

COMPARAÇÃO ENTRE DIFERENTES MODULAÇÕES APLICADAS A CONVERSORES EM PONTE-COMPLETA ALIMENTADOS POR CORRENTE

EDIVAN L. CARVALHO, EMERSON G. CARATI, JEAN P. DA COSTA, CARLOS M. O. STEIN, RAFAEL CARDOSO

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Pato Branco - PR, Brazil

E-mails: edivan.labensaios@gepoc.ufsm.br, emerson@utfpr.edu.br, jpcosta@utfpr.edu.br, cmstein@utfpr.edu.br, rcardoso@utfpr.edu.br

Abstract — This work presents a comparison between different strategies of modulations applied in current-fed isolated converters. This type of converters commonly present problems such as overvoltage on semiconductors and transformer. To cope with that, this paper uses a specific strategy of modulation with the objective to reduce the overvoltage problems. This modulation also enables the implementation of these converters without the use of auxiliary circuits.

Keywords — Current-Fed Converters, Full-Bridge Converter, Isolated Converters, Switching-Modulation.

Resumo — Neste trabalho é apresentada uma comparação entre diferentes estratégias de modulação aplicadas a conversores de tensão isolados alimentados em corrente. Visto que esses conversores comumente apresentam problemas relacionados a sobretensão nos semicondutores e transformador, utilizou-se uma modulação específica com o objetivo de atenuar problemas de sobretensão e viabilizar a implementação do conversor sem o uso de circuitos auxiliares.

Palavras-chave — Conversor alimentados por Corrente, Conversor em Ponte-Completa, Conversores Isolados, Técnicas de Chaveamento.

1 Introdução

Sistemas de armazenamento de energia são comumente baseados em bancos de baterias com baixos níveis de tensão e alta capacidade de carga. Por se tratarem de componentes de alto custo, as baterias muitas vezes limitam a produção de bancos com tensão elevada (Berndt, 2003). Entretanto, em aplicações tais como fontes ininterruptas de energia (UPS) e sistemas de geração de energia fotovoltaicos, onde os bancos de baterias se inserem, são necessários valores de tensão na ordem de algumas centenas de volts, exigindo conversores de alto ganho de tensão para adequar a tensão das baterias aos barramentos CC provenientes de fontes geradoras ou circuitos retificadores (Tao et al., 2008), (Jabayabalu et al., 2015).

Devido às grandes diferenças de tensão presentes nos sistemas citados, em muitos trabalhos, é proposto o uso de conversores isolados para integrar bancos de baterias aos barramentos CCs. Nestes tipos de sistemas, é possível se obter conversores de alto ganho de tensão, além de aumentar a segurança para o banco de baterias devido a isolamento galvânica (Tan et al., 2012), (Akagi et al., 2015).

Em alguns casos, esses equipamentos são implementados através de conversores do tipo fonte de tensão devido sua maior facilidade de implementação, entretanto, conversores alimentados por tensão apresentam desvantagens ao operar como elevadores de tensão, visto que são originalmente construídos como redutores (Tan et al., 2012), (Akagi et al., 2015), (Liu et al., 2011).

No caso dos conversores alimentados por tensão, à medida que o transformador tem como objetivo elevar a tensão de entrada, o conversor atua como um redutor, diminuindo a vantagem de se utilizar o transformador na operação do conversor. Dessa

forma, necessita-se de maiores relações de transformação, elevando o número de espiras do transformador, consequentemente aumenta-se as exigências sobre os filtros envolvidos no sistema (Liu et al., 2011).

Essa desvantagem é compensada ao se optar por conversores alimentados por corrente, que por característica atuam como elevadores de tensão. Neste caso, a atuação do conversor auxiliada pelo transformador garante maiores faixas de ganho de tensão ao conversor e, portanto, reduz as exigências sobre o transformador e filtros (Liu et al., 2011).

Esses conversores são implementados através de configurações do tipo Meia-Ponte em Liu et al. (2011), Teston et al. (2015) e Teston et al. (2016), e através de configurações em Ponte-Completa em Prassana et al. (2013) e Li et al. (2017). Em todos os casos citados são utilizados circuitos auxiliares de grameamento de tensão, visto que conversores alimentados em corrente apresentam alta sensibilidade aos elementos parasitas do transformador. Esse fato é explicado pelo efeito de comutação do conversor: no momento de abertura das chaves a interação entre as indutâncias de dispersão do transformador e filtros de corrente provoca surtos de tensão nas chaves semicondutoras e no transformador. Tal característica faz com que seja comum a presença de circuitos auxiliares para limitar picos de tensão sobre o transformador e semicondutores em conversores alimentados por corrente.

Nos trabalhos citados esse problema é contornado através de técnicas de grameamento ativo. Entretanto, a presença de circuitos ativos é indesejável em diversas situações pelo fato de aumentar a complexidade do circuito.

Circuitos auxiliares aumentam o número de semicondutores, diodos e capacitores de grameamento, assim como a quantidade de circuitos

de acionamento. Consequentemente, tem-se uma elevação no custo do conversor.

Outra solução tradicional se dá através de *snubbers* passivos, porém seu uso é limitado por diminuir a eficiência do conversor devido ao fato de serem elementos dissipativos.

Para reduzir os problemas relacionados com a operação dos conversores alimentados em corrente, é desejável o desenvolvimento de técnicas de modulação que atenuem os efeitos de sobretensão nos semicondutores e transformador. Neste sentido, é possível evitar o uso de grampeadores ativos de tensão, devido a menor exigência sobre os componentes do circuito.

Para analisar os efeitos de comutação sobre os conversores alimentados por corrente, o presente trabalho propõe uma comparação entre diferentes tipos de modulação aplicadas a um conversor do tipo Ponte-Completa, alimentado por corrente. Numa primeira abordagem, o transformador opera em circuito aberto enquanto na segunda modulação, o transformador tem seu primário curto-circuitado em duas etapas de operação. Uma terceira modulação é considerada e foi proposta por Carvalho et al. (2017). Nessa abordagem o curto-circuito no transformador ocorre no secundário. Esta modulação propõe atenuar os efeitos de sobretensão sobre os semicondutores e transformador.

O artigo está organizado como segue: a seção 2 descreve as três modulações comparadas no trabalho; a seção 3 faz o dimensionamento de um conversor para testes; a seção 4 apresenta os resultados experimentais e comparações enquanto a seção 5 conclui o trabalho.

2 Revisão Teórica

Originalmente, os conversores em Ponte-Completa alimentados em corrente são implementados de acordo com o circuito apresentado pela Figura 1 (Rashid, 2011), (Prassana et al., 2013) e (Li et al., 2017).

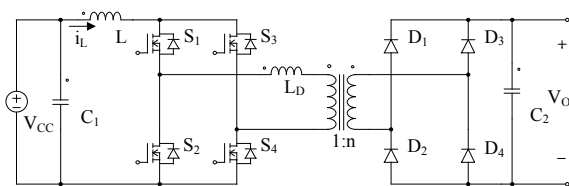


Figura 1. Conversor em Ponte-Completa alimentado por corrente.

A operação do conversor consiste em aplicar uma tensão positiva no transformador a partir da corrente de entrada i_L . Posteriormente, é aplicada uma tensão zero, deixando o indutor L em paralelo com a tensão de entrada V_{CC} . Em um segundo estágio é aplicada uma tensão negativa no transformador seguida, novamente, por uma tensão nula, magnetizando o indutor. Neste processo o indutor deve ser magnetizado, armazenando energia da fonte V_{CC} e, posteriormente, desmagnetizado transferindo energia para a saída do sistema (Rashid, 2011).

Com esse objetivo diferentes tipos de modulação são encontrados na literatura. Neste artigo, serão comparadas as modulações apresentadas em Rashid (2011), Prassana et al. (2013) e Carvalho et al. (2017).

De acordo com Rashid (2011), aplica-se uma tensão zero no transformador deixando o indutor L em paralelo com V_{CC} , enquanto os enrolamentos do transformador permanecem em aberto. Nesse caso, não é possível garantir um caminho para a corrente excedente nas indutâncias de dispersão do transformador.

Prassana et al. (2013) propõem colocar os enrolamentos do primário do transformador em curto-circuito, entretanto, ainda existem problemas relacionados com sobretensão nos semicondutores e transformador.

Para reduzir os problemas das modulações de Rashid (2011) e Prassana et al. (2013) foi proposta uma terceira modulação em Carvalho et al. (2017), onde se utiliza o enrolamento secundário do transformador com objetivo semelhante ao adotado em Prassana et al. (2013).

Na presente seção será detalhado o funcionamento de cada modulação. Para isso, será considerado o circuito apresentado na Figura 1. Com o objetivo de simplificar a apresentação das modulações abordadas, a análise que segue considera os seguintes pressupostos: a) o conversor opera em regime permanente; b) os dispositivos semicondutores são ideais; c) etapas intermediárias implementadas para garantir um caminho de corrente para o indutor de entrada (L) não são consideradas por representar um período pequeno o suficiente para ser desconsiderado; d) o período de comutação do conversor (T) é dividido entre os intervalos t_0-t_1 , t_1-t_2 , t_2-t_3 e t_3-T ; e) V_{Gx} representam a tensão aplicada na porta do semicondutor S_x para seu de acionamento.

2.1 Modulação I: Transformador em circuito aberto

De acordo com Rashid (2011), a operação do conversor em Ponte-Completa alimentado por corrente se dá em quatro etapas:

Etapa 1 – Figura 2-a, t_0-t_1 : No primeiro estágio, o inversor deve aplicar uma corrente positiva no transformador. Para isso os semicondutores S_1 e S_4 são colocados em condução, enquanto S_2 e S_3 são bloqueados. Do lado secundário do transformador, os diodos D_2 e D_3 são diretamente polarizados. Nesse momento, o indutor de entrada L , que inicialmente é considerado carregado, começa a ser desmagnetizado, transferindo energia para a saída do sistema.

Etapa 2 – Figura 2-b, t_1-t_2 : Para que o indutor L seja novamente magnetizado, a chave S_2 deve entrar em condução enquanto a S_4 é bloqueada. Nesse momento o enrolamento primário do transformador assume uma tensão aproximadamente igual a zero.

Etapa 3 – Figura 2-c, t_2-t_3 : No semiciclo negativo de operação do conversor é necessário acionar os semicondutores S_2 e S_3 , aplicando uma tensão

negativa no enrolamento primário do transformador. Assim o indutor volta a ser desmagnetizado, transferindo energia para a saída.

Essa é a fase crítica de operação do conversor, visto que a corrente do transformador assume um valor diferente da corrente do filtro de entrada, que é carregado na etapa 2. Dessa forma, duas indutâncias com correntes diferentes estão sendo conectadas em série, gerando assim sobretensão nos semicondutores bloqueados.

Etapla 4 – Figura 2-d, t_3 - T : Para voltar a magnetizar o indutor, a chave S_4 entra em condução enquanto S_2 é bloqueada.

O problema relacionado com esse tipo de modulação é que não é possível garantir um caminho para a corrente do transformador enquanto o indutor está sendo carregado. A mesma tende a se manter constante e circular pelos diodos intrínsecos dos semicondutores, visto que não há uma tensão presente no transformador. No momento em que há uma abertura de chaves, a corrente de entrada volta a circular pelo transformador, causando picos de tensão sobre os semicondutores bloqueados.

A Figura 2 apresenta os circuitos equivalentes de cada etapa de operação do conversor. Os sinais de acionamento são apresentados na Figura 3. A Figura 4 ilustra as formas de onda teóricas do conversor.

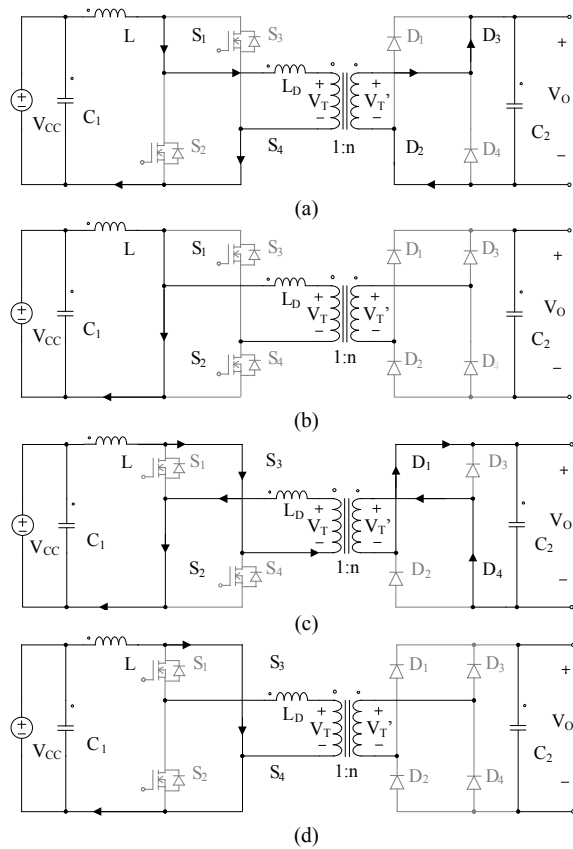


Figura 2. Circuitos equivalentes do conversor aplicando-se a Modulação II; a) Etapa 1; b) Etapa 2. c) Etapa 3; d) Etapa 4.

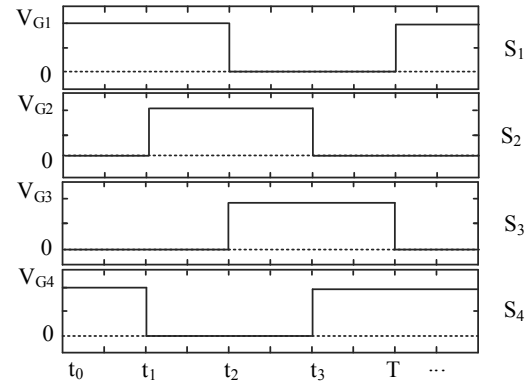


Figura 3: Sinais de acionamento referentes a Modulação I.

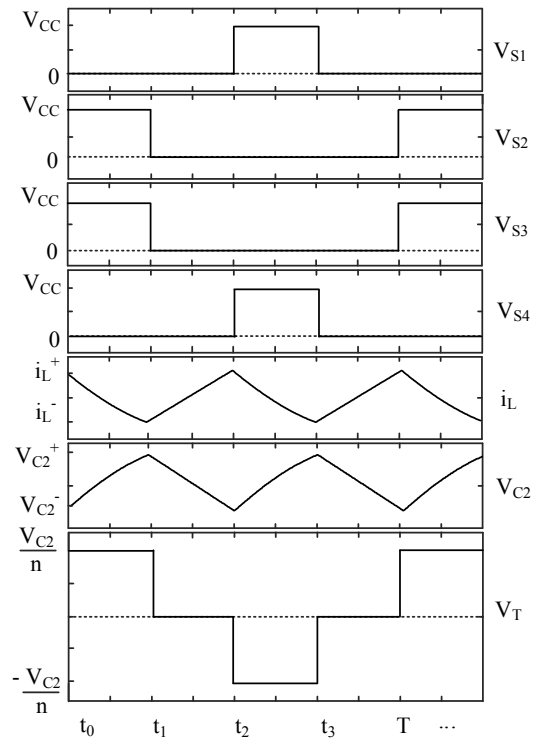


Figura 4: Principais formas de onda teóricas do conversor operando com a Modulação I.

As variáveis V_{C2}^+ , V_{C2}^- , i_{L}^+ e i_{L}^- representam os valores máximos e mínimos da tensão e corrente nos filtros C_2 e L , em relação a um nível CC, referente ao ponto de operação do conversor.

2.2 Modulação II: Transformador em curto-circuito no primário

No trabalho proposto em Prassana et al. (2013) é encontrada uma modificação na modulação presente em Rashid (2011). Colocando o transformador em curto-circuito é possível obter uma modulação mais simples, assim como garantir que exista um caminho para a corrente excedente no transformador. Novamente existem quatro etapas de operação.

Etapla 1: Figura 5-a, t_0 - t_1 : Semelhante a primeira etapa de operação referente a Modulação I, é aplicado ao transformador uma tensão positiva acionando as chaves S_1 e S_4 . Dessa forma o indutor L

é desmagnetizado, transferindo a energia armazenada para a saída do sistema.

Etapa 2: Figura 5-b, t_1 - t_2 : Para a segunda etapa de operação as chaves S_2 e S_3 também entram em condução colocando o transformador em curto-circuito e magnetizando o indutor de entrada. Assim é possível garantir que exista um caminho para a corrente excedente do transformador, entretanto o problema de sobretensão nas chaves ainda não é contornado, visto que o processo de magnetização do indutor o mantém com uma corrente superior a corrente do transformador.

Etapa 3: Figura 5-c, t_2 - t_3 : No semiciclo negativo de operação, são acionadas as chaves S_2 e S_3 enquanto S_1 e S_4 são bloqueadas, fornecendo ao transformador uma tensão negativa.

Etapa 4: Figura 5-d, t_3 - T : Similarmente ao que ocorre na Etapa 2, todas as chaves voltam a ser acionadas colocando, novamente, o transformador em curto-circuito. Com isso, tem-se a magnetização do indutor L .

Os circuitos equivalentes de cada etapa de operação são apresentados pela Figura 5. As semelhanças com a Modulação I podem ser verificadas ao comparar as fases 1 e 2 de cada caso, apresentadas pelas figuras 2 e 5.

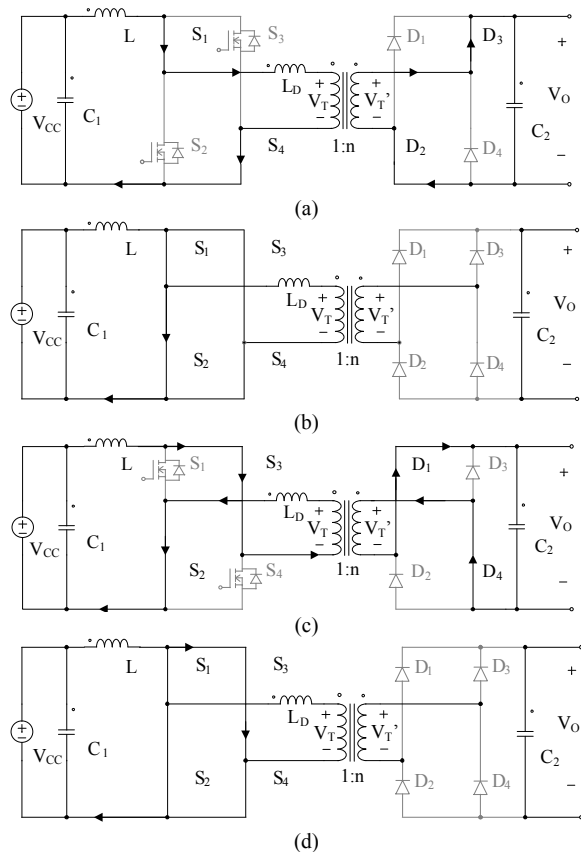


Figura 5. Circuitos equivalentes do conversor aplicando-se a Modulação II. a) Etapa 1; b) Etapa 2. c) Etapa 3; d) Etapa 4.

Os sinais de acionamento são apresentados na Figura 6. As formas de onda teóricas do conversor são visualizadas na Figura 7. Observa-se que, mesmo com a alteração da sequência de comutação do

conversor, o mesmo apresenta comportamento semelhante ao caso anterior, resultando em formas de onda semelhantes para as tensões sobre o transformador e filtro de saída assim como para a corrente no indutor de entrada.

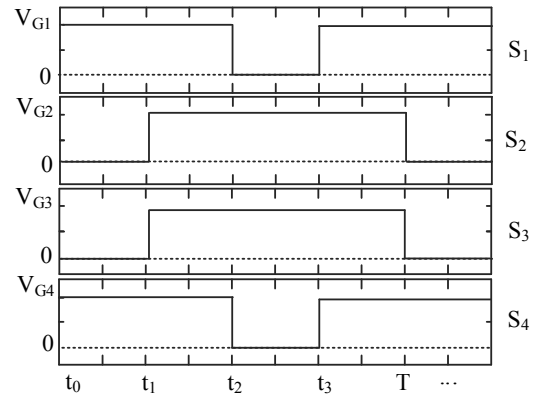


Figura 6: Sinais de acionamento referentes a Modulação II.

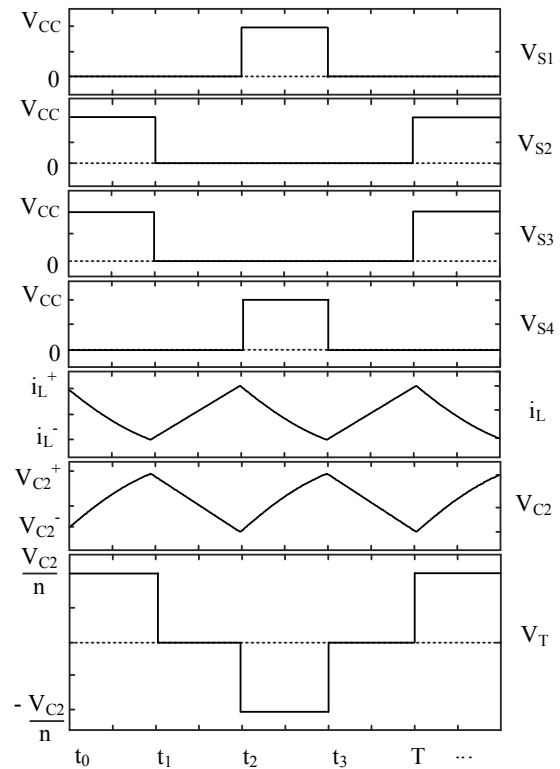


Figura 7: Principais formas de onda teóricas do conversor operando com a Modulação II.

2.3 Modulação III: Transformador em curto-circuito no secundário

Para contornar o problema encontrado nas modulações I e II referente às diferenças de corrente presentes no transformador e filtro de entrada L , é proposto em Carvalho et al. (2017) realizar a carga do indutor através de uma modulação feita pelo secundário do transformador. Com esse objetivo, os diodos D_2 e D_4 são substituídos por interruptores, como é apresentado pela Figura 8.

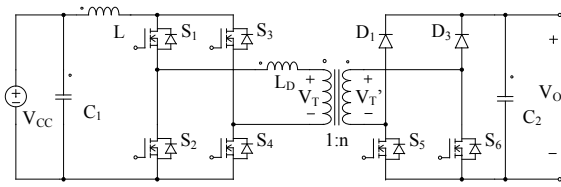


Figura 8: Circuito utilizado para implementar a modulação III.

Nesta configuração, tem-se o acréscimo de um semiconductor quando comparada aos circuitos adicionais apresentados nos trabalhos propostos por Prassana et al. (2013) e Li et al. (2017), entretanto, há uma redução significativa de componentes passivos. Esse circuito apresenta características semelhantes ao conversor em Ponte-Completa convencional. O conversor opera da seguinte forma:

Etapa 1: Figura 9-a, t_0-t_1 : Nesta etapa, assim como ocorre nas modulações I e II, através de S_1 e S_4 é aplicada uma tensão positiva no transformador, desmagnetizando o indutor de entrada e transferindo energia para a saída do sistema.

Etapa 2: Figura 9-b, t_1-t_2 : Com o objetivo de magnetizar novamente o indutor de entrada, na modulação proposta, é acionado o interruptor S_6 . Dessa maneira, aplica-se uma tensão zero sobre o transformador, como também são colocadas em série as indutâncias de dispersão do transformador com o filtro L.

A principal vantagem dessa modulação é que ao utilizar o secundário do transformador é possível reduzir as diferenças entre a corrente que circula pelo filtro de entrada e corrente do transformador.

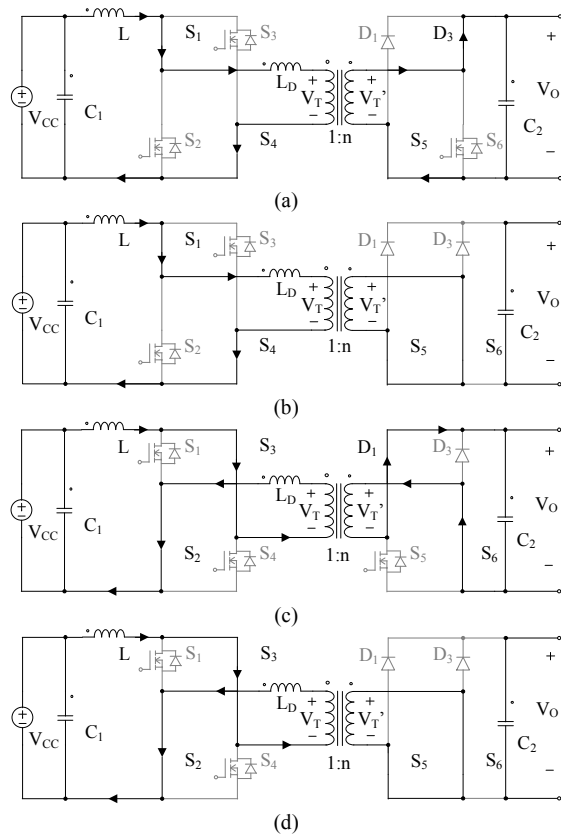


Figura 9: Circuitos equivalentes do conversor aplicando-se a modulação proposta. a) Etapa 1; b) Etapa 2. c) Etapa 3; d) Etapa 4.

Etapa 3: Figura 9-c, t_2-t_3 : Para o semiciclo negativo de operação do conversor, são acionadas as chaves S_2 e S_3 , enquanto as chaves S_1 e S_4 são bloqueadas.

Etapa 4: Figura 9-d, t_3-T : Na última etapa, S_5 é acionada, magnetizando o indutor L, semelhantemente, ao que ocorre na etapa 2.

Novamente, a operação do circuito é verificada através dos circuitos equivalentes apresentados na Figura 9. Os sinais de acionamento e formas de onda teóricas do conversor são apresentados na Figura 10 e Figura 11, respectivamente.

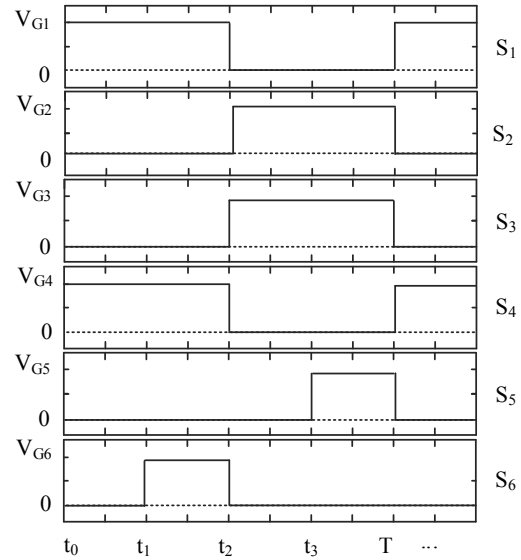


Figura 10: Sinais de acionamento referentes a modulação proposta.

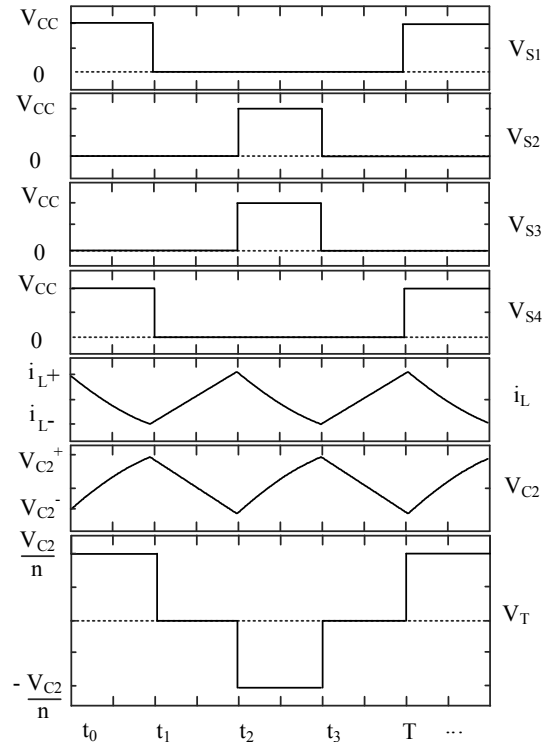


Figura 11: Principais formas de onda teóricas do conversor operando com a modulação proposta.

É necessário notar que apesar de exigir um número maior de sinais de acionamento, essa modulação se torna simples visto que os semicondutores S_1 e S_4 assim como S_2 e S_3 apresentam sinais de acionamento similares.

Do lado do secundário do transformador as chaves S_5 e S_6 podem operar sincronizadas. Nesse caso, estas chaves apresentam uma frequência de comutação igual ao dobro da frequência de operação do conversor (apesar de aumentar as perdas de condução dos diodos em S_5 e S_6). A razão cíclica do conversor, neste caso, é definida pela proporção de tempo em que essas chaves permanecem conduzindo.

3 Dimensionamento do Conversor

De acordo com a análise de cada modulação é possível observar que todas apresentam etapas de operação e princípios similares. Neste sentido, é possível calcular os filtros envolvidos na operação do conversor independentemente da técnica de modulação utilizada.

Para o dimensionamento do conversor é considerado o seguinte conjunto de equações, válidas durante o período de tempo em que o indutor é carregado, proporcional a $D = t_{ON}/T$, onde t_{ON} deve ser igual a $(t_1-t_2)+(t_3-t_4)$:

$$V_L = V_{CC}, \quad (1)$$

$$i_{C2} = -i_O. \quad (2)$$

Enquanto o indutor é descarregado, durante um tempo proporcional a $(1-D)$, tem-se:

$$V_L = V_{CC} - \frac{V_O}{n}, \quad (3)$$

$$i_{C2} = \frac{i_L}{n} - i_O. \quad (4)$$

Sendo a tensão sobre o indutor nula em um período completo de operação, é definido o ganho estático do conversor a partir de (5) e (6).

$$V_L = (V_{CC} - \frac{V_O}{n}) \cdot (1-D) + V_{CC} \cdot D, \quad (5)$$

$$\frac{V_O}{V_{CC}} = \frac{n}{1-D}. \quad (6)$$

Para definir o filtro L , é considerada uma etapa em que o indutor é carregado, então:

$$L = V_L \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i_L}, \quad (7)$$

$$L = \frac{V_{CC} \cdot (D)}{\Delta i_L \cdot 2 \cdot f}. \quad (8)$$

Para calcular a capacitância C_2 , considera-se:

$$C_2 = \frac{i_{C2} \cdot \Delta t}{\Delta V_{C2}}. \quad (9)$$

Durante as etapas 1 e 3, $i_O = i_{C2}$, resultando em:

$$C_2 = \frac{i_O \cdot D}{\Delta V_C \cdot 2 \cdot f}. \quad (10)$$

O termo $2 \cdot f$ representa a frequência da forma de onda da tensão e corrente sobre o capacitor C_2 , que apresenta o dobro da frequência de operação do conversor.

4 Resultados Experimentais

Para realizar uma comparação entre as modulações apresentadas, nesta seção, um exemplo de projeto é realizado, sendo o conversor construído de acordo com os seguintes parâmetros: a) tensão de entrada $V_{CC} = 48$ V; b) tensão de saída $V_O = 200$ V; c) frequência de chaveamento $f = 50$ kHz; d) relação de transformação $1:n = 1:2$; e) 0,1 A de ondulação da corrente de entrada; e) 5% de ondulação máxima de tensão no barramento CC.

A Tabela 1 sintetiza os componentes dimensionados. Os mesmos componentes e condições de operação foram utilizados para avaliar cada modulação aplicada ao conversor. Para resultar em um barramento CC de 200 V, o conversor opera, em malha aberta, com uma razão cíclica igual a 0,52.

Tabela 1. Detalhes dos componentes dimensionados

Componentes	Especificações
Transformador	Sec: 18 voltas 2x#24 AWG Pri: 9 voltas 4x #24 AWG Núcleo : EE 42/21/15
Capacitor C_2	150 nF x 250 V
Semicondutores	IRFP460
Diodos	1N5408
Indutor L	2,4 mH 2x#26 AWG 87 voltas Núcleo : EE 42/21/15
Capacitor C_1	33 nF x 150 V
Driver	IR2110

Da implementação do conversor, foram verificadas as tensões sobre o transformador e semicondutores de modo a comparar a eficiência de cada modulação em relação a problemas de sobretensão.

A Figura 12 apresenta as formas de onda da tensão sobre os semicondutores, quando utilizada a Modulação I.

É possível verificar que as chaves bloqueadas assumem um valor igual a tensão do barramento CC, refletida no lado primário do transformador. Observa-se que, durante o transitório de comutação, os semicondutores apresentam valores elevados de sobretensão. Esse problema é comum nesse tipo de modulação e acaba por reduzir a eficiência do conversor, assim como pode levar os dispositivos semicondutores a destruição devido aos esforços indevidos nas chaves. De acordo com o resultado apresentado pela Figura 12, a tensão nos semicondutores apresenta um pico de aproximadamente 140 V.

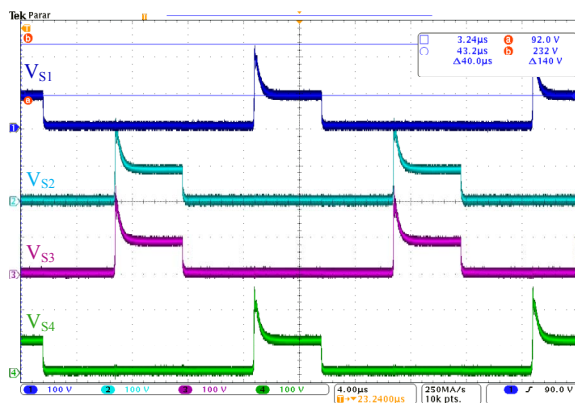


Figura 12: Formas de onda das tensões sobre os semicondutores, utilizando a Modulação I.

Na Figura 13 é apresentada a tensão sobre o transformador, assim como tensão de saída e corrente de entrada, verificando baixos níveis de ondulação em ambos os casos, em conformidade com o projeto dos filtros L e C_o. Em relação a tensão sobre o transformador, novamente, são encontrados problemas de sobretensão.

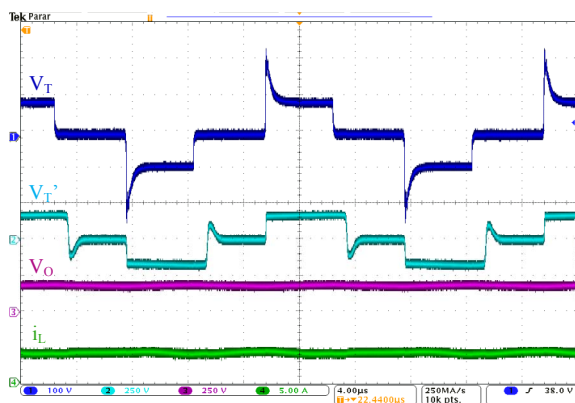


Figura 13: Formas de onda das tensões sobre o transformador, tensão de saída e corrente de entrada, utilizando a Modulação I.

Resultados semelhantes são encontrados na Figura 14 e na Figura 15, onde foi utilizada a Modulação II. É possível verificar que, neste caso, os valores de sobretensão nos semicondutores são reduzidos, medindo, aproximadamente, 120 V. Entretanto, é evidente que este ainda é um problema significativo com esse tipo de modulação.

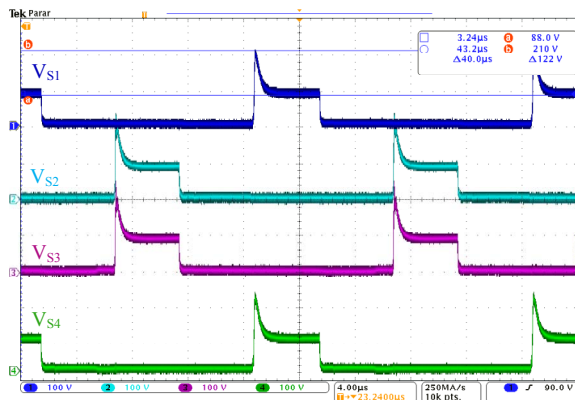


Figura 14: Formas de onda das tensões sobre os semicondutores, utilizando a Modulação II.

Característica semelhante é encontrada na Figura 15, onde são apresentadas as formas de onda da tensão sobre o transformador. Em relação a tensão saída e corrente de entrada do conversor, em ambos os casos, é verificado que os filtros projetados garantem baixos níveis de ondulação.

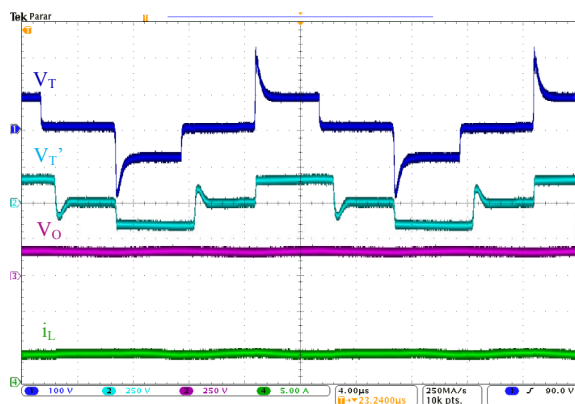


Figura 15: Formas de onda das tensões sobre o transformador, tensão de saída e corrente de entrada, utilizando a Modulação II.

Para a modulação III, os resultados são apresentados na Figura 16 e Figura 17. Na Figura 16, são apresentadas as formas de onda das tensões sobre as chaves, de onde verifica-se 46 V de sobretensão.

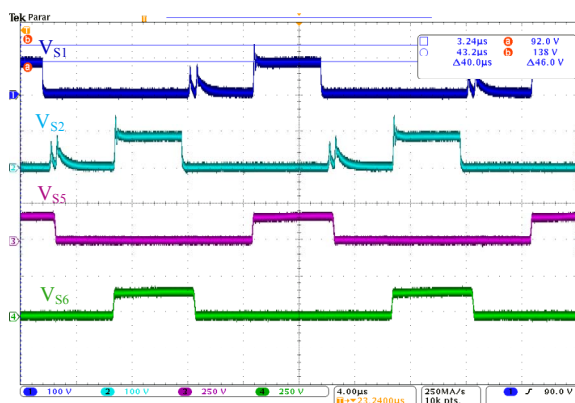


Figura 16: Formas de onda das tensões sobre o transformador, tensão de saída e corrente de entrada, utilizando a modulação III.

O resultado obtido é reduzido cerca de três vezes, quando comparado aos picos de tensão apresentados pelas modulações I e II. Adicionalmente, pequenas distorções são encontradas nas formas de onda das tensões sobre os semicondutores. Essa característica também está presente na tensão sobre o transformador, apresentada pela Figura 17.

Em relação as ondulações de tensão e corrente no conversor, todos os casos apresentam resultados semelhantes, entretanto, ao aplicar a modulação III, é evidente que se tem uma redução significativa dos níveis de sobretensão nos semicondutores.

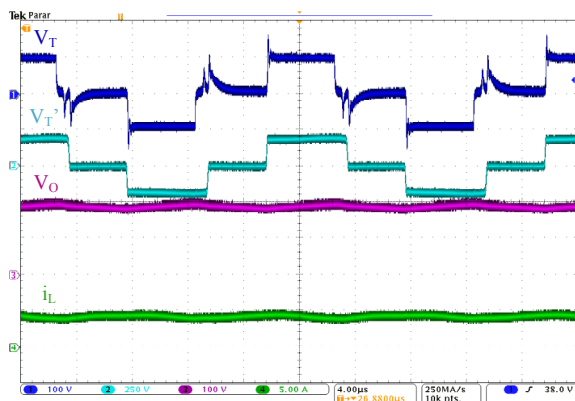


Figura 17: Formas de onda das tensões sobre o transformador, tensão de saída e corrente de entrada, utilizando a Modulação III.

5 Conclusões

Neste trabalho foi apresentada uma comparação entre diferentes técnicas de modulação aplicadas a conversores do tipo Ponte-Completa alimentados por corrente. De acordo com os resultados experimentais, as técnicas de modulação estudadas são capazes de elevar a tensão de entrada adequadamente, resultando em baixos níveis de ondulação de tensão e corrente, entretanto, problemas de sobretensão são acentuados nesse tipo de conversor.

Para evitar o uso de circuitos auxiliares de comutação, foi utilizada uma técnica de comutação específica, com objetivo de reduzir problemas de sobretensão. Verificou-se, experimentalmente, que esta modulação reduz significativamente os problemas de sobretensão, permitindo que o conversor possa operar sem a adição de *snubbers* ou circuitos de grameamento de tensão.

Agradecimentos

Os autores agradecem, em especial, ao Projeto PD 2866-0468/2017, executado pela COPEL Distribuição SA, no âmbito do programa P&D ANEEL. Os autores também agradecem a CAPES pela bolsa de estudos concedida e a FINEP, CNPq, SETI, Fundação Araucária e UTFPR pelo suporte financeiro adicional.

Referências Bibliográficas

Akagi, H.; Tan, N. M. L.; Kinouchi, S.; Miyazaki, Y.; Koyama, M. "Power-Loss Breakdown of a 750-V 100-kW 20-kHz Bidirectional Isolated DC-DC Converter Using SiC-MOSFET/SBD Dual Modules" in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 1, 2015.

Berndt, D. "Electrochemical Energy Storage - Battery Technologic Handbook", 2ª Ed. Marcel Dekker, New York, 2003.

Carvalho, E. L.; Carati, E.; Costa, J. P.; Stein, C. M.; Cardoso, R. "Design and Analysis of a Bidirectional Battery Charger" 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems - PEDG, Florianópolis, 2017.

Jabayabalu, C.; Sarbham, K. "Single Stage High-Gain Boost Converter with Battery Commutation In Solar Power Applications" in International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR), Vol. 4, No. 5, 2015.

Li, C.; Zhang, Y.; Cao, Z.; Xu, D. "Single-Phase Single-Stage Isolated ZCS Current-Fed Full-Bridge Converter for High-Power AC/DC Applications" in Transactions on Industrial Electronics, Vol. 32, No. 9, 2017.

Liu, B.; Duan, S.; Cai, T. "Photovoltaic dc-building-module-based BIPV system-concept and design considerations" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 5, 2011.

Tao, T.; Duarte, J. L.; Hendrix M. A. M. "Line-Interactive UPS Using a Fuel Cell as the Primary Source" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 8, 2008.

Tan, N. M. L.; Abe, T.; Akagi, H. "Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System", in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 3, Mar. 2012.

Teston, S.; Carati, E.; Costa, J. P.; Cardoso, R.; Stein, C. "Comparison of two connection possibilities of the clamp capacitor in the active-clamped zvs current-fed half-bridge converter" in 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, 2015.

Teston, S.; Carati, E.; Costa, J. P.; Cardoso, R.; Stein, C. "Effect of The Clamp Capacitor Connection Concerning The Input Current In The Active-Clamped ZVS Current-Fed Half-Bridge Converter" in Sobraep: Eletrôn. Potên., Campo Grande, Vol. 21, n.3, 2016.

Prassana, U. R.; Rathore, A. K. "Extended Range ZVS Active-Clamped Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Applications: Analysis, Design, and Experimental Results" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 7, 2013.

Rashid, M. H. "Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications Handbook. Elsevier – Oxford, 2011.