

Conversor Full-Bridge Ressonante Aplicado à Fontes de Soldagem a Arco

Christian Griesang Barbosa, Douglas Camponogara, Fábio Ecke Bisogno, Luciano Anderson Fricke

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle

Universidade Federal de Santa Maria

Santa Maria, Rio Grande do Sul 97105-900

chtn_@hotmail.com, camponogara@ctism.ufsm.br, fbisogno@gepoc.ufsm.br, luciano@fricke.com.br

Resumo - A topologia Full-Bridge tem sido amplamente utilizada em fontes de soldagem, pois permite a implementação em níveis elevados de potência, além de garantir o isolamento galvânico. Desta forma, o objetivo deste trabalho é projetar o conversor Full-Bridge para operar de forma ressonante, com o intuito de reduzir as perdas por chaveamento. Será realizada a modelagem do conversor e validação através de simulação e teste experimental.

Palavras-Chave - Full-Bridge, Ressonante, Soldagem, Arco Elétrico, Modelagem;

I. INTRODUÇÃO

A soldagem a arco é definida pela *American Welding Society* (AWS), como um processo de união que produz coalescência de materiais aquecendo-os a temperatura de soldagem, com ou sem aplicação de pressão e com ou sem a adição de materiais [1].

O desempenho da fonte de soldagem possui significativa importância para o processo, fornecendo energia elétrica adequada ao sistema. Neste sentido, características como a ignição do arco, estabilidade de transferência do material do eletrodo fundido e a quantidade dos respingos, são só alguns dos fatores considerados [2]. Para [3] equipamentos de soldagem modernos precisam atender a alguns requisitos, tais como confiabilidade, robustez, leveza, alta eficiência, saída eletricamente isolada e bom fator de potência.

No passado, os equipamentos de soldagem utilizados eram do tipo convencionais, construídos a partir de transformadores alimentados pela frequência da rede (50 ou 60Hz), possuindo peso e tamanho elevados, com baixa eficiência.

Acompanhando o desenvolvimento da indústria e a crescente importância para os processos, a introdução da eletrônica de potência nas fontes de soldagem proporcionou um avanço significativo com o aprimoramento dos semicondutores, o qual possibilitou o trabalho com frequências de comutação mais elevadas, tornando os inversores o foco principal entre as máquinas comercializadas. Dessa forma foi possível diminuir tanto o tamanho quanto o peso dos transformadores. Além disso possibilitou o controle em tempo real dos parâmetros de soldagem, embora os equipamentos convencionais ainda sejam amplamente comercializados, devido a sua robustez [4], [5].

Uma sucessão de novas fontes de energia para soldagem foram desenvolvidas em resposta aos avanços na qualidade dos materiais e exigências do mercado, tornando importante a racionalização e redução de custos.

O desempenho de diferentes topologias aplicadas para o processo de soldagem foram estudadas, dentre elas podem ser citados as topologias *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull*, *Two-Switch Forward*, *Half-Bridge* e *Full-Bridge* [6].

O diagrama de blocos para uma fonte de soldagem pode ser observado na Figura 1. Na primeira etapa, um conjunto retificador converte a tensão alternada da rede para contínua. Em seguida, para estabilizar a tensão de barramento, é utilizado banco de capacitores. Na terceira etapa, um inversor converte a tensão CC do barramento em alternada, com frequência ajustável. Na quinta etapa, um transformador é responsável pela conversão dos níveis de tensão e corrente do inversor, adequando para as necessidades de soldagem. Por fim, na última etapa, um retificador converte a tensão alternada em contínua na saída da fonte de soldagem.

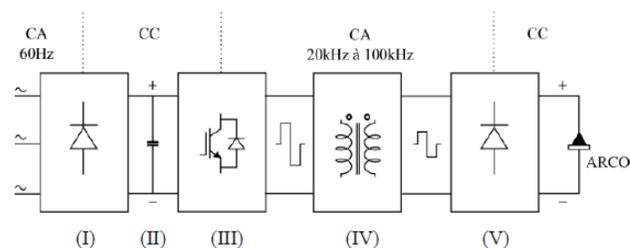


Fig. 1. Diagrama de Blocos Fonte de soldagem, Adaptado [2]

Por possuir nível de potência consideravelmente elevado, em sua grande maioria, as topologias empregadas utilizam IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) de alta corrente, sendo comutados com frequência na faixa de 40kHz e método de comutação *Hard-Switching*, acarretando em elevadas perdas de comutação nos semicondutores e a necessidade de utilização de grande volume de alumínio e sistema de ventilação robusto para dissipação da energia.

Com o avanço da eletrônica de potência, aumentar a frequência tornou-se tendência, pois novas tecnologias empregadas na fabricação dos semicondutores possibilitaram melhorar significativamente as suas capacidades de tensão e

corrente, além da velocidade de comutação. Ao aumentar a frequência, diminui-se os componentes passivos, reduzindo assim o tamanho total e peso do equipamento, à medida que se aumenta a densidade de potência [3].

Por outro lado, para [7], as perdas elevadas nos semicondutores e circuitos de Snubbers complementares, limitam o aumento de frequência. Deste modo, técnicas do tipo *Hard-Switching* estão sendo substituídas por outras, como por exemplo, *Soft-Switching* e a utilização de conversores ressonantes.

Menores perdas por comutação proporcionam uma redução do uso de alumínio em fontes de soldagem, tornando o custo do equipamento mais baixo, além de reduzir o seu peso e torna-la mais compacta, proporcionando maior eficiência na conversão da energia. Ainda de acordo com [7], a utilização de conversores ressonantes resulta em perdas de comutação teoricamente inexistentes, restando apenas as perdas de condução, o que possibilitaria drástica redução dos dissipadores utilizados nas fontes de soldagem.

Um conversor ressonante utiliza elementos reativos para realizar a adequação de energia. De forma geral, um conversor ressonante é descrito na Figura 2. Com a inserção de uma célula ressonante, as perdas de comutação podem ser eliminadas através da comutação suave.

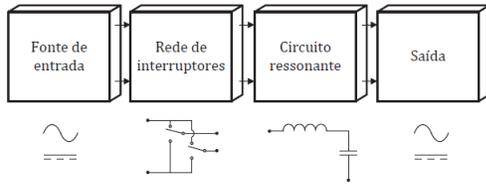


Fig. 2. Diagrama de Blocos Conversor Ressonante, Fonte [9]

Se a frequência de operação for maior que a frequência de ressonância, o indutor tem a função de atrasar a corrente no tanque ressonante, deste modo, os interruptores são acionados com zero de tensão (ZVS), reduzindo as perdas por comutação, possibilitando aumentar a frequência e eficiência dos conversores [9].

II. PROJETO FULL-BRIDGE RESSONANTE

A topologia ponte completa (Full-Bridge) possibilita a operação em níveis elevados de potência com baixas perdas, podendo ser utilizado em diversos níveis de tensão de entrada e ajustes de corrente de saída [1].

O conversor proposto está demonstrado na Figura 3.

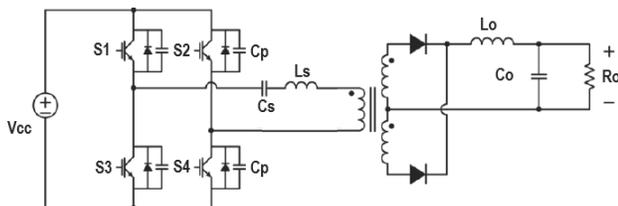


Fig. 3. Topologia Proposta, Fonte [Autor]

É composto por quatro interruptores que alimentam o enrolamento primário do transformador fornecendo tensão nominal positiva ou negativa de barramento CC, de acordo com a comutação dos interruptores. O transformador fornece o isolamento galvânico, aumentando ou diminuindo a tensão no secundário, determinado pela relação de transformação. No secundário, os diodos retificam a tensão do transformador, passando por um filtro e fornecendo energia para a carga.

A. Simplificação

Para realizar a modelagem do conversor Full-Bridge operando como ressonante, foram feitas algumas considerações, a fim de facilitar o processo. Para isso, considerou-se que o circuito ressonante de saída L_S , C_S , R_O modelado como uma fonte de corrente de saída I_O . Os interruptores foram considerados como chaves ideais (sem componentes parasitas) e os indutores e capacitores modelados como componentes passivos ideais. O circuito resultante está demonstrado no Figura 4.

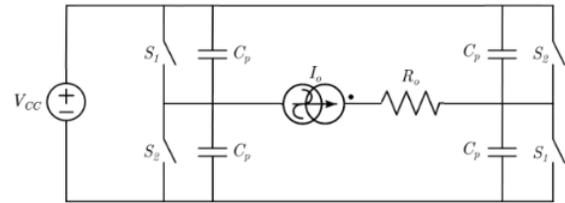


Fig. 4. Topologia Simplificada, Fonte [Autor]

De acordo com [8], a carga na saída, bem como o capacitor e o retificador podem ser assumidos como uma resistência equivalente. Esta aproximação, considera a tensão constante e despreza a constante de tempo do capacitor combinado com a carga. Para fins de análise, esta abordagem é suficientemente precisa, considerando que a constante de tempo seja muito maior do que a parte de alta frequência do sistema.

B. Etapas de Operação

1) *Primeira Etapa* $0 \leq t < Dc T$: Na primeira etapa de operação, Figura 5, as chaves S_1 estão conduzindo e não existe dinâmica no capacitor C_P , pois a corrente do circuito passa pelas chaves.

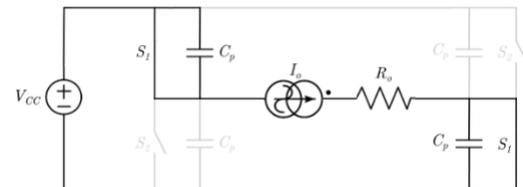


Fig. 5. Primeira Etapa de Operação, Fonte [Autor]

A equação 1 define a operação do circuito nesta etapa.

$$C_P \frac{d v_{C_P}(t)}{dt} = 0 \quad (1)$$

2) *Segunda Etapa Dc* $T \leq t < \frac{T}{2}$: Já na segunda etapa, após o desligamento, o fornecimento de energia passa pelos capacitores C_p , conforme demonstrado na Figura 6, descarregando os capacitores em paralelo com as chaves complementares S_2 e carregando os capacitores em paralelo com as chaves complementares S_1 até que sejam igualadas as tensões em todos os capacitores.

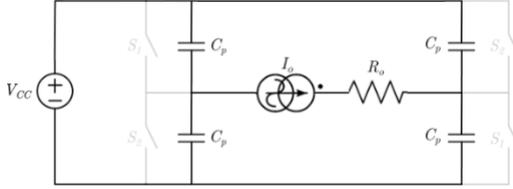


Fig. 6. Segunda Etapa de Operação, Fonte [Autor]

A equação 2 define a operação do circuito nesta etapa.

$$C_p \frac{d v_{Cp}(t)}{dt} = \frac{-i_o(t)}{2} \quad (2)$$

Definindo a corrente I_O como $i_o(t) = I_{om} \text{Cos}(\omega t + \phi_{io})$ e substituindo na Equação 2, resulta na Equação 3.

$$C_p \frac{d v_{Cp}(t)}{dt} = \frac{-I_{om} \text{Cos}(\omega t + \phi_{io})}{2} \quad (3)$$

3) *Terceira Etapa* $\frac{T}{2} \leq t < (\frac{T}{2} + Dc T)$: A terceira etapa é similar a primeira, no entanto, as chaves S_2 estão conduzindo, conforme demonstrado na Figura 7.

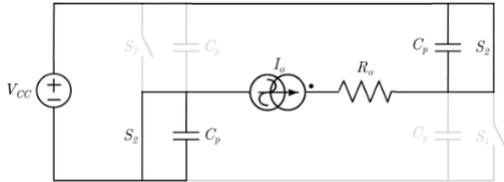


Fig. 7. Terceira Etapa de Operação, Fonte [Autor]

4) *Quarta Etapa* $(\frac{T}{2} + Dc T) \leq t < T$: A quarta etapa é similar a segunda, após o desligamento, o fornecimento de energia passa pelos capacitores C_p , conforme demonstrado na Figura 8, descarregando os capacitores em paralelo com as chaves complementares S_1 e carregando os capacitores em paralelo com as chaves complementares S_2 até que sejam igualadas as tensões em todos os capacitores.

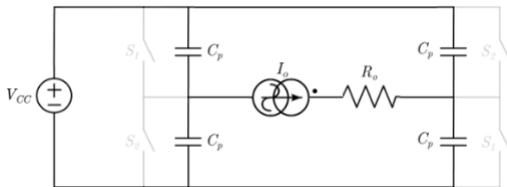


Fig. 8. Quarta Etapa de Operação, Fonte [Autor]

A equação 4 define a operação do circuito nesta etapa.

$$C_p \frac{d v_{Cp}(t)}{dt} = \frac{i_o(t)}{2} \quad (4)$$

Definindo a corrente i_o como $i_o(t) = I_{om} \text{Cos}(\omega t + \phi_{io})$ e substituindo na Equação 4, resulta na Equação 5.

$$C_p \frac{d v_{Cp}(t)}{dt} = \frac{I_{om} \text{Cos}(\omega t + \phi_{io})}{2} \quad (5)$$

C. Modelagem

Partindo da premissa de condição de comutação ótima por ZCS (Zero Current Switching), temos a seguinte condição para o circuito da Figura 4, $i_S(\frac{T}{2}) = i_S(T) = i_S(0) = 0$. Deste modo, a equação 6 define a condição de chaveamento ZCS, onde $\phi_{io} = -\frac{\pi}{2}$.

$$i_S(0) = i_{Cp}(\frac{T}{2}) = i_{Cp}(T) = \frac{-I_{om} \text{Cos}(\omega 0 + \phi_{io})}{2} = 0 \quad (6)$$

Para a comutação ZVS (Zero Voltage Switching), temos a seguinte condição $v_{Cp}(Dc T) = V_{cc}$ e $v_{Cp}(\frac{T}{2}) = 0$. A Equação 7 define a comutação.

$$v_{Cp}(\frac{T}{2}) = V_{cc} + \frac{1}{C_p} \int_{Dc T}^{\frac{T}{2}} (\frac{-I_{om} \text{Cos}(\omega t - \frac{\pi}{2})}{2}) dt = 0 \quad (7)$$

Normalizando a frequência e dividindo por V_{cc} , com a utilização de ωt , temos a Equação 8.

$$\frac{v_{Cp}(\pi)}{V_{cc}} = \int_{Dc 2 \pi}^{\pi} (\frac{-I_{om}}{2 C_p \omega V_{cc}} \text{Cos}(\omega t - \frac{\pi}{2})) d\omega t = -1 \quad (8)$$

A amplitude da corrente de saída normalizada é definida na Equação 9.

$$I_{omn} = \frac{I_{om}}{2 C_p \omega V_{cc}} \quad (9)$$

Com base na modelagem realizada, é possível plotar as curvas para as correntes de carga, na chave e capacitor, conforme demonstrado na Figura 9. Observa-se, para uma razão cíclica de 0,4, na saída de condução a corrente da chave passa a conduzir pelo capacitor.

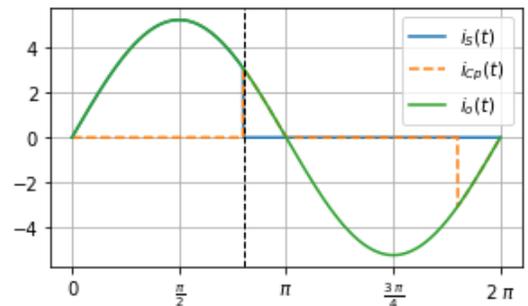


Fig. 9. Correntes de Carga, Chave e Capacitor C_p , Fonte [Autor]

A Figura 10 demonstra o comportamento da corrente nas chaves S_1 e S_2 .

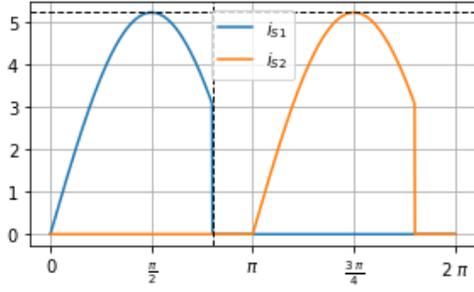


Fig. 10. Correntes nas Chaves, Fonte [Autor]

Já para a tensão no capacitor C_p , conforme a Figura 11, na saída de condução alterna de valor máximo para mínimo, passando assim derivada zero, antes da próxima chave conduzir.

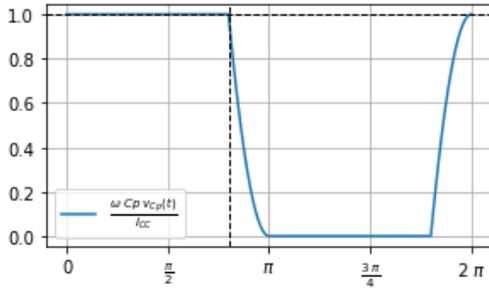


Fig. 11. Tensão nas Capacitores, Fonte [Autor]

D. Normalização

Para determinar os componentes passivos, utilizou-se a análise normalizada, para solucionar e definir os pontos de operação do conversor sem a necessidade de ter conhecimento prévio dos parâmetros de projeto.

As frequências características para circuito da Figura 4 são demonstrado abaixo.

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}}, \quad \frac{C_s}{C_p} = \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \quad (10)$$

Os parâmetros ressonantes normalizados pela frequência angular são definidos a seguir.

$$A_1 = \frac{\omega_1}{\omega}, \quad A_2 = \frac{\omega_2}{\omega}, \quad \frac{C_s}{C_p} = \frac{A_2^2}{A_1^2} \quad (11)$$

O fator de qualidade é definido pela Equação 12.

$$Q_1 = \frac{L_s \omega_1}{R_s} = \frac{1}{C_s \omega_1 R_s} \quad (12)$$

A corrente de saída pode ser calculada utilizando fasor, conforme demonstrado na Equação 13.

$$I_o = \frac{V_{Cp}}{Z_s} \quad (13)$$

Onde:

$$\frac{I_o}{\omega C_p V_{CC}} = \frac{V_{Cp}}{\omega C_p V_{CC} Z_s} \quad (14)$$

A amplitude da corrente de saída I_{o_m} normalizada em função da corrente de entrada I_{CC} , é demonstrado na Equação 15.

$$\frac{I_{o_m}}{I_{CC}} = \frac{V_{CC} \omega C_p}{I_{CC}} \left(\frac{I_{o_m}}{2 C_p \omega V_{CC}} \right) \quad (15)$$

Substituindo $\frac{V_{CC}}{I_{CC}} = a R_o$, temos:

$$\frac{I_{o_m}}{I_{CC}} = \frac{a A_1}{A_2^2 Q_1} \left(\frac{I_{o_m}}{2 C_p \omega V_{CC}} \right) \quad (16)$$

Decompondo e resolvendo as equações anteriores, obtém-se os parâmetros de design para o conversor ressonante proposto, com a indutância série (L_s) definido na Equação 17, a capacitância série (C_s) na Equação 18 e a capacitância paralelo na (C_p) pela Equação 19.

$$L_s = \frac{Q_1 R_o}{A_1 \omega} \quad (17)$$

$$C_s = \frac{1}{Q_1 A_1 \omega R_o} \quad (18)$$

$$C_p = \frac{A_1}{Q_1 A_2^2 \omega R_o} \quad (19)$$

III. SIMULAÇÃO

Os dados de entrada para o projeto do conversor ressonante proposto está demonstrado na Tabela 1. Foi considerado um equipamento de soldagem alimentado em tensão de rede 220V, capaz de fornecer uma potência de saída de 2kW.

TABLE I
DADOS DE ENTRADA

Parâmetro	Valor
Tensão Barramento (V_{in})	300V
Potência (P_o)	2kW
Frequência (F)	50kHz
Razão Cíclica	0.4
Fator Qualidade (Q)	10
Relação Transformação (n)	5

Os componentes do tanque ressonante calculados para o conversor proposto a partir dos dados de entrada, estão demonstrados na Tabela 2.

TABLE II
DADOS DE SAÍDA

Parâmetro	Valor
Indutor Série (L_s)	242uH
Capacitor Série (C_s)	43.6nF
Capacitor Paralelo (C_p)	47nF
Resistência Carga (R_o)	0.298Ω

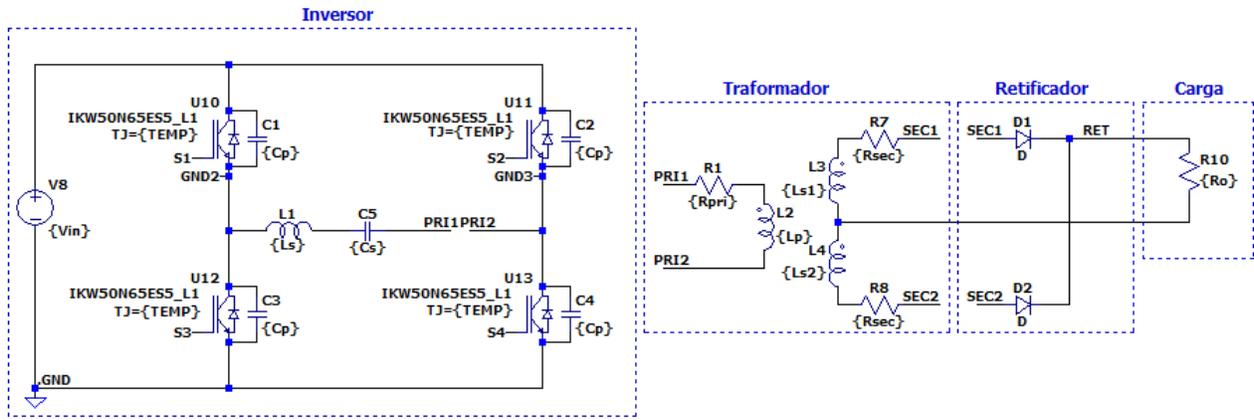


Fig. 12. Simulação Full-Bridge Ressonante no LTSpice, Fonte [Autor]

O circuito simulado está demonstrado na Figura 12. A escolha do Software LTSpice para validar a abordagem demonstrada na seção anterior levou em consideração dois fatores. O primeiro, por ser um software livre, dispensando licenças e custos adicionais, pode ser facilmente utilizado e implementado na indústria.

O segundo fator é a possibilidade de utilizar modelos de componentes fornecidos pelos próprios fabricantes, sendo possível assim prever comportamentos e características próximas a operação real do componente, facilitando a escolha na etapa de projeto. Na Figura 12, o circuito simulado está utilizando o modelo do IGBT IKW50N65ES5.

O resultado da simulação está demonstrado na Figura 13. Em vermelho e azul está representado a tensão e corrente na chave, respectivamente. Na entrada de condução, demonstrado pela forma de onda de comando do IGBT em verde, a tensão vai a zero aumentando a corrente, caracterizando a comutação por ZVS. Para a saída de condução, a corrente instantaneamente passa a ser conduzida pelo capacitor em paralelo com a chave, a medida que a tensão aumenta, caracterizando a comutação por ZCS.

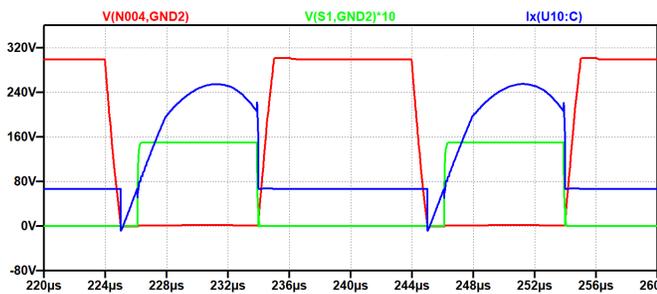


Fig. 13. Resultado da Simulação - Tensão S1 (Vermelho), Corrente S1 (Azul) e Gate (Verde), Fonte [Autor]

Utilizando o multiplicador no ambiente gráfico do LTSpice, pode ser obtido as perdas nos semicondutores, demonstrado na Figura 14. Com a operação de comutação por ZVS e ZCS funcionando corretamente, restam apenas as perdas por condução.

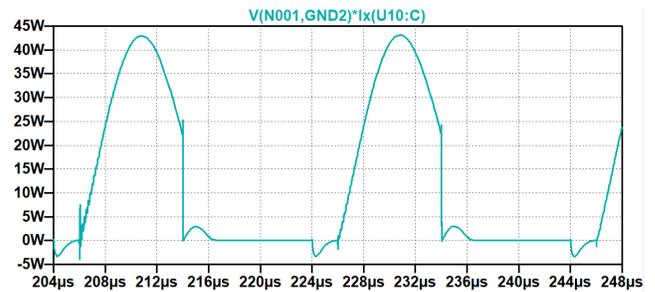


Fig. 14. Perdas na chave S1, Fonte [Autor]

IV. ENSAIOS EM LABORATÓRIO

A. Resultados Experimentais

A operação da topologia proposta está demonstrado na Figura 15 através de experimento realizado em laboratório, sendo representado a corrente e tensão de um dos IGBT's, além do comando de acionamento da mesma. Como na modelagem foram feitas aproximações, desprezando componentes parasitas do sistema, observa-se uma pequena oscilação na corrente durante a entrada em condução da chave.

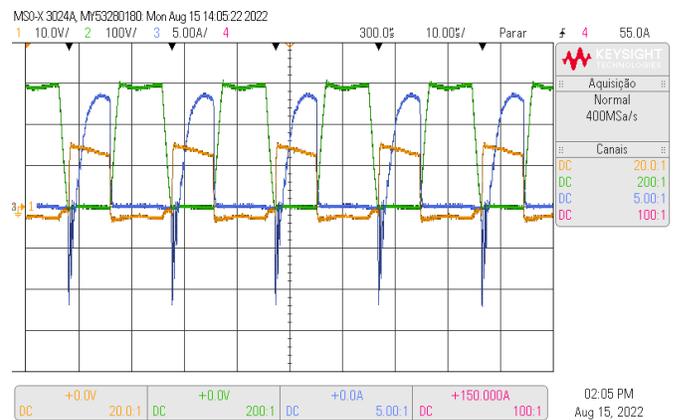


Fig. 15. IGBT S1 - Gate (Amarelo), Tensão (Verde) e Corrente (Azul) - Fonte [Autor]

O circuito foi implementado sem a malha de controle, com o intuito de avaliar o seu desempenho estático no ponto de operação de projeto, considerando operação com frequência e razão cíclica constante, além de tensão e carga nominal conforme o projeto.

Utilizando a ferramenta zoom disponível no osciloscópio e aproximando a forma de onda conforme demonstrado na Figura 16, observa-se o funcionamento correto do ZVS na etapa de Turn On, onde neste instante a chave entra em condução com tensão nula.

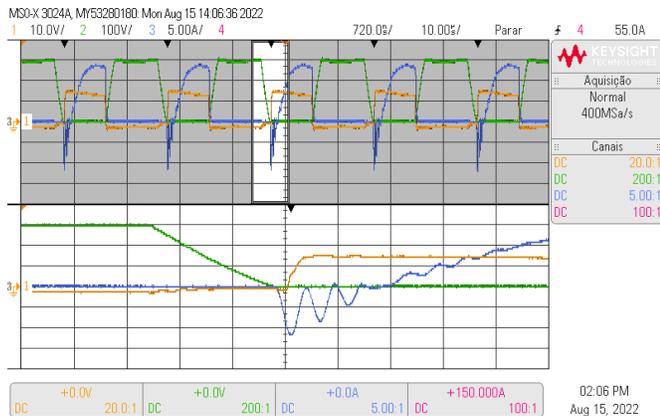


Fig. 16. Turn On IGBT S1 - Gate (Amarelo), Tensão (Verde) e Corrente (Azul) - Fonte [Autor]

Para a etapa de Turn Off, demonstrado na Figura 17, observa-se o funcionamento do ZCS, com a saída de condução do IGBT no instante em que a corrente se aproxima de um valor nulo, restando apenas uma pequena corrente de cauda.

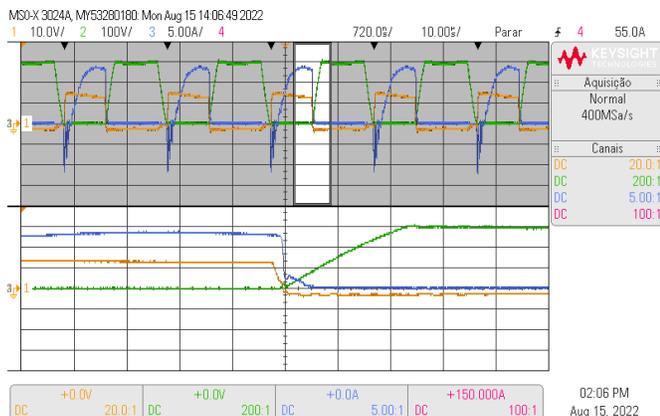


Fig. 17. Turn Off IGBT S1 - Gate (Amarelo), Tensão (Verde) e Corrente (Azul) - Fonte [Autor]

Conforme demonstrado nas Figuras 16 e 17, a comutação suave por meio de ZVS e ZCS foi comprovada no ensaio realizado em laboratório, tornando as perdas por comutação para este conversor praticamente nulas, restando apenas as perdas por condução.

CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada uma modelagem para o conversor Full-Bridge operando de forma ressonante. O sistema foi projetado e posteriormente validado por meio de simulação e resultados experimentais com o sistema operando em condições nominais.

Desta forma conclui-se que o objetivo inicial de implementação do conversor ressonante aplicado às fontes de soldagem foi alcançado, onde os resultados experimentais corroboram com a análise teórica apresentada neste trabalho, demonstrando a operação da topologia e o funcionamento das técnicas de ZVS e ZCS.

A validação do projeto permite avançar com os estudos realizando o mapeamento dos pontos críticos do conversor e em trabalhos futuros permitir a implementação da etapa de controle visando os processos de soldagem.

REFERENCES

- [1] KEARNS, W. Welding Process-Arc and Gas Welding and Cutting, Brazing and Soldering AWS. [S.l.]: Welding Handbook, 2003.
- [2] WEMAN, K. Welding processes handbook. [S.l.]: Elsevier, 2011.
- [3] DUDRIK, J.; OETTER, J. High-frequency soft-switching dc-dc converters for voltage and current dc power sources. Acta Polytechnica Hungarica, [S.l.], v.4, n.2, p.29–46, 2007
- [4] GUO-RONG, Z. et al. The multi-functional arc welding/cutting inverter based on PS-FB- ZVZCS. In: IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATI- ONS, 2007. Anais. . . [S.l.: s.n.], 2007. p.1912–1916
- [5] BLASCO, N. et al. Evaluation of power converters for MMA arc welding. In: IEEE INTER- NATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2007. Anais. . . [S.l.: s.n.], 2007. p.365–370
- [6] KAR, A.; SENGUPTA, M. Design, analysis and experimental validation of a variable frequency silicon carbide-based resonant-converter for welding applications. S adhan a, [S.l.], v.46, n.2, p.1–17, 2021
- [7] AIGNER, H.; DIERBERGER, K.; GRAFHAM, D. Improving the full-bridge phase-shift ZVT converter for failure-free operation under extreme conditions in welding and similar appli- cations. In: CONFERENCE RECORD OF 1998 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE. THIRTY-THIRD IAS ANNUAL MEETING (CAT. NO. 98CH36242). Anais. . . [S.l.: s.n.], 1998. v.2, p.1341–1348
- [8] YAMANE, T. et al. Efficiency improvement of piezoelectric-transformer DC-DC converter. In: PESC 98 RECORD. 29TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (CAT. NO. 98CH36196). Anais. . . [S.l.: s.n.], 1998. v.2, p.1255–1261.
- [9] MENDONÇA, L. S. et al. Abordagem normalizada para conversores ressonantes. , [S.l.], 2017.