atuais problemas da geração centralizada, tais como os impactos da implantação de usinas e linhas de transmissão, problemas de confiabilidade e energia elétrica de melhor qualidade. Particularmente, a microturbina é considerada a tecnologia da GD melhor posicionada para obter uma aplicação real e de impacto imediato (1). No entanto, devido à necessidade de trabalhar com sinais de alta frequência, um elemento que recentemente vem contornando diferentes desafios tecnológicos é o conversor eletrônico (2).

Características como a presença mínima de harmônicos, fator de deslocamento de entrada controlável, assim como elementos mínimos de armazenamento de energia, são requisitos comuns em conversores eletrônicos eficientes. Embora os fabricantes de MT trabalhem com conversores denominados back-to-back (3), de retificador controlado ou retificador a diodo (4), a maior desvantagem apresentada consiste no alto valor da capacitância necessário no barramento CC (instalado entre as etapas de retificação e inversão). Vale a pena ressaltar, que o capacitor é o componente com o menor tempo de vida útil nos conversores eletrônicos (5). O capacitor do barramento CC, particularmente no caso de capacitores eletrolíticos, reduz a eficiência, confiabilidade e qualidade da energia elétrica do sistema principalmente devido à sensibilidade a altas temperaturas (6). Com uma capacitância limitada no barramento CC, o conversor eletrônico perde sua capacidade de atenuar as perturbações causadas pelos transitórios na microturbina e na carga.

O conversor matricial de duas etapas (CM2E) é um conversor eletrônico flexível que tem recebido considerável atenção nos últimos anos devido à ausência do capacitor eletrolítico na sua topologia (7). Atualmente, os projetos de meio e grande porte na GD usam tecnologias específicas de melhoramento do processo de conversão através

(*) Rua Catequese, 242, bairro Jardim, CEP 09090-400, Santo André-SP – Brasil
Tel: (+55 11) 4437-8471 — Email: jesus.romero@ufabc.edu.br

da eficiência, e, conseqüentemente, são obtidas soluções econômicas (8). A combinação do CM2E junto com processadores digitais de última geração permite a eliminação de elementos de armazenamento de energia na sua topologia, e, através de um controle adequado, consegue manter um fator de deslocamento de entrada próximo à unidade.

No caso de sistemas de potência, o CM2E permite uma operação mais flexível, segura e econômica (9). Fazendo parte do conjunto de dispositivos flexíveis para sistemas de transmissão de corrente alternada (FACTS), os conversores matriciais inserem vantagens importantes no sistema de energia, como a modulação e controle do fluxo de potência, o aumento da estabilidade transitória e o amortecimento de oscilações de rede (10). A possibilidade do controle da potência em um sistema de energia elétrica, sem reescalonamento da geração ou alteração da topologia, apresenta um potencial no desempenho do sistema de energia. Com o uso de um componente controlável, como o CM2E, os fluxos de linha podem ser alterados de tal modo que os limites térmicos não são excedidos, as perdas minimizadas, a segurança de transporte incrementada e as margens de estabilidade estendidas (11).

A necessidade de altas freqüências de comutação e algoritmos específicos para a modulação vetorial espacial na implementação do CM2E, demandam controladores digitais com requerimento relacionados a altas velocidades de processamento. Uma vez que as microturbinas funcionam em altas velocidades de operação, os sinais elétricos gerados pela máquina elétrica apresentam altas freqüências elétricas e, através de sensores, devem ser processados em ambientes digitais sofisticados. Por outro lado, os algoritmos de integração convencionais aplicados nas simulações em tempo real, tendem a se desviar de resultados adequados devido à falta de sincronismo entre o passo de integração das simulações e os sinais de disparo do controlador digital.

Nesse sentido, o presente trabalho propõe um procedimento de avaliação de simulações numéricas, considerando todos os módulos do CM2E operando em condições de operação realísticas. Em uma primeira etapa, é implementado um controle de linearização por realimentação de estados (12) no conversor, tanto em tempo contínuo quanto discreto, que visa um fator de deslocamento de entrada próximo à unidade. Adicionalmente, é analisado o impacto do erro inserido pela falta de sincronia entre os sinais de disparo dos transistores de potência e o passo de integração numérica no ambiente de simulação. O processo de avaliação considera os modelos da chave ideal e não ideal, implementados através da plataforma MATLAB/Simulink® utilizando a biblioteca SimPowerSystems. O modelo não ideal da chave considera a dinâmica dos componentes ativos, passivos e tempos mortos. Por outro lado, o modelo da chave ideal considera variações de tensão pseudo-instantâneas apenas definidas pelo intervalo do passo de integração, ou tempo de integração, da simulação.

2.0 - MODELAGEM DO CONVERSOR MATRICIAL

A Figura 1 apresenta o sistema de geração distribuída, baseado na microturbina, gerador síncrono, conversor matricial de duas etapas e os filtros de entrada e saída.

2.1 Modelo ideal do IGBT

O modelo matemático do conversor matricial é representado pela Equação (1). As chaves do conversor são consideradas ideais, e o modelo do conversor é resultante do produto dos estados das chaves da etapa de inversão e retificação.

$$\begin{aligned} [M] &= [SW_A \ SW_B \ SW_C]^T \cdot [SW_a \ SW_b \ SW_c] \\ [V_o]_{abc} &= [M] \cdot [V_m]_{abc} \\ [i_m]_{abc} &= [M]^T \cdot [i_o]_{abc} \end{aligned} \quad (1)$$

2.2 Filtro de entrada em coordenadas abc

A partir do filtro de entrada, localizado entre a MT e o CM2E, podem ser determinadas as relações elétricas através das seguintes equações

$$K[E_s]_{abc} = L \frac{d}{dt} [i_s]_{abc} + r[i_s]_{abc} + K[V_m]_{abc} \quad (2)$$

$$[i_s]_{abc} = C \frac{d}{dt} [V_m]_{abc} + [i_m]_{abc} \quad (3)$$

Onde K representa a matriz de transformação de tensões de fase a tensões de linha, é definida como

$$K = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

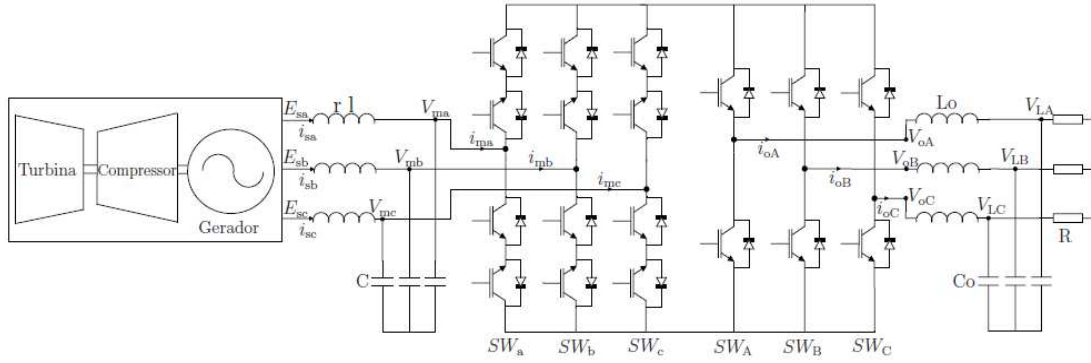


FIGURA 1 – Sistema de microgeração, baseado no conversor matricial de duas etapas

2.3 Filtro de entrada em coordenadas dq

Para obter o modelo do filtro de entrada em coordenadas dq, nas equações (2) e (3) é aplicada a Transformação de Park em um eixo de referência constante, a tensão de entrada E_s . A Transformação de Clarke e Park é representada pela seguinte matriz,

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Onde ω é a referência da freqüência angular. Aplicando a transformação mostrada na equação (5) nas equações (2) e (3), obtém-se o modelo em coordenadas dq, o qual é apresentado no modelo em espaço de estados na seguinte equação,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{V}_{md} \\ \dot{V}_{mq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega & -\frac{1}{C} & 0 \\ \omega & -\frac{r}{L} & 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ V_{md} \\ V_{mq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} [i_{mq}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} E_{sd} \\ \frac{1}{L} E_{sq} \\ -\frac{1}{C} i_{md} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Deve-se notar que a matriz de estados anterior apresenta um acoplamento entre as correntes de linha i_{sd} e i_{sq} e as tensões do capacitor, V_{md} , V_{mq} .

3.0 - CONTROLE DE LINEARIZAÇÃO POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS.

Neste trabalho é aplicado o controle de linearização por realimentação de estados (12) para avaliar as simulações em tempo real. No intuito de obter um fator de deslocamento de entrada unitário, objetiva-se que a componente de linha da corrente de quadratura seja próxima a zero, isto é $i_{sq}=0$, desacoplada, portanto, de i_{sd} , V_m , e V_{mq} . Diferenciando as variáveis i_{sd} e i_{sq} da Equação (6) obtém-se um espaço de estados modificado considerando as novas variáveis de estado

$$x_{sd} = \dot{i}_{sd} \quad \text{e} \quad x_{sq} = \dot{i}_{sq} \quad (7)$$

Esta técnica de controle objetiva regular a corrente i_{sq} através de uma nova relação linear, nesse sentido é definida a variável V , como $\dot{x}_{sq} = V$.

Substituindo a variável V no novo modelo de estados e visando desacoplar i_{sq} das variáveis i_{sd} , V_{md} e V_{mq} , a lei de controle i_{mq} é obtida,

$$i_{mq} = \frac{1}{\omega_0^2} \left[V - \left(\frac{r^2}{L^2} - (\omega_0^2 + \omega^2) \right) i_{sq} - \frac{2\omega r}{L} i_{sd} - \frac{r}{L^2} V_{mq} + \frac{r}{L^2} E_{sq} - \frac{2\omega}{L} V_{md} + \frac{\omega}{L} E_{sd} - \frac{1}{L} \dot{E}_{sq} \right] \quad (8)$$

No objetivo de estabelecer a nova dinâmica de i_{sq} através de V , considera-se uma função de transferência de terceira ordem com saída i_{sq} e entrada i_{sq_ref} , onde $i_{sq_ref} = 0$.

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq-ref}} = \frac{k_2 k_I}{s^3 + k_1 s^2 + k_2 s + k_2 k_I} \quad (9)$$

Transformando a equação (9) no domínio do tempo e substituindo $\frac{d^2}{dt^2} i_{sq} = V$ obtém-se

$$V = k_2 k_I \int (i_{sq-ref} - i_{sq}) dt + \left(\frac{k_1}{1} - k_2 \right) i_{sq} + k_1 \omega i_{sd} + \frac{k_1}{1} V_{mq} - \frac{k_1}{1} E_{sq} \quad (10)$$

4.0 - MODULAÇÃO VETORIAL ESPACIAL

A Modulação Vetorial Espacial (Space Vector Modulation – SVM) baseia-se na determinação dos períodos em que as chaves do conversor permanecem nos estados “on” e “off” em função da posição instantânea do vetor espacial. No entanto, o sincronismo entre ambos as etapas, de retificação e inversão, é requerida para garantir o equilíbrio entre as correntes de entrada e as tensões de saída (12). A síntese da corrente na etapa de retificação resulta em seis vetores ativos, dois vetores zero e nos correspondentes ciclos de trabalho. A síntese da tensão na etapa de inversão resulta em seis vetores ativos, três vetores zero e nos correspondentes ciclos de trabalho. A estratégia de comutação sobre um período, mostrado na Figura 2, propõe que os estados de retificação mudem quando o inversor encontra-se no vetor zero, garantindo uma comutação segura.

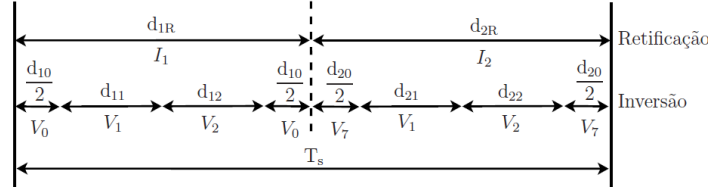


FIGURA 2 – Estratégia de comutação da etapa de retificação e inversão.

4.1 Modelo médio invariante no tempo

O modelo médio considera aos ciclos de trabalho como contínuos no intervalo de [0, 1], relaciona as correntes de entrada com a corrente no bus CC, e as tensões de saída com a tensão do bus CC. Onde θ_i é o ângulo de fase da tensão de entrada, θ_o é o ângulo de fase da tensão de saída, o modelo médio é apresentado a seguir,

$$\begin{bmatrix} i_{md} \\ i_{mq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1R} \\ d_{2R} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\theta_o) & \cos(\theta_o - \frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_o) & -\sin(\theta_o - \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{1I} \\ d_{2I} \end{bmatrix} \quad (12)$$

4.2 Ciclos de trabalho

Os ciclos de trabalho d_{1R} e d_{2R} , equação (13), devem ser calculados para garantir a lei de controle i_{mq} , e os ciclos de trabalho d_{1I} e d_{2I} , equação (14), para garantir a saída de tensão na frequência e amplitude da rede.

$$d_{1R} = \frac{i_{md} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) - i_{mq} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)}{i_{md} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_i\right) + i_{mq} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_i\right)}, \quad d_{2R} = \frac{i_{md} \sin(\theta_i) + i_{mq} \cos(\theta_i)}{i_{md} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_i\right) + i_{mq} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_i\right)} \quad (13)$$

E, os ciclos de trabalho da saída,

$$d_{2I} = \frac{\sqrt{3} \hat{V}_o}{V_{dc}} \sin(\theta_o), \quad d_{1I} = \frac{\sqrt{3} \hat{V}_o}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_o\right) \quad (14)$$

5.0 - RESULTADOS DO CONTROLE CONTÍNUO.

O controle de realimentação de estados do CM2E foi implementado na plataforma computacional Matlab/Simulink®. É considerada uma frequência elétrica gerada pelo sistema de microgeração de 600Hz, e uma frequência de chaveamento de 30KHz. Por outra parte, devido aos harmônicos de altas frequências na tensão V_m ,

é implementado um filtro de primeira ordem com constante de tempo τ (12). Para ambas as simulações, considerando o modelo ideal e não ideal, é considerado um método com tempo de integração $T_{sSIM}=1 \times 10^{-7}$ s. Na Tabela 1 apresentam-se os parâmetros elétricos do filtro usado para o conversor matricial com um controle de corrente de linearização por realimentação de estados.

Tabela 1 – Parâmetros considerados na simulação

Parâmetro	L	C	Lo	Co	Rout	τ
Valor	18mH	1.75 μ F	24mH	16 μ F	47 Ω	0.04msec

5.1 Modelo não ideal do IGBT

Nessa seção apresentam-se os resultados de simulação considerando o modelo não ideal do IGBT, disponível na livreria SimPowerSystems. Como a Figura 3a) mostra, a ação do controle mantém a corrente i_{sq} perto de zero e, portanto, um fator de deslocamento de entrada aproximadamente unitário, como mostrado na Figura 3b).

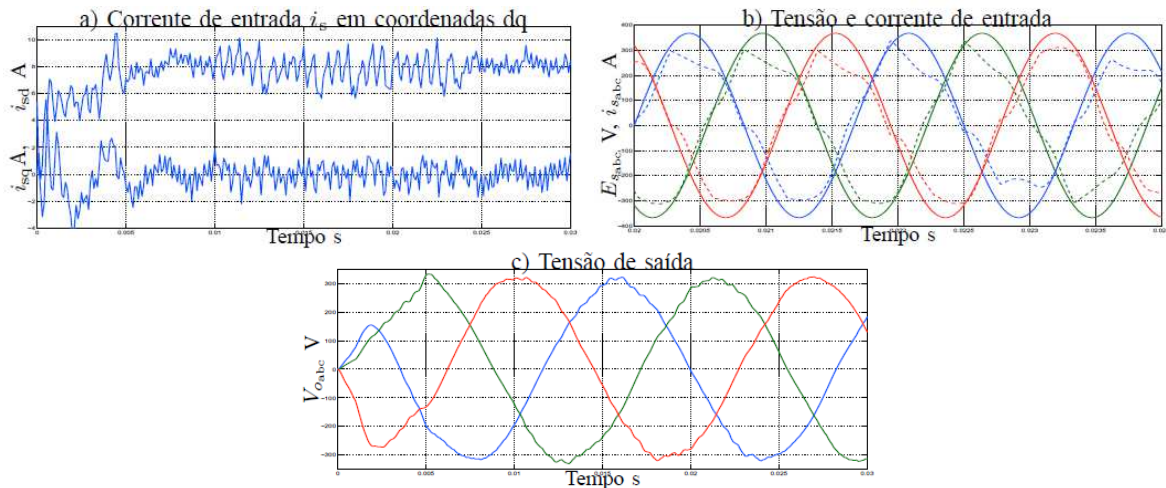


FIGURA 3 – Resultados de simulação considerando o modelo não ideal da chave

A simulação, baseada no modelo não ideal do IGBT, apresenta altas componentes de frequência na corrente de entrada, Figuras 3a) e 3b), porém, obtém-se um sinal de tensão de saída limpa devido à ação do filtro LC de saída, Figura 3c).

5.2 Modelo ideal do IGBT

Nesta seção apresentam-se os resultados de simulação considerando o modelo ideal do IGBT, modelo apresentado na seção 2.1.

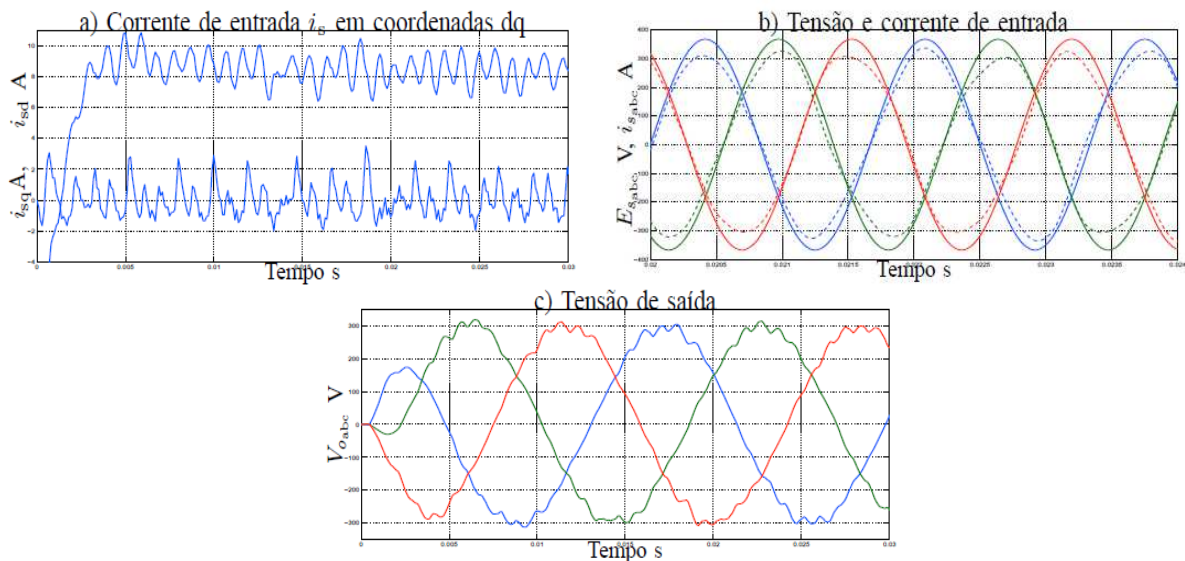


FIGURA 4 – Resultados de simulação considerando o modelo ideal da chave

Como apresentado na Figura 4a), o algoritmo de controle mantém a componente da corrente de entrada de quadratura, i_{sq} , perto de zero e um fator de deslocamento próximo da unidade, como mostrado na Figura 4b).

Ambas as simulações apresentadas de ambos os modelos mostram importantes diferenças em cada variável registrada. As simulações baseadas no modelo ideal do IGBT, apresentam altas componentes harmônicas no sinal de tensão de saída, Figura c), e a corrente de entrada apresenta baixas componentes harmônicas, Figuras a) e b).

6.0 - RESULTADOS DO CONTROLE DISCRETO.

Sendo o controle de realimentação de estados discretizado e implementado no Matlab/Simulink®, a frequência dos sinais gerados é fixada em 600Hz, enquanto que a frequência de chaveamento em 30KHz. Por outra parte, devido aos harmônicos na tensão V_m , é implementado um filtro de primeira ordem com uma constante de tempo τ . Para ambas as simulações, considerando os modelos do IGBT ideal e não ideal, os parâmetros são mostrados na Tabela 1, porém são modificados os valores do filtro de saída ($L_o = 38$ mH, $C_o = 20$ μ F).

Dado que o cálculo dos ciclos de trabalho deve ocorrer uma vez a cada período de comutação, os blocos do controle principal (PLL, abc/dq, SVM e os blocos do controle na Figura 5) devem ser calculados da mesma forma uma vez só. No entanto, deve ser notado que os sinais de disparo ocorrem várias vezes num período de comutação, como mostrado na Figura 2. Portanto, esta característica requer alguns recursos de hardware específicos devido a alta velocidade computacional exigida no processador digital responsável por gerar os sinais de disparo, ainda mais, em sistemas de microturbinas que sinais de alta frequência são gerados. Em (13) é proposto implementar os sinais de disparo em um processador separado de maior velocidade, mestre, e os outros blocos de em um processador escravo.

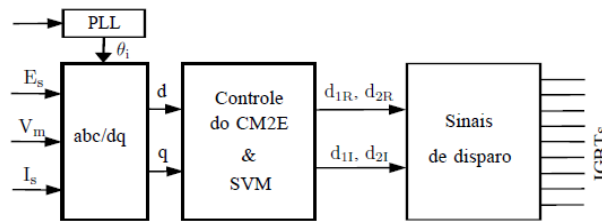


Figura 5 – Diagrama de blocos do controle digital

A simulação numérica exige um menor tempo de integração, principalmente, no intuito de reduzir o erro introduzido devido ao sincronismo indevida do controlador digital e o gerador dos sinais de disparo (14). Mais precisamente, ao contrário do sistema físico, o ambiente de simulação é incapaz de responder instantaneamente a um sinal de disparo, que vem entre dois tempos de simulação. Devido ao atraso introduzido, pela falta de sincronismo, é introduzido um cálculo cumulativo de erro como mostra a linha no tempo na Figura 6. Onde, T_{Sn} é o passo de integração da simulação, SW é o instante do sinal de disparo, e Δt é a diferença entre a T_{Sn} e SW , isto é, representa o erro acumulativo no tempo.

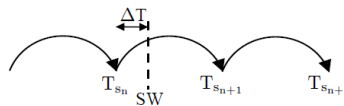


Figura 6 – Linha no tempo da comutação em simulações discretas

Deve ser salientado que a Figura 7 teve como objetivo avaliar os problemas de desempenho introduzidos na simulação devido à falta de sincronismo do tempo de integração da simulação e o instante do sinal de disparo.

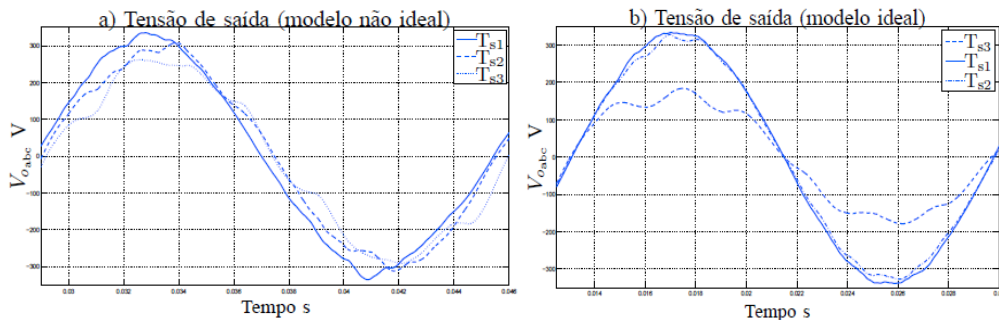


FIGURA 7 – Tensão de saída para diferente tempos de amostragem do controlador discreto

A Figura 7a) apresenta os efeitos da precisão dos sinais de disparo no sinal da tensão de saída, V_o , variável que se mostrou mais sensível ao erro introduzido, na simulação baseada no modelo não ideal do IGBT. O passo de integração da simulação é de $0,1 \mu\text{ seg}$ (T_{sSIM}). Esta figura mostra que um período de amostragem do controle de $2 \mu\text{ seg}$ (T_{s1}) é adequado para o conversor. Um período de amostragem do controle de $16 \mu\text{ seg}$ (T_{s2}) produz uma onda menos aceitável sobre a tensão de saída. Finalmente, um período de amostragem do controle de $32 \mu\text{ seg}$ (T_{s3}) apresenta os maiores componentes harmônicos na tensão de saída, e um decréscimo na amplitude. Portanto, este efeito pode levar à falsa avaliação do desempenho do sistema.

A Figura 7b) apresenta os efeitos da precisão dos sinais de disparo no sinal da tensão de saída, V_o , considerando o modelo ideal do IGBT. O passo de integração da simulação é de $0,1 \mu\text{ seg}$ (T_{sSIM}). Esta figura mostra que um período de amostragem do controle de $2 \mu\text{ seg}$ (T_{s1}) é adequado para o conversor. Um período de amostragem do controle de $4 \mu\text{ seg}$ (T_{s2}) produz uma onda menos aceitável sobre a tensão de saída. Finalmente, um período de amostragem do controle de $6 \mu\text{ seg}$ (T_{s3}) apresenta os maiores componentes harmônicos na tensão de saída, e um decréscimo considerável na amplitude. Efeito que leva à falsa avaliação do desempenho do sistema. É mostrado que a maior sensibilidade sobre a precisão nos sinais de disparo são encontrados na simulação do sistema baseado no modelo ideal do IGBT.

7.0 - CONCLUSÕES.

Este trabalho explora as simulações numéricas do conversor matricial de duas etapas em sistemas de geração baseados em micro-turbina (altas velocidades de rotação), sob um controlador de corrente não linear. A análise considera os modelos do IGBT ideal e não ideal na plataforma Matlab/Simulink.

O modelo ideal do IGBT considera variações de tensão pseudo-instantâneas apenas definidas pelo intervalo do passo de integração da simulação. As ondas de tensão de saída exibem distorções de alta frequência relacionadas com as variações de tensão pseudo-instantâneas, no entanto, a simulação tende a ser numericamente robusta.

Por outra parte, o modelo do IGBT não ideal considera a dinâmica do transistor de potência, isto é, os componentes passivos, ativos e tempos mortos. O sinal da tensão de saída mostra menores componentes harmônicos e um incremento no atraso da corrente de entrada, ambos devido à modelagem de elementos passivos no IGBT. Conseqüentemente, a corrente de entrada apresenta distorções de alta frequência devido à ação de controle, isto é, é necessária uma maior ação de controle para obter um fator de deslocamento de entrada perto à unidade. Deve-se notar, portanto, que esse modelo apresenta um cenário mais realista para o ajuste de parâmetros dos filtros. No entanto, verificou-se, em alguns casos, a existência de variações críticas de tensão na saída relacionadas com os valores da carga resistiva, induzindo instabilidades numéricas.

A facilidade de implementação da eletrônica de potência através da biblioteca SimPowerSystems, da plataforma Matlab, é demonstrada. No entanto, a simulação baseada no modelo matemático, sob considerações ideais, permite uma melhor compreensão do comportamento do sistema, desempenho do controlador e efeito do chaveamento. Por outra parte, este trabalho aponta que algumas restrições devem ser consideradas quando o comportamento do sistema é avaliado. A restrição deve ser considerada devido à falta de sincronismo entre o passo de integração utilizado na simulação e os sinais de disparo dos dispositivos de potência (IGBT). Além disso, o processo de avaliação apresentado pode contribuir para o estabelecimento dos valores mínimos do período de amostragem do controlador discreto. Esse análise pode fornecer uma estimativa para a implementação do arranjo do controle digital, e a capacidade de computação requerida.

8.0 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- (1) GOLDSTEIN, L. et al. Gas-Fired Distributed Energy Resource Technology Characterizations. U.S. Department of Energy. U.S.A., 2003. Disponível em: <http://www.nrel.gov/docs/fy04osti/34783.pdf>.
- (2) NEXUS, Climate Protection Partnership Division, Technology Characterization: Microturbines, Environmental Protection Agency, Energy Nexus G., Virginia/USA. Março, 2002.
- (3) Staunton, R.; Ozpineci, B. Microturbine Power Conversion Technology Review. U.S. Department of Energy. U.S.A., 2003.
- (4) O. Fethi, L.A. Dessaint, L, and K. Al-Haddad, "Modeling and simulation of the electric part of a grid connected microturbine", in proc. of Power Engineering Society General Meeting, 2004, vol. 2, PP 2212 -2219.
- (5) N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, "Power Electronics. Converters, applications and design," ISBN 0-471-30576-6, 802 pages, 2nd Edition, John Wiley & Sons, USA 1995.

- (6) J.A. Andrade-Romero, Jesus.F. Romero, "Contribuição do Conversor Matricial na microgeração para um Planejamento Energético Sustentável", VII Congresso Brasileiro de Planejamento Energético, VII CBPE 2010, São Paulo/Brasil, 8-10 de setembro, 2010.
- (7) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix Converters: A Technology Review", IEEE Transaction On Industrial Electronics, vol. 49, pp 276-288, April, 2002.
- (8) B.K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives," ISBN 0-130-16743-6, 736 pages, 1st Edition, Prentice Hall PRT, USA 1998.
- (9) O. P Dwivedi, 1. G Singh and S. N Singh, "Power Flow Control Using Multi-Converter FACTS Controller", International Conference on Power Systems, ICPS2004, Kathmandu, Nepal, Nov.2004.
- (10) T.J. Sobczyk, D. Borkowski, "Application of Matrix Converter for Power Flow Control in a Transmission Line," Power Tech, 2007 IEEE Lausanne , vol., no., pp.1823-1828, 1-5 July 2007.
- (11) A. Dasgupta, P. Tripathy, P. S. Sensarma, "Matrix converter as UPFC for transmission line compensation," Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on , vol., no., pp.1050-1055, 22-26 Oct. 2007.
- (12) M. Hamouda, F. Fnaiech, K. Al-Haddad, "Control of the reactive line current provided by a Dual-Bridge Matrix Converter using the inputoutput feedback linearization approach," in proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE, 2006, July, 2006, pp 803-808.
- (13) M. Hamouda, F. Fnaiech, K. Al-Haddad, "A DSP based real-time simulation of Dual-Bridge Matrix Converters," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007, ISIE 2007, 4-7 June 2007, pp. 594-599.
- (14) V. Dinavahi, M. Irvani, and R. Bonert, "Real time digital simulation of power electronic apparatus interfaced with digital controllers," IEEE Trans. Power Deliver, vol. 16, pp. 775-781, Oct. 2001.

9.0 - DADOS BIOGRÁFICOS



Javier Alexis Andrade Romero, La Paz/LP/Bolívia, 19/05/1983. Possui graduação em Engenharia Eletrônica - Universidad Mayor de San Andrés, UMSA, Bolívia (2006). Foi pesquisador e estudante do curso de especialização em Mecatrônica na University of Applied Sciences of Southern Switzerland, SUPSI, Suíça, financiado pela fundação suíça RETECA (2009). Atualmente faz o curso de Mestrado em Energia na Universidade Federal do ABC, UFABC, formando parte do grupo de pesquisa em "Geração Distribuída" do Laboratório de Sistemas Elétricos de Potência. Tem experiência na área de Mecatrônica e Automação, atuando principalmente nas áreas de: técnicas de controle, processamento digital de sinais, vibrações mecânicas, e conversores eletrônicos.

Jesus Franklin Andrade Romero, Laranjal/SP/Brasil, 11/02/1970. Possui graduação em Engenharia Eletrônica pela Universidad Mayor de San Andrés (1992, revalidação USP), mestrado e doutorado em Engenharia Eletrônica e Computação pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica (1997 e 2002 respectivamente). Atualmente é professor adjunto da Universidade Federal do ABC e participa do programa de pós-graduação em Energia. Tem experiência na área de Controle de Processos de Conversão de Energia, Máquinas Elétricas e Dispositivos Eletrônicos.

Marat Rafikov, Bolsista de Produtividade em Pesquisa do CNPq - Nível 2. Formado em Engenharia Aeroespacial - Kazan Aviation Institute, Rússia (1972). Fez doutorado em Cibernética Técnica e Teoria de Informação - Kazan Aviation Institute (1985). Atualmente é professor titular da Universidade Federal do ABC. Tem experiência na área de Matemática, com ênfase em Matemática Aplicada aos problemas econômicos, ecológicos, biológicos e de Engenharias, atuando principalmente nos seguintes temas: modelagem matemática, controle ótimo, modelagem matemática e controle dos sistemas complexos, modelagem e controle de sistemas não-lineares.