

CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL TRIFÁSICO BIDIRECIONAL

HÉLIO O. TRIGUEIRO, ROMERO L. ANDERSEN

*Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE
Universidade Federal da Paraíba – UFPB*

Caixa Postal 5115, 58051-970, João Pessoa, PB, Brasil

E-mails: helio.trigueiro@cear.ufpb.br, romero@cear.ufpb.br

Abstract – This paper proposes a bidirectional three-phase push-pull DC-DC converter with PWM modulation and current and voltage control. The bidirectional power flow ability of the converter is a very important feature in distribution generation systems, electric vehicles and battery storage systems, which are some of the suitable applications of this converter. The theoretical analysis of how the converter behaves in several situations will be presented, such as load variations, current injection in the system and inversion of the power flow imposed by the controllers. The proposed theoretical study and control system are tested by simulation. A design example for a 1 kW prototype, with a low-side voltage of 48 V, a high-side voltage of 400 V and switching frequency of 40 kHz will be presented.

Keywords – Push-pull converter, power flow, bidirectionality, three-phase DC-DC converter.

Resumo – Este artigo traz a proposta de um conversor CC-CC push-pull trifásico bidirecional com modulação PWM e controle de corrente e tensão. A capacidade do conversor de operar com fluxo de potência bidirecional é muito importante para sistemas de geração distribuída, veículos elétricos e sistemas com armazenamento em baterias, sendo essas algumas das possíveis aplicações desse conversor. Será apresentada a análise teórica de como o conversor se comporta em diversas situações, como variações de carga, injeção de corrente no sistema e inversão do fluxo de potência imposta pelos controladores. O estudo teórico e o sistema de controle propostos são testados por simulação. Um exemplo de projeto é apresentado para um protótipo de 1 kW, com tensão de 48 V no lado de baixa tensão, 400 V no lado de alta tensão e frequência de comutação de 40 kHz.

Palavras-chaves – Conversor push-pull, fluxo de potência, bidirecionalidade, conversor CC-CC trifásico.

1 Introdução

O uso de fontes renováveis de energia vem alcançando percentuais de crescimento cada vez maiores nos últimos anos. São diversos motivos que incentivam investimentos nessa área, como menores impactos ambientais, a geração distribuída, veículos elétricos, facilidade de manutenção, crescente preço dos combustíveis fósseis, entre vários outros fatores socioambientais e econômicos (Sawin, 2017).

Alguns dos tipos de fonte geradora produzem energia em baixa tensão e de corrente contínua que a depender da finalidade podem precisar de um estágio de conversão CC-CC ou CC-CA para tornar-se utilizável pelos diversos equipamentos dos consumidores.

As topologias trifásicas de conversores CC-CC isolados e de alta frequência apresentam algumas vantagens comparadas às monofásicas: redução dos elementos passivos, melhor distribuição das perdas nos semicondutores por distribuição da corrente entre as fases, condutores de menor seção, redução do tamanho do transformador devido ao melhor aproveitamento da estrutura e redução em custos por submeter os componentes a menores esforços se comparadas às topologias monofásicas para a mesma potência (Andersen, 2013; Kwon, 2013; Larico, 2012).

Entretanto, uma possível desvantagem seria o elevado esforço de tensão nos semicondutores. Assim, geralmente são empregados circuitos para limitação dessa tensão extra, como grampeadores passivos (Oliveira, 2011) ou ativos (Kwon, 2013; Cha, 2008).

Uma desvantagem de grampeamento com componentes passivos do tipo diodo-resistor-capacitor seria a dissipação de energia no resistor, diminuindo a eficiência do conversor. Técnicas de comutação ZVS e/ou ZCS podem ser aplicadas para minimizar as perdas, melhorando a eficiência do conversor (Rathore, 2016; Andersen, 2013).

Quanto ao sentido do fluxo de potência, os conversores CC-CC podem ser unidirecionais ou bidirecionais. Os conversores CC-CC bidirecionais são aqueles que operam com ambos os sentidos do fluxo de potência. Assim, como exemplo, a característica de bidirecionalidade do sistema permite o controle preciso durante os processos de carga e descarga em sistemas de armazenamento da energia (Prasanna, 2012).

Neste artigo, um conversor CC-CC push-pull bidirecional trifásico é proposto. O conversor proposto pode ser alimentado em corrente ou tensão, a depender do sentido do fluxo de potência. As possíveis aplicações incluem sistemas de células a combustível, veículos elétricos e sistemas fotovoltaicos. Resultados de simulação são apresentados no artigo validando o estudo teórico.

2 Conversor CC – CC push-pull trifásico bidirecional proposto

2.1 Descrição do circuito

O conversor proposto possui um indutor de entrada L , em série com a fonte do lado de baixa tensão V_1 , conectado ao ponto central da ligação estrela do primário do transformador trifásico. Três interruptores no lado primário são conectados à mesma referência da fonte de entrada. Já no lado secundário, de alta tensão, encontram-se mais seis interruptores que junto com os interruptores do lado primário, irão permitir que o fluxo de potência seja bidirecional. A Figura 1 ilustra o conversor proposto. Quando o fluxo de potência estiver no sentido do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão, o conversor estará com alimentação em corrente; e quando estiver no sentido de alta tensão para de baixa tensão, estará alimentado em tensão. As indutâncias L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} representam as indutâncias de dispersão do transformador.

O conversor push-pull CC-CC trifásico apresenta três regiões distintas de operação definidas na Tabela

1. Quando a razão cíclica é menor que $1/3$, o conversor entra numa região na qual não há simultaneidade dos comandos entre os interruptores S_1 , S_2 e S_3 , ocasionando a falta de um caminho para desmagnetização do indutor. Portanto esta região, chamada de R1, é classificada como proibida. A região R2 foi a que apresentou menores esforços de tensão nos semicondutores quando comparados com a região R3 (Andersen, 2009). Portanto, o conversor apresentado aqui foi projetado para operar em R2.

2.2 Modulação

Os interruptores usados no conversor deste trabalho foram comandados de acordo com os sinais apresentados na Figura 2. D é a razão cíclica definida para os três interruptores do lado de baixa tensão (defasados de 120° entre si), enquanto que para os seis interruptores do lado de alta tensão seus sinais de comando, ou tensões de gatilho v_{gx} , foram obtidos por lógica combinacional a partir dos três interruptores primários, como detalhado na Tabela 2.

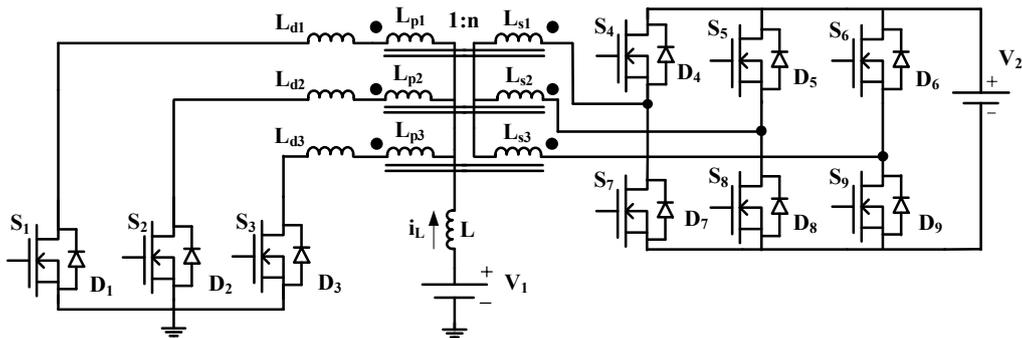


Figura 1. Conversor CC-CC push-pull bidirecional proposto

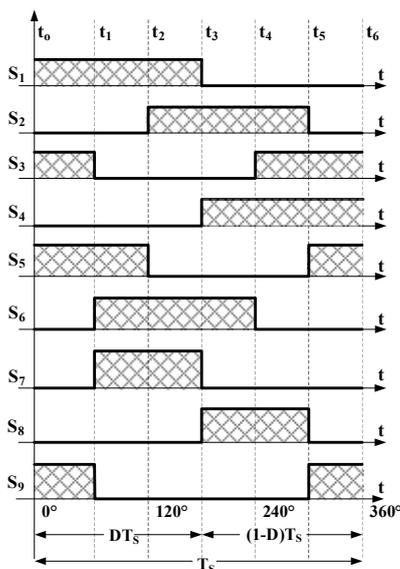


Figura 2. Sinais de comando dos nove interruptores do conversor

Tabela 1. Regiões de operação do conversor proposto.

Região	Razão cíclica	Simultaneidade
R1	$0 \leq D \leq 1/3$	Não
R2	$1/3 \leq D \leq 2/3$	Sim, até 2 interruptores
R3	$2/3 \leq D \leq 1$	Sim, até 3 interruptores

Tabela 2. Lógica combinacional usada para comandar cada interruptor do lado de alta tensão.

Sinal de comando	Operação lógica
v_{g4}	$\overline{v_{g1}}$
v_{g5}	$\overline{v_{g2}}$
v_{g6}	$\overline{v_{g3}}$
v_{g7}	$v_{g1} \cdot \overline{v_{g3}}$
v_{g8}	$v_{g2} \cdot \overline{v_{g1}}$
v_{g9}	$v_{g3} \cdot \overline{v_{g2}}$

3 Análise do conversor

Por simplificação durante a análise, as indutâncias de dispersão do transformador L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} serão desprezadas. Assim, o conversor apresentado aqui possui seis etapas de operação para o modo elevador de tensão e outras seis para o modo abaixador de tensão, mantendo os sinais de comando apresentados na Figura 2 para ambos os modos. Portanto, serão detalhadas as etapas de operação do conversor operando no modo elevador de tensão e depois como abaixador de tensão.

3.1 Etapas de operação, modo elevador de tensão

As seis etapas de funcionamento do conversor no modo elevador de tensão estão descritas a seguir. Os interruptores são comandados de acordo com os sinais da Figura 2.

- Primeira etapa de operação, $t_0 < t < t_1$ – Inicia assim que o interruptor S_1 é comandado a conduzir. Assim, o indutor L recebe a energia da fonte V_1 e sua corrente cresce linearmente. A corrente do lado de baixa tensão é dividida entre os interruptores S_1 e S_3 , e da carga passa pelos diodos D_5 , D_7 e D_9 . A Figura 3(a) ilustra melhor esta etapa.
- Segunda etapa de operação, $t_1 < t < t_2$ – Inicia quando o interruptor S_3 é comandado ao bloqueio, havendo a desmagnetização do indutor L e o decrescimento linear de sua corrente i_L . O caminho da corrente para a carga agora é feito pelos diodos D_5 , D_6 e D_7 .

A Figura 3(b) ilustra esta etapa.

- Terceira etapa de operação, $t_2 < t < t_3$ – Observando a Figura 3(c), essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir; o indutor L recebe a energia vinda da fonte V_1 e sua corrente volta a crescer. Agora são os diodos D_6 , D_7 e D_8 que proporcionam o caminho da energia para a carga.
- Quarta etapa de operação, $t_3 < t < t_4$ – É iniciada quando o interruptor S_1 é comandado ao bloqueio, havendo novamente a desmagnetização do indutor L e o decrescimento linear de sua corrente i_L . A corrente para a carga é conduzida através dos diodos D_4 , D_6 e D_8 . A Figura 3(d) ilustra melhor esta etapa.
- Quinta etapa de operação, $t_4 < t < t_5$ – Inicia quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir. O indutor L é magnetizado e sua corrente cresce linearmente por causa da energia fornecida por V_1 . A carga recebe energia através dos diodos D_4 , D_8 e D_9 , como visualizado na Figura 3(e).
- Sexta etapa de operação, $t_5 < t < t_6$ – Esta última etapa inicia quando S_2 é comandado ao bloqueio, havendo a última etapa de desmagnetização do indutor L e o decrescimento de sua corrente. O caminho da corrente no lado de alta tensão agora é feito pelos diodos D_4 , D_5 e D_9 , como visualizado na Figura 3(f).

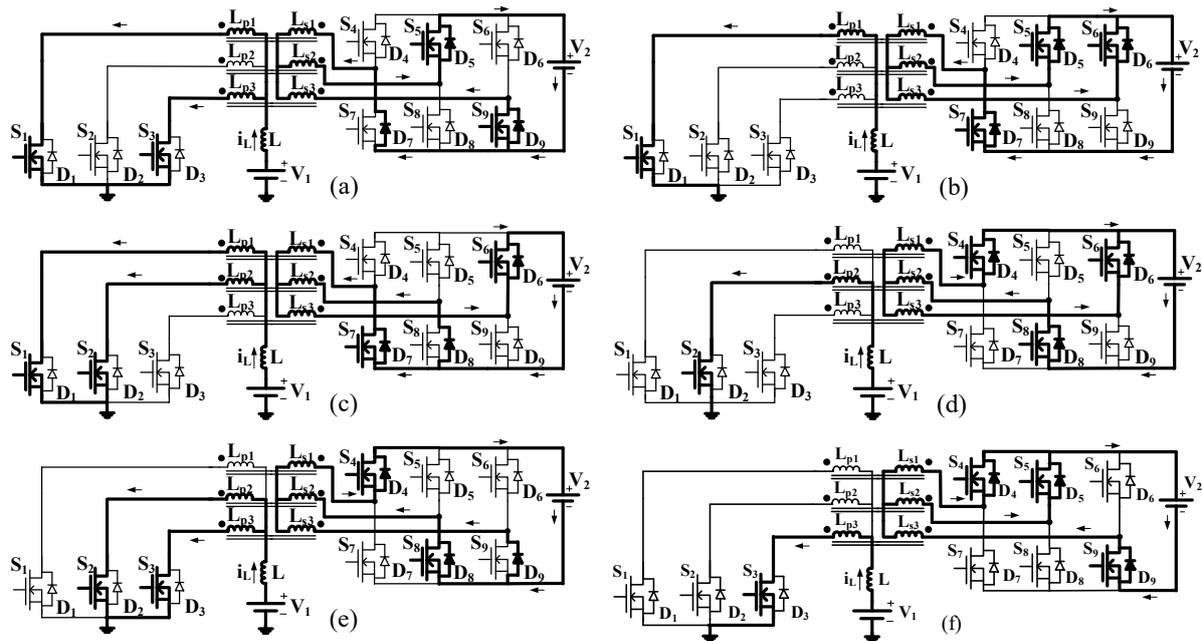


Figura 3. Etapas de operação do conversor no modo elevador de tensão. (a) Primeira etapa, (b) segunda etapa, (c) terceira etapa, (d) quarta etapa, (e) quinta etapa e (f) sexta etapa

Após a 6ª etapa de operação, completa-se um período de comutação e um novo período é iniciado a partir da 1ª etapa. As principais formas de onda durante as seis etapas estão ilustradas na Figura 4, as quais servirão para determinar alguns parâmetros necessários para o protótipo.

3.2 Etapas de operação, modo abaixador de tensão

A seguir são descritas as seis etapas de funcionamento do conversor operando como abaixador de tensão. Os interruptores são comandados de acordo com os sinais da Figura 2.

- Primeira etapa de operação, $t_0 < t < t_1$ – Inicia assim que o interruptor S_1 é comandado a conduzir. O indutor L está em sua fase de desmagnetização e sua corrente decresce linearmente. A corrente do lado de baixa tensão é dividida entre os diodos D_1 e D_3 , e a do lado de alta tensão passa apenas pelos interruptores S_5 e S_9 . A Figura 5(a) ilustra melhor esta etapa.
- Segunda etapa de operação, $t_1 < t < t_2$ – Inicia quando o interruptor S_3 é comandado ao bloqueio e a corrente do lado de baixa tensão será conduzida pelo diodo D_1 , havendo a magnetização do indutor L e o crescimento linear de sua corrente i_L . O caminho da corrente no lado de alta tensão é feito pelos interruptores S_5 , S_6 e S_7 . A Figura 5(b) ilustra esta etapa.
- Terceira etapa de operação, $t_2 < t < t_3$ – Observando a Figura 5(c), essa etapa inicia quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir e a corrente agora é dividida entre os diodos D_1 e D_2 ; o indutor L desmagnetiza e sua corrente volta a decrescer. Agora são apenas os interruptores S_6 e S_7 que proporcionam o caminho da energia no lado de alta tensão.
- Quarta etapa de operação, $t_3 < t < t_4$ – É iniciada quando o interruptor S_1 é comandado ao bloqueio e a corrente do lado de baixa tensão é conduzida apenas pelo diodo D_2 , havendo novamente a magnetização do indutor L e o crescimento linear de sua corrente i_L . A corrente no lado de alta tensão é conduzida através dos interruptores S_4 , S_6 e S_8 . A Figura 5(d) ilustra melhor esta etapa.
- Quinta etapa de operação, $t_4 < t < t_5$ – Inicia quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir e a corrente no lado de baixa tensão

é conduzida pelos diodos D_2 e D_3 . O indutor L é desmagnetizado e sua corrente decresce linearmente. A corrente no lado de alta tensão é conduzida através dos interruptores S_4 e S_8 , como visualizado na Figura 5(e).

- Sexta etapa de operação, $t_5 < t < t_6$ – Esta última etapa inicia quando S_2 é comandado ao bloqueio e assim a corrente no lado de baixa tensão será conduzida apenas pelo diodo D_3 . Aqui ocorre a última etapa de magnetização do indutor L e o crescimento de sua corrente. O caminho da corrente no lado de alta tensão agora é feito pelos interruptores S_4 , S_5 e S_9 , como visualizado na Figura 5(f).

Com a sexta etapa concluída, completa-se um período de comutação, e então volta-se à primeira etapa. As formas de onda são semelhantes às já apresentadas na Figura 4.

3.3 Ganho Estático

Os valores dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 apresentados nas formas de onda da Figura 4 são expressos em função do período de comutação T_s e da razão cíclica D , pelas Equações (1) e (2), respectivamente.

$$\Delta t_1 = DT_s - \frac{T_s}{3} = \left(D - \frac{1}{3}\right)T_s \quad (1)$$

$$\Delta t_2 = \frac{T_s}{3} - \Delta t_1 = \frac{T_s}{3} - DT_s + \frac{T_s}{3} = \left(\frac{2}{3} - D\right)T_s \quad (2)$$

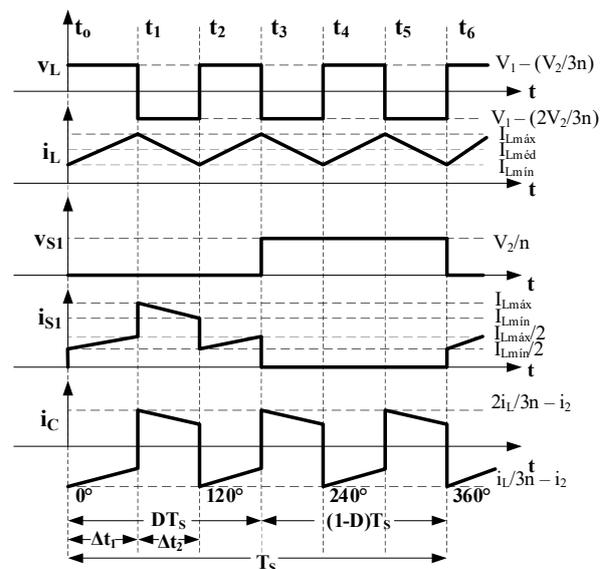


Figura 4. Tensão e corrente no indutor L , tensão e corrente no interruptor S_1 e corrente no capacitor C

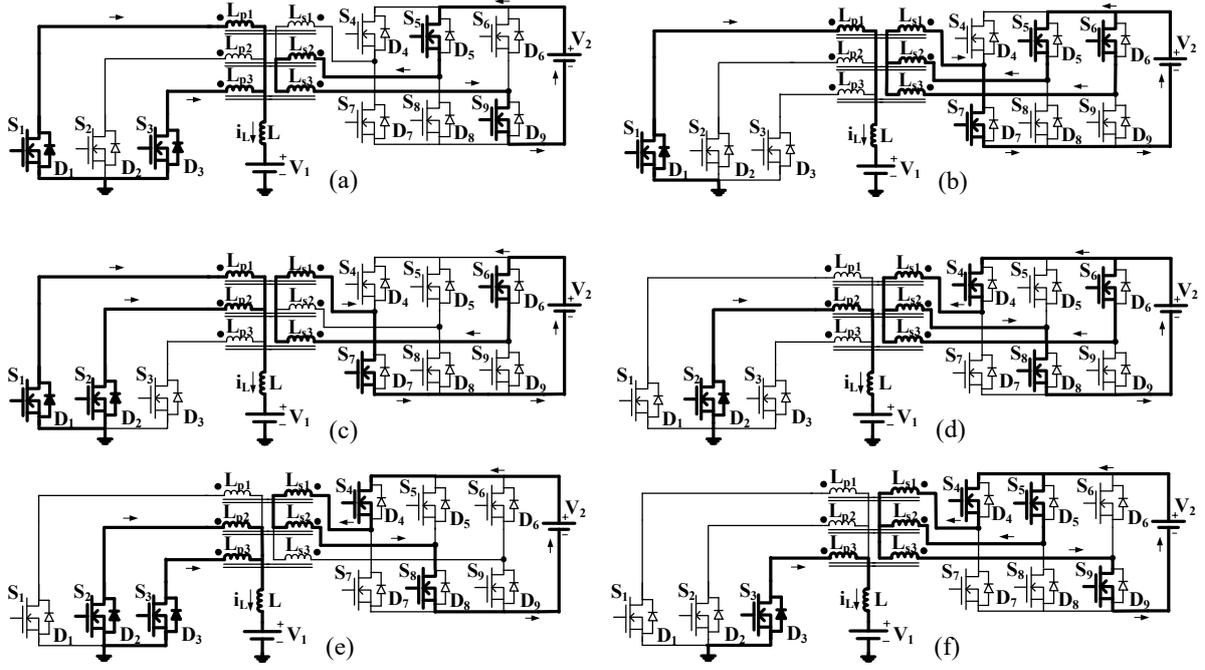


Figura 5. Etapas de operação do conversor no modo abaixador de tensão. (a) Primeira etapa, (b) segunda etapa, (c) terceira etapa, (d) quarta etapa, (e) quinta etapa e (f) sexta etapa

Ainda pela Figura 4, percebe-se que a tensão no indutor se repete a cada um terço de T_s . Assim, apenas precisa ser feita a análise do valor médio para a primeira e segunda etapas de operação. Portanto, sabendo que o valor médio da tensão V_L é zero, é possível escrever a Equação (3).

$$\left(V_1 - \frac{V_2}{3n}\right)\Delta t_1 = -\left(V_1 - \frac{2V_2}{3n}\right)\Delta t_2 \quad (3)$$

Substituindo Δt_1 e Δt_2 por suas expressões dadas nas equações (1) e (2), respectivamente, é determinada a Equação (4).

$$\left(V_1 - \frac{V_2}{3n}\right)\left(D - \frac{1}{3}\right)T_s = -\left(V_1 - \frac{2V_2}{3n}\right)\left(\frac{2}{3} - D\right)T_s \quad (4)$$

Fazendo as simplificações, resulta na Equação (5).

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n}{1-D} \quad (5)$$

3.4 Expressão da indutância L

Para o intervalo de tempo da primeira etapa de operação, a tensão sobre o indutor L pode ser expressa pela Equação (6).

$$V_L = L \frac{\Delta I}{\Delta t_1} = \left(V_1 - \frac{V_2}{3n}\right) \quad (6)$$

Rearranjando os termos, substituindo o valor de Δt_1 da Equação (1) e sendo a frequência de comutação dada por $f_s = 1/T_s$, a indutância L fica definida pela Equação (7).

$$L = \frac{\left(V_1 - \frac{V_2}{3n}\right)\left(D - \frac{1}{3}\right)}{\Delta I f_s} \quad (7)$$

Com ΔI sendo o valor da ondulação de corrente.

3.5 Expressão da capacitância C

Para esta análise, a fonte V_2 foi substituída por uma carga RC em paralelo, conforme o circuito da Figura 6.

Analisando também para um período de comutação, a corrente no capacitor para a primeira etapa de operação pode ser expressa pela Equação (8).

$$i_c = C \frac{\Delta V}{\Delta t_1} \quad (8)$$

Durante a primeira etapa, o módulo da corrente i_c é dado pela Equação (9).

$$i_c = \left(I_2 - \frac{i_L}{3n}\right) \quad (9)$$

Substituindo as equações (1) e (8) na equação (9) resulta na Equação (10).

$$C = \frac{\left(I_2 - \frac{i_L}{3n}\right) \left(D - \frac{1}{3}\right)}{(\Delta V) f_s} \quad (10)$$

Com ΔV sendo a ondulação de tensão.

4 Modelagem e projeto dos compensadores

Foram usados dois compensadores, um para controle da corrente i_L e outro para o controle da tensão V_2 .

O controle da tensão na carga é necessário para manter a regulação quando há uma variação na potência solicitada pela carga.

Foram usados para ambos os controles de corrente e tensão controladores do tipo proporcional integral, PI, com a adição de um polo para atenuar altas frequências. A Figura 7 ilustra os dois compensadores.

A estratégia de controle usada consiste na alteração da amplitude da corrente de referência do indutor I_{ref} , através do sinal de controle (V_{cv}) produzido pelo controlador de tensão $C_v(s)$. Assim, variações de carga não provocam mais variações significativas em V_2 .

Conhecendo a tensão sobre o interruptor S_1 e a corrente no capacitor C , apresentadas na Figura 4, é possível obter as funções de transferência apresentadas nas Equações (11) e (12), as quais representam as plantas de corrente e de tensão, respectivamente.

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta D} = H_i(s) = \frac{V_2}{nsL} \quad (11)$$

$$\frac{V_2(s)}{I_2(s)} = H_v(s) = \frac{R}{sRC + 1} \quad (12)$$

A função de transferência dos compensadores é dada pela Equação (13).

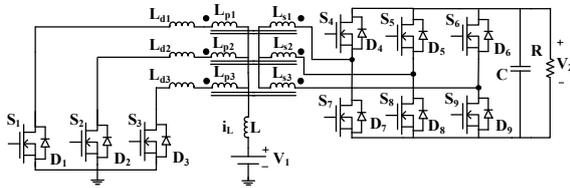


Figura 6. Conversor proposto operando como elevador de tensão

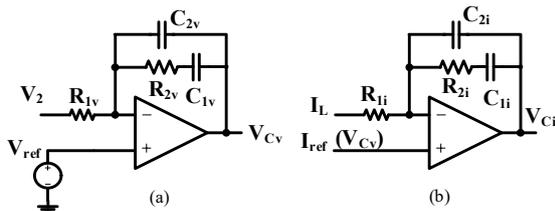


Figura 7. (a) Compensador de tensão e (b) compensador de corrente

$$C(s) = \frac{R_2 C_1 s + 1}{s \cdot R_2 (C_1 + C_2) \cdot \left[\left(\frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (13)$$

4.1 Compensador de corrente

A Figura 8 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle de corrente, sendo $C_i(s)$ a função de transferência do compensador de corrente dada pela Equação (13), G_{PWM} o ganho do modulador PWM e G_i o ganho do sensor de corrente.

A função de transferência de malha aberta para o sistema de controle de corrente da Figura 8 está apresentada na Equação (14).

$$FTMA_i(s) = \frac{R_{2i} C_{1i} s + 1}{s \cdot R_{1i} (C_{1i} + C_{2i}) \cdot \left[\left(\frac{R_{2i} C_{1i} C_{2i}}{C_{1i} + C_{2i}} \right) \cdot s + 1 \right]} \cdot \frac{V_2}{L \cdot n \cdot s} \cdot G_{PWM} \cdot G_i \quad (14)$$

4.2 Compensador de tensão

Para o sistema de controle de tensão, tem-se o diagrama de blocos mostrado na Figura 9. Desde que seja garantida que a malha de controle de corrente seja muito mais rápida que a de tensão, esta pode ser aproximada apenas pelo ganho G_{Ci} , que representa a malha de corrente em regime permanente. O ganho G_{pk} do diagrama de blocos representa a relação entre I_2 e i_L . A Equação (15) mostra a função de transferência em malha aberta do sistema.

$$FTMA_v(s) = \frac{R_{2v} C_{1v} s + 1}{s \cdot R_{1v} (C_{1v} + C_{2v}) \cdot \left[\left(\frac{R_{2v} C_{1v} C_{2v}}{C_{1v} + C_{2v}} \right) \cdot s + 1 \right]} \cdot G_{Ci} \cdot G_{pk} \cdot \frac{R}{sRC + 1} \cdot G_v \quad (15)$$

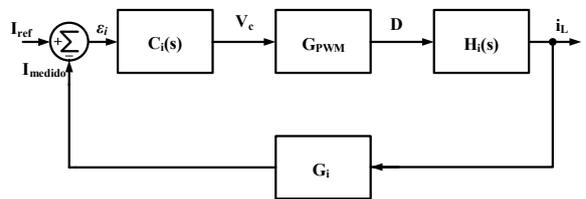


Figura 8. Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente

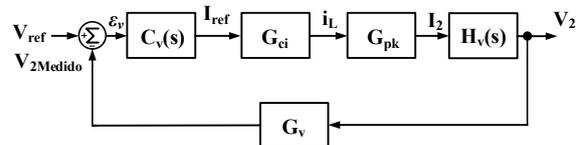


Figura 9. Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão

5 Exemplo de projeto

5.1 Especificações de projeto

- Tensão no lado de baixa: $V_1 = 48 \text{ V}$;
- Tensão no lado de alta: $V_2 = 400 \text{ V}$;
- Potência nominal: $P = 1 \text{ kW}$;
- Frequência de comutação: $f_s = 40 \text{ kHz}$;
- Ondulação máxima da tensão na carga: $\Delta V_2 = 0,005 \cdot V_2$;
- Ondulação máxima da corrente de entrada: $\Delta I_L = 0,1 \cdot i_L$;
- Relação de espiras: $n = N_2/N_1 = 4$;
- Indutâncias de dispersão: $L_d = 1 \text{ } \mu\text{H}$.

5.2 Cálculos preliminares

Considerando o circuito apresentado na Figura 6, os valores da razão cíclica D , indutância L e da capacitância C , são calculados conforme as Equações (5), (7) e (10), respectivamente.

$$D = 1 - \frac{n \cdot V_1}{V_2} = 1 - \frac{4 \cdot 48}{400} = 0,52 = 52\%$$

$$L = \frac{\left(48 - \frac{400}{3 \cdot 4}\right) \cdot \left(0,52 - \frac{1}{3}\right)}{\left(\frac{1000}{48} \cdot 0,1\right) \cdot 40.000} = 33 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C = \frac{\left(2,5 - \frac{48}{3 \cdot 4}\right) \cdot \left(0,52 - \frac{1}{3}\right)}{400 \cdot 0,005 \cdot 40.000} = 1,8 \text{ } \mu\text{F}$$

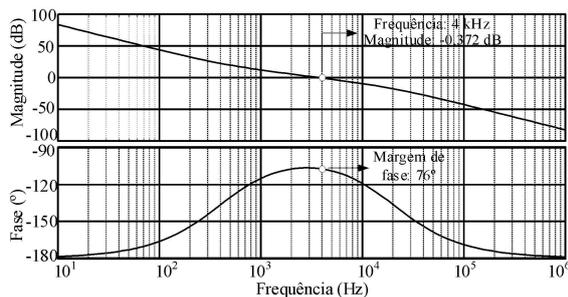


Figura 10. Diagramas de Bode da $FTMA_i(s)$

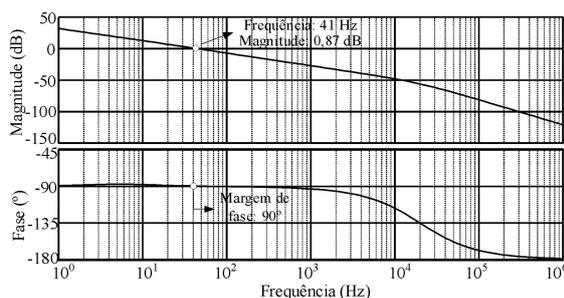


Figura 11. Diagramas de Bode da $FTMA_v(s)$

5.3 Compensadores de corrente e de tensão

Os parâmetros do compensador de corrente foram ajustados para frequência de cruzamento de 4 kHz com margem de fase de 76° , que é suficiente para garantia da estabilidade. Os diagramas de Bode de magnitude e de fase da $FTMA_i(s)$ podem ser vistos na Figura 10.

A Figura 11 mostra os diagramas de Bode de magnitude e de fase para a função de transferência de malha aberta do sistema de controle de tensão, $FTMA_v(s)$. O sistema de controle foi projetado para uma frequência de cruzamento de 40 Hz e margem de fase de 90° , assegurando a estabilidade.

6 Resultados de simulação

Algumas simulações foram realizadas para validar o estudo teórico e o projeto realizado do conversor proposto. Nessas simulações, foi utilizado um circuito de grampeamento dissipativo do tipo diodo-resistor-capacitor para proteção dos interruptores do lado de baixa tensão contra sobretensões, o qual pode ser visualizado no esquemático completo, Figura 12. Também foi utilizado um circuito limitador para a razão cíclica D , a fim de garantir a operação do conversor na região R2. O circuito de grampeamento foi projetado para dissipar menos de 20 W, que representa 2% da potência nominal, e grampear a tensão nos interruptores em 180 V.

Aplicando degraus de 50% do valor nominal da carga, o compensador de tensão conseguiu manter a tensão de saída regulada em 400 V (Figura 13).

Uma vez que a corrente média do lado de alta tensão, I_2 , vale 2,5 A, então ao injetar corrente no lado de alta tensão no valor de 3,5 A, espera-se que o compensador de tensão imponha a inversão do fluxo de potência para a manutenção da regulação da tensão na carga em 400 V.

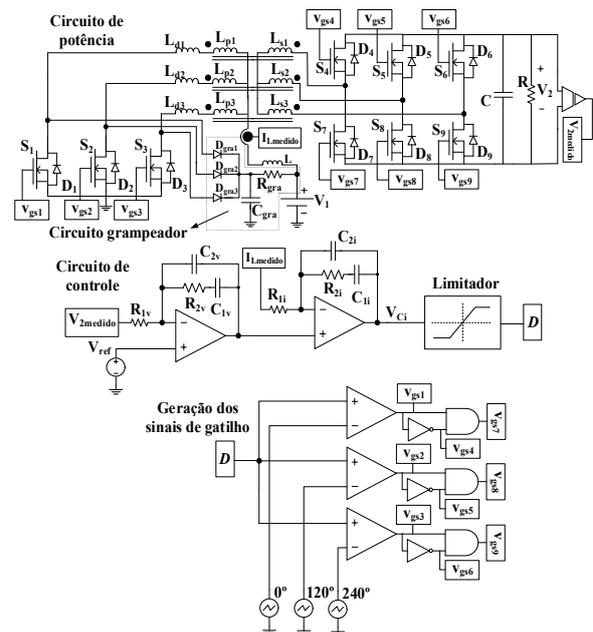


Figura 12. Esquemático completo do circuito simulado

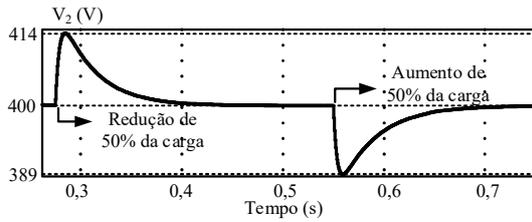


Figura 13. Tensão V_2 para variações de carga

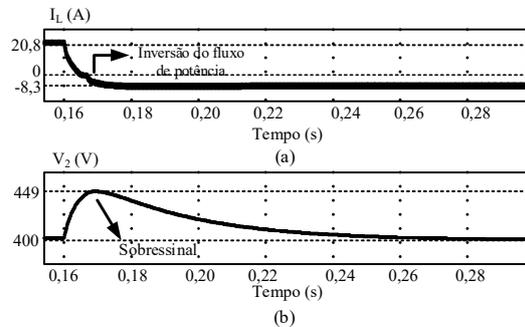


Figura 14. (a) Corrente no indutor e (b) tensão na carga, quando ocorre inversão do fluxo de potência devido à injeção de corrente no lado de alta tensão em 0,16 s

Assim, no indutor, haverá a inversão do sentido da corrente, que terá valor médio como definido na Equação (16).

$$i_L = q \cdot (I_R - I_{injetada}) \quad (16)$$

Onde q é o ganho estático de tensão, dado por V_2/V_1 , e I_R é a corrente no resistor de carga. Pela Equação (16), se obtém o valor esperado de corrente no lado de baixa tensão de:

$$i_L = 8,33 \cdot (2,5 - 3,5) = -8,32 \text{ A}$$

Sendo este valor confirmado na Figura 14.

A Figura 15 verifica as formas de onda obtidas na análise teórica (Figura 4).

7 Conclusão

Neste artigo foi proposto um conversor CC-CC trifásico bidirecional isolado e de alta frequência. A estratégia de controle usada se mostrou adequada frente às variações de carga e mudança no sentido do fluxo de potência, observados nos resultados de simulação apresentados. Além disso, a tensão do lado de alta tensão se manteve regulada em 400 V. Portanto, o conversor apresentou bons resultados para operar com sua característica de bidirecionalidade, podendo ser aplicado em sistemas de células a combustível, veículos elétricos e sistemas de geração distribuída como o fotovoltaico.

Referências Bibliográficas

Andersen, R. L. and Barbi, I (2013). A ZVS-PWM Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 3; pp. 838 – 847.

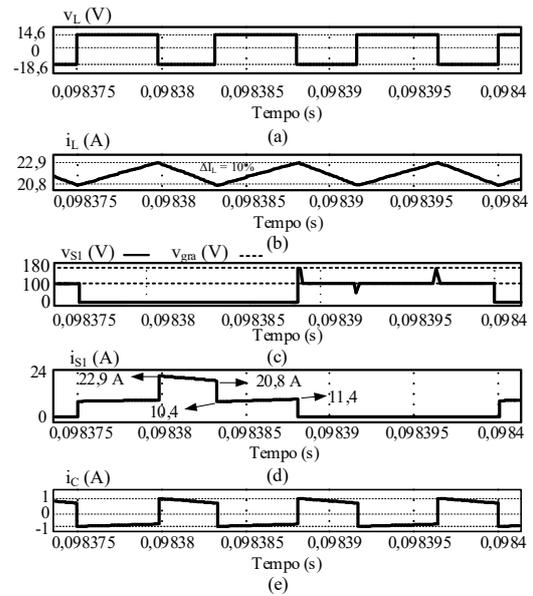


Figura 15. (a) Tensão e (b) corrente no indutor L, (c) tensão e (d) corrente no interruptor S_i e (e) corrente no capacitor C

- Andersen, R. L. and Barbi, I (2009). A Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 2; pp. 358 – 368.
- Cha, H.; Choi, J. and Han, B (2008). A new three-phase interleaved isolated boost converter with active clamp for fuel cells. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Hodes - Grécia; pp. 1271 – 1276.
- Kwon, M.; Park, J. and Choi, S (2013). A Bidirectional Three-Phase Push-Pull Converter With Dual Asymmetrical PWM Method. Seoul National University of Science and Technology, Seoul – Korea, pp. 161 – 166.
- Larico, H. R. E. and Barbi, I (2012). Three-Phase Push-Pull DC-DC Converter: Analysis, Design, and Explanation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 12; pp. 4629 – 4636.
- Oliveira, S. V. G. and Barbi, I (2011). A three-phase step up dc-dc converter with a three-phase high-frequency transformer for dc renewable power sources applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 8; pp. 3567 - 3580.
- Prasanna, U. and Rathore, A. K (2012). Comparison of soft-switching voltage-fed and current-fed bi-directional isolated Dc/Dc converters for fuel cell vehicles. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 252-257.
- Rathore, A. K.; Bal, S. and Srinivasan, D (2016). Naturally Clamped Snubberless Soft-Switching Bidirectional Current-fed Three-Phase Push-Pull DC/DC Converter for Microgrid Application. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 5, No. 2; pp. 1577-1587.
- Sawin, J. L. et al (2017). Advancing The Global Renewable Energy Transition – Highlights of the REN21. 7th International Renewable Energy Conference, Cidade do México, México. pp. 7-8.