



PERDAS EM CONVERSORES CA-CA MONOFÁSICO PARA TRIFÁSICO A QUATRO FIOS

Gregory A. de Almeida Carlos¹, Cursino Brandão Jacobina², Euzeli C. dos Santos Junior³

RESUMO

Este artigo tem como objetivo estudar as perdas nas chaves de três tipos de conversores CA-CA, focalizando-se as estruturas com número reduzido de chaves. Estas, permitem a conversão de potência de um sistema elétrico monofásico para um trifásico no intuito de alimentar uma carga trifásica qualquer a quatro fios sem a conexão do ponto central do barramento capacitivo. Um estudo comparativo das perdas nas chaves em cada conversor é feito afim de verificar qual estrutura oferece maior rendimento no sistema de conversão. A estratégia de controle da tensão no barramento capacitivo, controle do fator de potência e da geração PWM são apresentados. Resultados de simulação ilustram o desempenho dos conversores.

Palavras-chave: conversores CA-CA, perdas, fator de potência.

LOSSES IN SINGLE-PHASE TO THREE-PHASE FOUR WIRE AC-AC CONVERTERS

ABSTRACT

This paper aims to study the losses in switches of three types of ac-ac converter, with focus on minimized component structures. The proposed topologies allow single-phase to three-phase electrical system power conversion for supply three-phase four wire load without the capacitor dc-bus mid-point connection. A compared study of switches losses at each converter is done to verify which structure offers the most efficiency of the power conversion system. The overall control strategy for providing dc-bus voltage, power factor control and PWM generation are presented. Simulations results illustrate the performance of converters.

Keywords: AC-AC converters, losses, power factor.

INTRODUÇÃO

A conversão de potência de um sistema monofásico para um sistema trifásico para alimentar uma carga trifásica a quatro fios, usualmente emprega a topologia em ponte completa a qual utiliza doze chaves de potência na estrutura do conversor (JACOBINA et al., 2005), conforme ilustrada na Figura 1, denominada de configuração A. Esta topologia será abordada como uma topologia padrão por ser usualmente utilizada. As duas topologias restantes, Figura 2, configuração I e Figura 3, configuração II, surgem com a característica relevante de possuir um número reduzido de chaves, implicando numa eventual redução do custo do conversor.

¹ Aluno de Curso de Engenharia Elétrica, Depto. de Engenharia Elétrica, UFPG, Campina Grande, PB, E-mail: gregory.ska@gmail.com

² Engenheiro Elétrico, Prof. Doutor, Depto. de Engenharia Elétrica, UFPG, Campina Grande, PB, E-mail: jacobina@dee.ufcg.edu.br

³ Engenheiro Elétrico, Prof. Doutor, Depto. de Engenharia Elétrica, UFPG, Campina Grande, PB, E-mail: euzeli@dee.ufcg.edu.br

As configurações I e II possuem dez chaves, sem a conexão do ponto central do barramento capacitivo, como podem ser observadas na Figura 2 e Figura 3. Será nestas três topologias, configuração I, II e A, que se fará o estudo das perdas nas chaves em cada conversor. Visto que o custo das configurações com número reduzido de chaves é menor se comparado com a topologia mostrada na Figura 1, a análise das perdas é bastante importante no que diz respeito ao rendimento do conversor.

Neste artigo, estão presentes características relevantes sobre cada conversor tais como níveis de tensões mínimos para o barramento capacitivo, estratégias de controle para o barramento e para o fator de potência incluindo a técnica de modulação por largura de pulso, PWM, e um estudo comparativo das perdas nas chaves do conversor com objetivo de avaliar a melhor topologia a se utilizar tanto para determinados valores numa faixa de frequência de chaveamento quanto para certos parâmetros na carga, perante condições análogas de funcionamento.

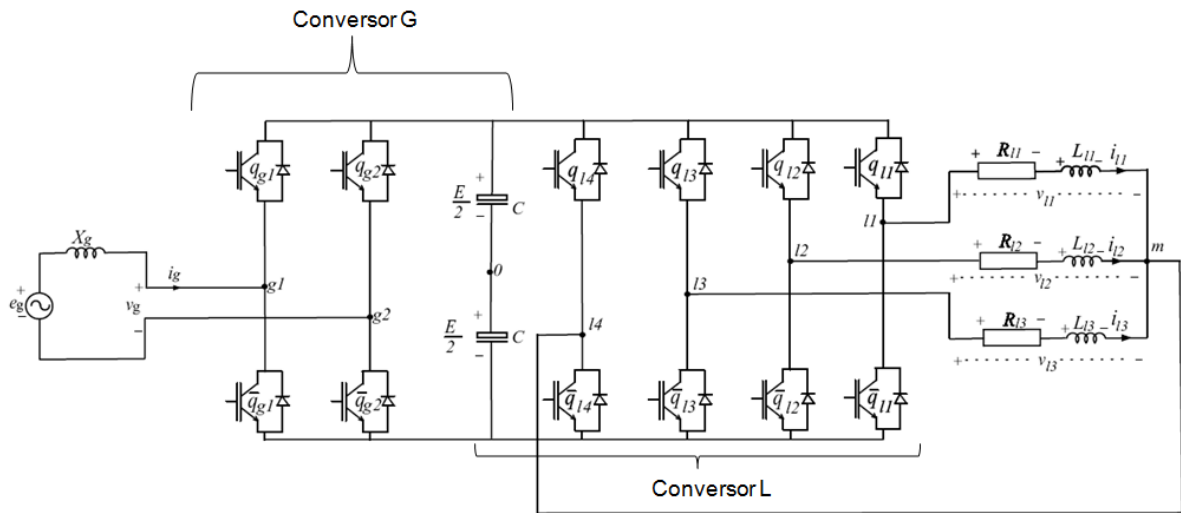


Figura 1: Conversor com doze chaves (configuração A).

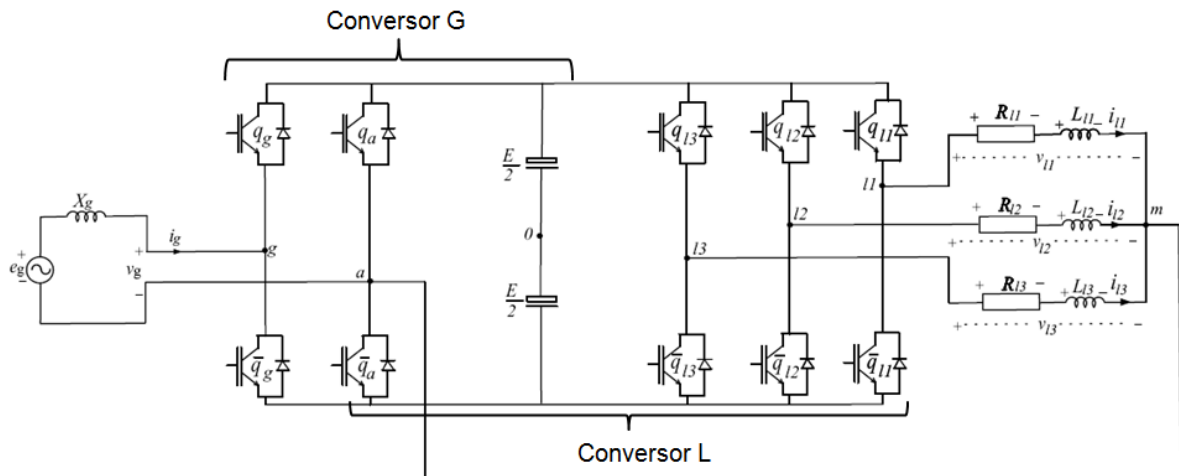


Figura 2: Conversor com dez chaves (configuração I).

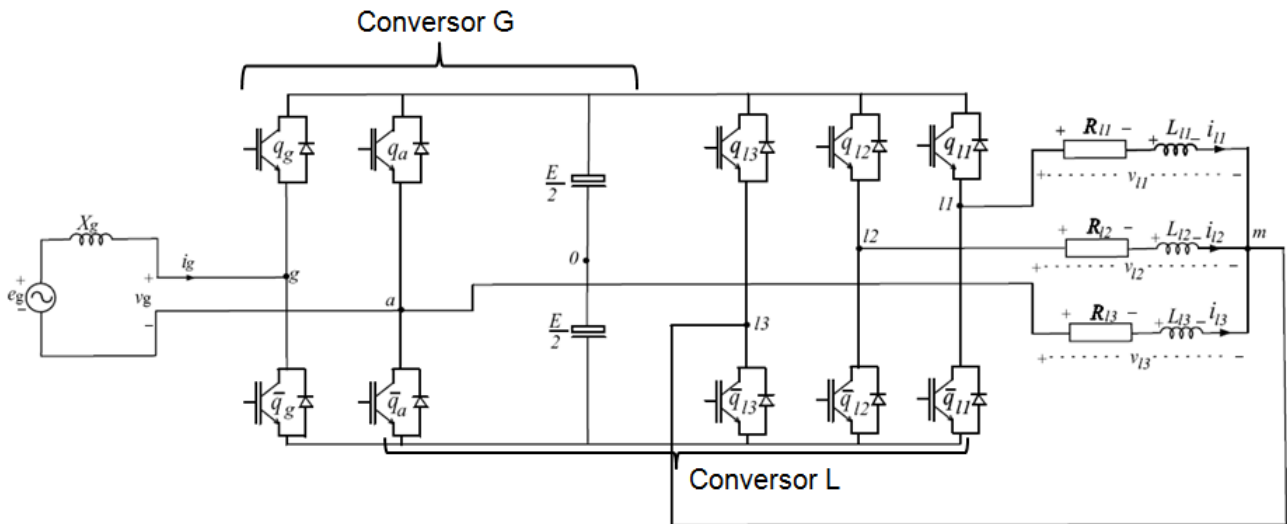


Figura 3: Conversor com dez chaves (configuração II).

MATERIAL E MÉTODOS

Este projeto foi desenvolvido no ambiente de simulações digitais do LEIAM - *Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas* do Departamento de Engenharia Elétrica no Centro de Engenharia Elétrica e Informática da Universidade Federal de Campina Grande – PB.

Material

Powersim versão 6.0.

Conversores CA-CA

Os conversores CA-CA apresentados neste artigo são do tipo VSI (do inglês, Voltage Source Inverter), compostos por dez chaves e um banco de capacitores no barramento CC, denominado também de barramento capacitivo. As chaves do conversor da figura 1 funcionam de forma complementar as quais são: $q_{g1}, \bar{q}_{g1}; q_{g2}, \bar{q}_{g2}; q_{11}, \bar{q}_{11}; q_{12}, \bar{q}_{12}; q_{13}, \bar{q}_{13}; q_{14}, \bar{q}_{14}$. Pode-se atribuir valores binários a estas chaves como $q_k = 0$ (chave aberta) e $q_k = 1$ (chave fechada), onde $k=1, 2$ e 3 . Para os conversores com número de reduzido de chaves, configuração I e II, as chaves operam de forma complementar e seus valores são tomados de forma análoga aos da configuração A.

Configuração A

As tensões na rede de alimentação, v_g , e as tensões de fase na carga v_{11} , v_{12} e v_{13} podem ser definidas em função das tensões de pólo e conseqüentemente dos estados de condução das chaves de potência, então:

$$v_g = v_{g10} - v_{g20} = (q_{g1} - q_{g2})E \quad (1)$$

$$v_{11} = v_{110} - v_{140} = (q_{11} - q_{14})E \quad (2)$$

$$v_{12} = v_{120} - v_{140} = (q_{12} - q_{14})E \quad (3)$$

$$v_{13} = v_{130} - v_{140} = (q_{13} - q_{14})E \quad (4)$$

Configuração I

De forma análoga, as tensões na rede de alimentação, v_g , e as tensões de fase na carga v_{11} , v_{12} e v_{13} são dadas por:

$$v_g = v_{g0} - v_{a0} = (q_g - q_a)E \quad (5)$$

$$v_{l1} = v_{l10} - v_{a0} = (q_{l1} - q_a)E \quad (6)$$

$$v_{l2} = v_{l20} - v_{a0} = (q_{l2} - q_a)E \quad (7)$$

$$v_{l3} = v_{l30} - v_{a0} = (q_{l3} - q_a)E \quad (8)$$

Configuração II

As tensões de fase na rede de alimentação, v_g , e na carga v_{l1} , v_{l2} e v_{l3} são dadas por:

$$v_g = v_{g0} - v_{a0} = (q_g - q_a)E \quad (9)$$

$$v_{l1} = v_{l10} - v_{l30} = (q_{l1} - q_{l3})E \quad (10)$$

$$v_{l2} = v_{l20} - v_{l30} = (q_{l2} - q_{l3})E \quad (11)$$

$$v_{l3} = v_{a0} - v_{l30} = (q_a - q_{l3})E \quad (12)$$

Comando por PWM

O comando por PWM (do inglês, Pulse Width Modulation) utilizado neste trabalho é do tipo PWM mais clássico, denominado de método seno-triângulo ou submodulação (JACOBINA, 2005), onde os sinais de gatilho são gerados comparando-se as tensões de pólo de referência com uma dente de serra portadora de uma frequência elevada (JACOBINA et al., 2005) de valor absoluto igual ao da frequência de chaveamento. As tensões de pólo de referência geradas para o comando PWM são dadas por:

- Configuração A:

$$v_{g10}^* = v_g^* + v_\mu^* \quad (13)$$

$$v_{g20}^* = v_\mu^* \quad (14)$$

$$v_{l10}^* = v_{l1}^* + v_{\mu''}^* \quad (15)$$

$$v_{l20}^* = v_{l2}^* + v_{\mu''}^* \quad (16)$$

$$v_{l30}^* = v_{l3}^* + v_{\mu''}^* \quad (17)$$

$$v_{l40}^* = v_{\mu''}^* \quad (18)$$

As tensões v_μ^* , $v_{\mu''}^*$ são obtidas através do método do fator de distribuição geral desenvolvido em Jacobina et al. (2005). Assim:

$$v_\mu^* = E \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1) v_{\min}^* \quad (19)$$

onde $v_{\max}^* = \max V$ e $v_{\min}^* = \min V$ e $V = \{v_{g1}^*, 0\}$

$$v_{\mu''}^* = E \left(\mu - \frac{1}{2} \right) - \mu v_{\max'}^* + (\mu - 1) v_{\min'}^* \quad (20)$$

onde $v_{\max'}^* = \max V$ e $v_{\min'}^* = \min V$ e $V = \{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*, 0\}$

- Configuração I:

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_\mu^* \quad (21)$$

$$v_{a0}^* = v_\mu^* \quad (22)$$

$$v_{l10}^* = v_{l1}^* + v_\mu^* \quad (23)$$

$$v_{l20}^* = v_{l2}^* + v_\mu^* \quad (24)$$

$$v_{l30}^* = v_{l3}^* + v_\mu^* \quad (25)$$

De forma análoga com a configuração A, tem-se a mesma expressão (19), onde $V = \{v_g^*, 0, v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\}$.

- Configuração II:

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_\mu^* \quad (26)$$

$$v_{a0}^* = v_\mu^* \quad (27)$$

$$v_{l10}^* = v_{l1}^* - v_{l3}^* + v_\mu^* \quad (28)$$

$$v_{l20}^* = v_{l2}^* - v_{l3}^* + v_\mu^* \quad (29)$$

$$v_{l30}^* = -v_{l3}^* + v_\mu^* \quad (30)$$

Utilizando-se a expressão (19), determina-se a tensão v_μ^* , onde $V = \{v_g^*, 0, v_{l1}^* - v_{l3}^*, v_{l2}^* - v_{l3}^*, -v_{l3}^*\}$

Tensões mínimas no barramento CC

Dadas as tensões na rede e na carga, os valores de tensões mínimas admitidas, na condição de maior demanda de tensão, que devem ser satisfeitos para o barramento CC são apresentadas na tabela 1. Ressaltando-se que a configuração II pode obter um nível de tensão no barramento capacitivo igual ao da configuração A quando se utiliza a técnica de sincronização (JACOBINA et al., 2005). O valor máximo da tensão de fase na rede e na carga é representado por V_g e U , respectivamente, a tensão no barramento CC é tida como E , e a tensão de linha na carga por U_l .

Tabela 1. Tensões no barramento.

Configuração	Condição no barramento
A	$U_l \leq E$
I	$V_g + V_l \leq E$
II	$V_g + U_l \leq E$

Análise de perdas

Neste trabalho utiliza-se um bloco denominado analisador de perdas, o qual tem como entrada a tensão de pólo no braço de interesse em Volts, a corrente que circula pelo respectivo braço em Ampère e a tensão de pólo anterior. Na saída do bloco têm-se as perdas instantâneas em Watts e a tensão de pólo anterior que é usada como realimentação para a terceira entrada do bloco, conforme Figura 4. Para se obter as perdas médias foi necessário utilizar um bloco que representa um filtro passa baixa com frequência de corte de 1 Hz.

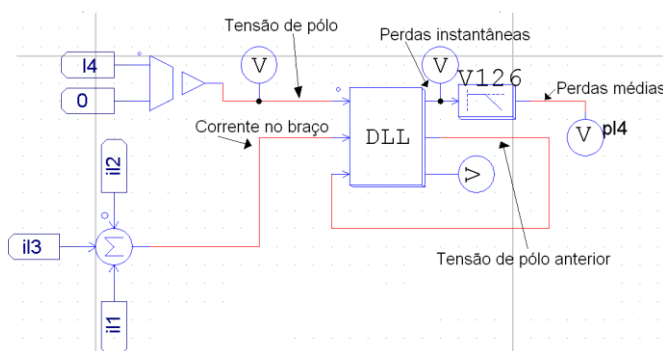


Figura 4: Implementação do analisador de perdas em um braço a para configuração A.

Estratégia de controle

Para o controle do fator de potência na rede de alimentação utiliza-se um controlador do tipo PI, o qual é indicado pelo bloco R_i , Figura 5, que controla a corrente i_g e define em sua saída as tensões de pólo de referência definidas pelas expressões (13)-(18) para a configuração A, (21)-(25) para a configuração I e (26)-(30) para configuração II. O bloco R_c é implementado por um controlador PI simples, o qual controla o barramento capacitivo definindo em sua saída a amplitude da corrente na rede i_g . O bloco SYN- i_g efetua o sincronismo da tensão e corrente na rede. O bloco GEN- i_g gera a corrente na rede de referência i_g^* ,

conforme Figura 5. Para a configuração I e II o diagrama de controle é análogo retirando-se a tensão v_{μ}^* e o sinal de gatilho para chave q_{14} .

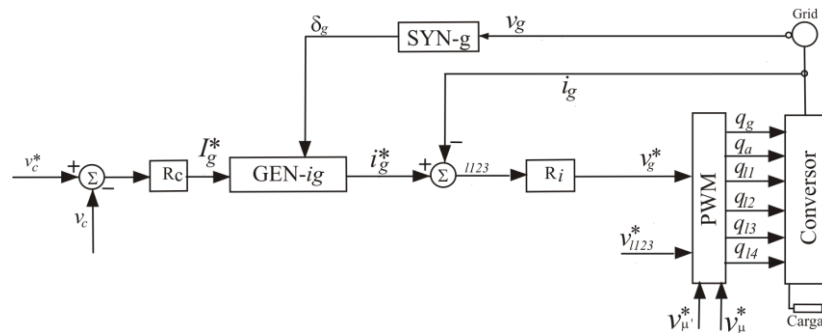


Figura 5: Diagrama de bloco do controle para Configuração A.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Parâmetros utilizados

Tomando-se as expressões apresentadas anteriormente, utilizando-se um fator de distribuição $\mu = 0,5$ determinam-se as tensões v_{μ}^* e v_{μ}^* a partir das expressões (19) e (20). Utilizou-se uma carga balanceada cujo fator de potência era igual a *0,98 atrasado*, simbolizando uma carga indutiva. A reatância X_g utilizada foi igual a $0,377\Omega$. Para se testar as estratégias de controle abordadas utilizaram-se 110V de pico na tensão da rede de alimentação, 88V de pico na tensão de referência na carga, frequência de chaveamento de 10kHz, o banco de capacitor igual a 6mF e a tensão no barramento CC igual a 153V para a configuração A, 198V para a configuração I e 153V para configuração II.

Para se ter um resultado coerente procurou-se trabalhar com os conversores funcionando nas mesmas condições de operação, ou seja, nos limites de tensão no barramento CC onde se se utilizou a técnica de sincronização para a configuração II (JACOBINA et al. 2005) que sugere manter a tensão v_{13} defasada de 180° da tensão na rede de alimentação e_g . Os ganhos dos controladores para o bloco R_i foram sintonizados em $K_p=8$ e $K_i=200$, configurações I e II, $K_p=80$ e $K_i=20000$, configuração A, para o bloco R_c foram $K_p=1$ e $K_i=200$, configuração A e $K_i=20$, configurações I e II. O analisador de perdas foi modelado com base num módulo dual de IGBT especificado como CM50DY-24H de fabricação POWREX com temperatura de junção t_j definida dentro do bloco analisador de perdas como 75°C .

Resultados de simulação

Nesta etapa, abordar-se-ão os resultados obtidos mediante simulações digitais para as configurações A, I e II, apresentadas nas Figuras 1, 2 e 3. Na figura 6, tem-se o controle efetivo do fator de potência observando-se que a corrente na rede está em fase com a tensão. Observa-se uma parcela de distorção na corrente na rede de alimentação que se justifica pelo controle razoável do bloco R_c , pois o mesmo define a amplitude da corrente na rede, que para parâmetros utilizados ficara com uma leve oscilação, porém o controle, de fato, é efetuado de forma satisfatória, como se pode verificar na Figura 7, para o objetivo deste trabalho.

Para avaliar qual configuração é menos prejudicada quanto ao sistema de conversão para diferentes faixas de frequência de chaveamento, variou-se esta de 1kHz até 20kHz e analisaram-se como as perdas, através um conjunto de analisadores de perdas totalizando as perdas médias no conversor, se comportaram a esta variação, conforme Figura 8.

Na figura 8, variou-se a frequência de chaveamento para uma carga com $r_l=10\Omega$ e $l_l=5\text{mH}$. Logo, têm-se características importantes, pois se evidencia que ao se variar a frequência de chaveamento a configuração II, com a técnica de sincronização (JACOBINA, et al. 2005), resulta nas menores perdas. No entanto a configuração I possui as maiores perdas, devido ao fato de que a configuração I solicita uma tensão maior no barramento CC e por se utilizar uma carga balanceada, as perdas no quarto braço da configuração A são mínimas fazendo com que a razão de se possuir um número maior de chaves em sua estrutura não implique nas maiores perdas para configuração A dentre as três topologias. Portanto a configuração II tem uma taxa de variação menor de perdas com relação ao aumento da frequência de chaveamento, oferecendo, com as condições impostas, menores danos do que as outras estruturas abordadas neste artigo.

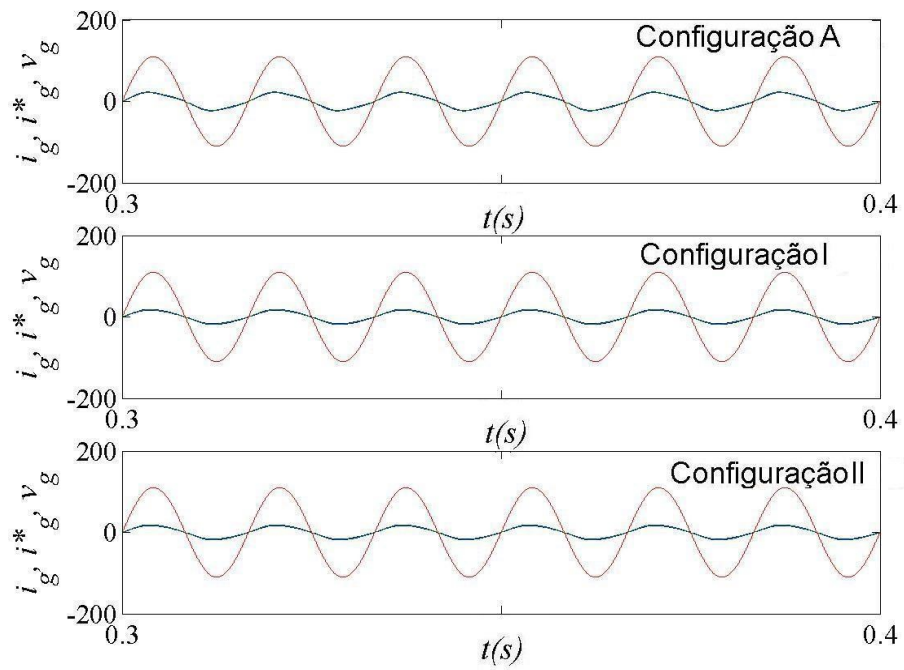


Figura 6: Tensão e correntes na rede de alimentação.

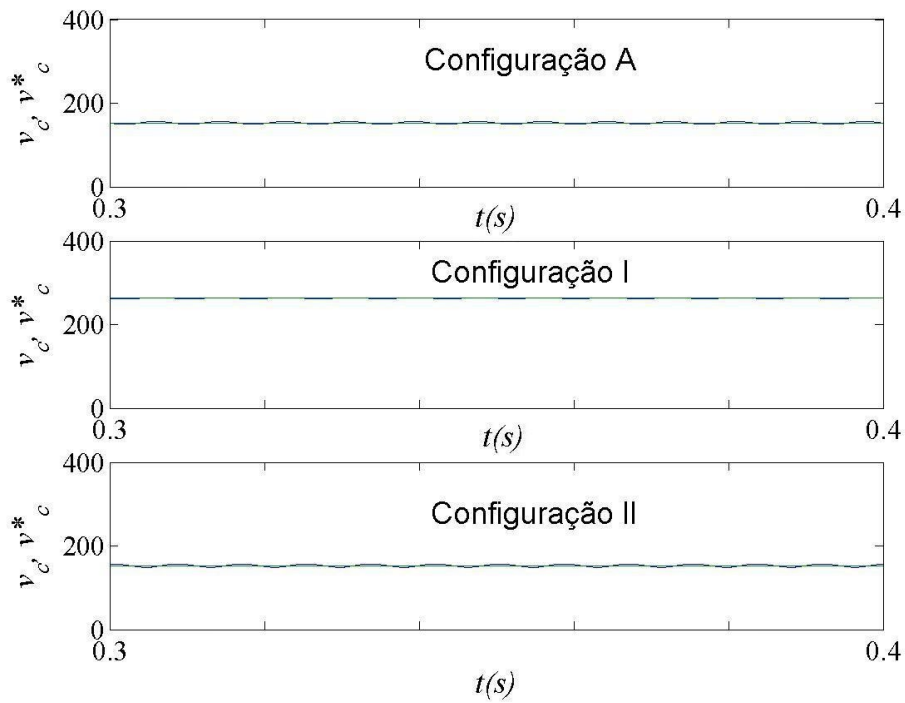


Figura 7: Tensão no barramento CC.

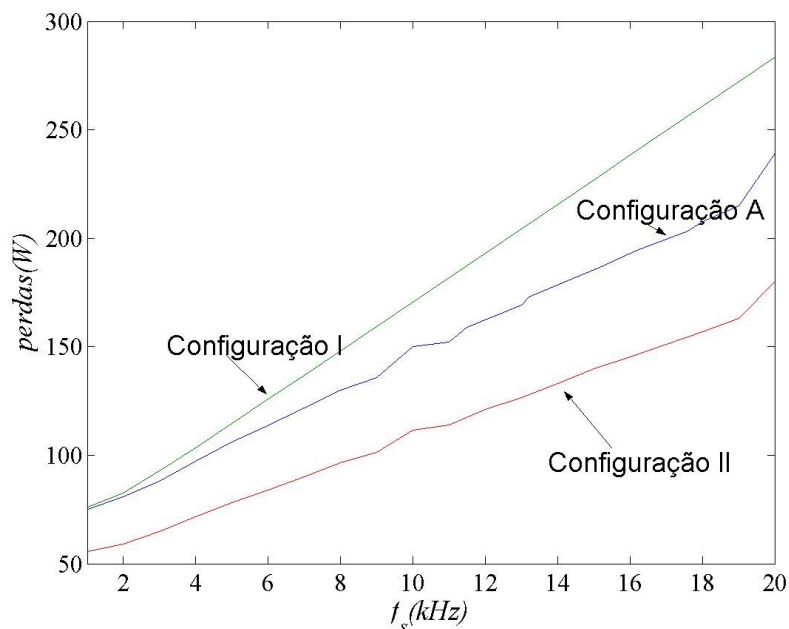


Figura 8: Perdas em cada topologia versus freqüência de chaveamento.

CONCLUSÕES

Os resultados obtidos indicam que o método para analisar as perdas nas chaves de cada conversor nesse trabalho foi bastante proveitoso. De fato, pode-se avaliar quão eficaz cada topologia, abordada, é para os parâmetros utilizados na simulação digital.

Assim, conclui-se que a configuração II é menos danosa para um sistema de conversão de potência de um sistema monofásico para um sistema trifásico, salientando que podem existir valores fora da faixa de operação, tratados no texto, os quais trazem outras características relevantes no que diz respeito ao rendimento de tais topologias estudadas neste artigo. Porém, num cenário realista os resultados obtidos são bastante satisfatórios uma vez que o bloco analisador de perdas utilizado foi modelado perante ensaios experimentais com valores práticos de utilização comercial. Pode-se reconhecer a importância da técnica de sincronização de tensão utilizada para configuração II (JACOBINA et al., 2009) na redução da tensão no barramento CC para o mesmo valor da configuração A, a qual é inviável sem utilização de tal técnica, favorecendo para o desempenho eficiente do conversor com a configuração II.

As estratégias de controle propostas foram satisfatórias para análise das perdas. No entanto, para confirmar a eficiência da confiabilidade das configurações estudadas ter-se-ia a busca da sintonia de ganhos do bloco R_c tais que reduzissem a ondulação da amplitude da corrente na rede de alimentação, i_g , de forma a evitar eventuais comportamentos distorcidos na forma de onda da grandeza controlada pelo bloco R_i . Todavia, os controles efetuados mantiveram a análise fiel para os estudos feitos das perdas.

AGRADECIMENTOS

Ao CNPq pela bolsa de Iniciação Científica, aos professores Cursino Brandão Jacobina e Euzeli Cipriano dos Santos Júnior pela orientação e sugestões contextualizadas que motivaram a reflexão dos estudos e todo restante da equipe que compõe o LEIAM pelo respeito e companheirismo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- JACOBINA, C. B.; dos Santos, E. C.; CORREA, M. B de R. Single-Phase to Three-Phase Four-Wire AC-AC Component Minimized Converters Without Capacitor DC-Bus Mid-Point Connection. In: Power Electronics Specialists Conference, IEEE 36th, 2005. **Anais...** Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2009. p.2415-2421.
- JACOBINA, C. B. **Sistemas de acionamento de máquina elétrica**. Campina Grande, 2005, 127p.