

TÉCNICA PARA RASTREAMENTO DE RESSONÂNCIA EM CONVERSOR CLLLC

Arthur de Jesus Staats, Humberto Pinheiro
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Santa Maria, Brasil

E-mail: arthur.staats@hotmail.com, humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

Resumo— A topologia CLLLC apresenta estrutura simétrica, sendo uma excelente opção de conversor DC-DC isolado para aplicações bidirecionais, garantindo comutação suave no primário e secundário, elevada eficiência e operação análoga para ambos os sentidos do fluxo de potência. É proposto um sistema de acionamento baseado no rastreo da ressonância para o conversor CLLLC, uma vez que a operação neste ponto garante a máxima eficiência da topologia. Desta forma, o conversor opera com ganho unitário da tensão de entrada para saída. A técnica de rastreamento da ressonância baseia-se na amostragem da corrente secundária do circuito ressonante no instante de comutação dos semicondutores. O que simplifica a implementação em processadores digitais de sinais para frequências de chaveamento elevadas.

Palavras-chave— *Conversor Ressonante CLLLC, Conversor Bidirecional, Rastreamento da Frequência de Ressonância.*

I. INTRODUÇÃO

A expansão do uso de veículos elétricos impulsionou a necessidade de investimentos em pesquisas objetivando a concepção de conversores mais compactos e eficientes. Dentre as topologias de carregadores *on-board* bidirecionais para *Electric Vehicle* (EV) e *Hybrid Electric Vehicle* (HEV) pode-se citar duas famílias: *single-stage* e *two-stage*. Os conversores *single-stage* apresentam apenas um estágio, conectando a bateria diretamente à rede através de um conversor AC-DC direto, realizando o controle de todas as variáveis de interesse com limitado grau de liberdade. Os conversores *two-stage* apresentam dois estágios de conversão de potência, uma etapa AC-DC e outra DC-DC, simplificando o controle de variáveis e permitindo desacoplamento entre os estágios [1], [2].

Como principal opção de conversor DC-DC aplicado na família *two-stage* surge o *Dual Active Bridge* (DAB), o qual consiste em duas pontes completas conectadas através de uma indutância e um transformador. Os principais fatores da utilização do DAB em larga escala são: isolamento galvânica, reduzido número de componentes, elevada eficiência, boa densidade de potência, permite fluxo bidirecional de potência e o controle do mesmo se dá através da defasagem entre a tensão sintetizada em cada ponte [3]–[5].

Em contrapartida o conversor DAB apresenta *Zero Voltage Switching* (ZVS) apenas para *turn-on* e em regiões limitadas de operação, as perdas por *turn-off* das chaves são elevadas, comprometendo o rendimento para frequências de

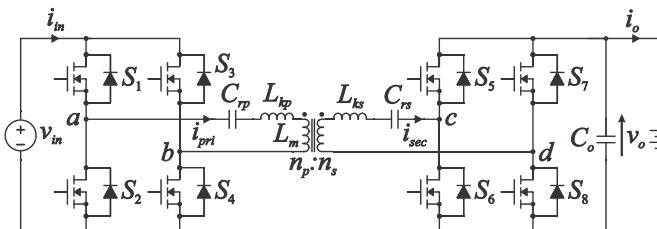


Fig. 1. Conversor DAB CLLLC.

comutação altas [5], [6]. Para a solução do problema citado, surge o conversor DAB CLLLC, que consiste no mesmo arranjo de semicondutores do DAB, entretanto, substitui o indutor por um circuito ressonante duplo. A topologia está ilustrada na Fig. 1.

O conversor DAB CLLLC permite a comutação das duas pontes em sincronismo quando operando na frequência de ressonância formada entre $C_{rp} - L_{rp}$ e entre $C_{rs} - L_{rs}$. Isso garante a operação no ponto de máxima eficiência [7]. Mais detalhes serão abordados no capítulo seguinte.

Para operar no ponto de máxima eficiência é necessário que a frequência de chaveamento seja exatamente igual à ressonância do circuito, entretanto, os elementos reativos podem sofrer com variações paramétricas da montagem em linhas de produção, bem como alterações pelo desgaste, condições ambientais de operação e variações na carga. Estes fatores provocam mudanças na ressonância do circuito, evidenciando a necessidade de uma frequência de chaveamento variável, compensando as variações paramétricas.

Em [8] é proposto um controle para operação acima da frequência de ressonância, a implementação baseia-se no controle do ângulo entre a corrente do circuito ressonante e o sinal de acionamento das chaves, garantindo ZVS para ampla faixa de operação. Entretanto esta proposta é implementada de forma discreta, com a necessidade de elevado número de componentes e reduzindo a versatilidade para operação bidirecional, uma vez que a complexidade do circuito de controle aumenta.

Uma proposta de rastreo através do cálculo da *Total Harmonic Distortion* (THD) de corrente foi abordada em [9], onde é calculada a THD para diferentes frequências de chaveamento, permitindo a determinação do ponto exato de ressonância. Todavia este método requer elevado poder de processamento, elevando o custo de implementação.

Em [10] e [11] é abordado um método de rastreamento baseado nos sinais de acionamento do retificador síncrono do conversor LLC, onde foi empregado um algoritmo para o sincronismo do chaveamento com a retificação, garantindo operação na ressonância. Este método se mostrou simples e eficaz, contudo, é implementado pela comparação de tensão nas chaves do secundário com um limiar de tensão predefinido, existindo uma dificuldade na escolha deste limiar, uma vez que é afetado pela corrente circulante e a chave adotada, reduzindo a confiabilidade.

Um método mais simples encontrado na literatura consiste no controle do barramento de entrada para que a tensão seja sempre proporcional à tensão de saída desejada, permitindo o ajuste do conversor DC-DC para o ganho unitário através de um controlador externo, garantindo operação próxima à ressonância [12], [13]. Entretanto o controle de ganho não garante a operação no ponto de ressonância, uma vez que podem existir mais de uma frequência de ganho unitário para a operação do conversor.

Em [14] e [15] os autores propõem o rastreamento de ressonância em conversor LLC pela leitura do tempo em que os diodos da retificação secundária ficam em corte, todavia, este método não tem a capacidade de operar quando a frequência de chaveamento está acima da ressonância, uma vez que neste ponto a corrente nos diodos nunca é nula. Este método também apresenta uma dificuldade extra de implementação para conversores com retificação síncrona, pois a corrente pode circular pelas chaves em ambos os sentidos.

Por fim, em [16] é realizado o cálculo do período em que a corrente de ressonância leva para subir do valor nulo ao pico, permitindo o cálculo da frequência de ressonância do circuito, contudo, esta implementação requer circuitos adicionais de detecção de *Zero-Crossing Point* (ZCP) e *Peak Current Point* (PCP), além de uma contagem de tempo precisa, incrementando o custo.

Tendo em vista as alternativas observadas na literatura, este trabalho propõe uma nova técnica de rastreamento de ressonância *on-line* com implementação simplificada em *Digital Signal Processor* (DSP), a qual possui a capacidade de operação em largas faixas de variação com baixo custo computacional.

II. O CONVERSOR CLLLC

Neste capítulo será abordado o conversor CLLLC, suas características de ganho e pontos de operação possíveis.

A. Análise de Ganho

Como em qualquer topologia ressonante, as características de ganho do conversor CLLLC estão diretamente relacionadas com os elementos reativos e suas respectivas impedâncias para as diferentes frequências de chaveamento possíveis. Desta forma, através da análise de impedâncias é possível plotar a Fig. 2, na qual está ilustrada o ganho do conversor em função da relação entre a frequência de chaveamento e a frequência de ressonância (frequência normalizada) para diferentes valores de carga e relação unitária no transformador.

Como pode-se observar na Fig. 2, o ganho de tensão se

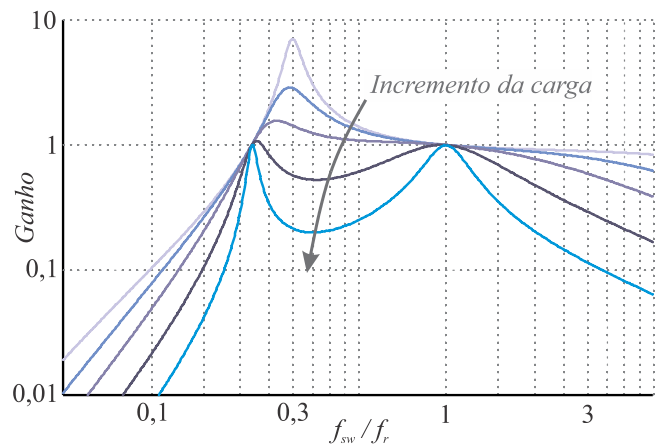


Fig. 2. Características de ganho de tensão do conversor CLLLC.

aproxima do ganho encontrado em conversores LLC para situações de carga reduzida, uma vez que os elementos reativos do secundário não afetam o ganho. Já para operação com cargas elevadas, o circuito apresenta duas ressonâncias, característica proveniente do circuito de quarta ordem resultante. Para este caso o ganho do circuito ressonante é limitado à 1 e está localizado no ponto onde a frequência de chaveamento é exatamente igual à frequência de ressonância.

B. Pontos de Operação

Em conversores ressonantes LLC unidirecionais costuma-se utilizar diodos para a retificação de saída, resultando em correntes de carga sempre positivas, uma vez que o retificador não controlado tem apenas esta capacidade de fluxo de corrente. Para conversores bidirecionais, onde o retificador não controlado é substituído por uma ponte completa controlada, passa a existir a possibilidade de fluxo de corrente em sentido reverso na carga. Desta forma, a maioria das aplicações que substituem os diodos por *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) utilizam-se de técnicas de retificação síncrona, operando as chaves controladas da mesma forma que os diodos, evitando corrente reversa na carga.

Para a realização do chaveamento na frequência de ressonância, não é necessária a operação do secundário como retificador síncrono, uma vez que a corrente de ressonância secundária encontra-se em fase com a tensão sintetizada no inversor primário [7]. Nesta condição o secundário pode ser operado em sincronismo com o primário, como ilustrado na Fig. 3 (b).

Como o objetivo deste trabalho é garantir que o conversor opere na frequência de ressonância, o secundário será operado sempre em sincronismo com o primário. Na Fig. 3 (a) está ilustrada a situação onde a frequência de chaveamento (f_{sw}) é menor que a frequência de ressonância (f_r), para este caso, existe elevado fluxo de energia reativa, sendo necessária uma maior corrente para a mesma potência de saída, resultando em maiores perdas por condução. Quando S1 e S4 estão abrindo, a corrente primária é negativa, provocando comutação dissipativa no primário. A corrente negativa garante ZVS para o secundário.

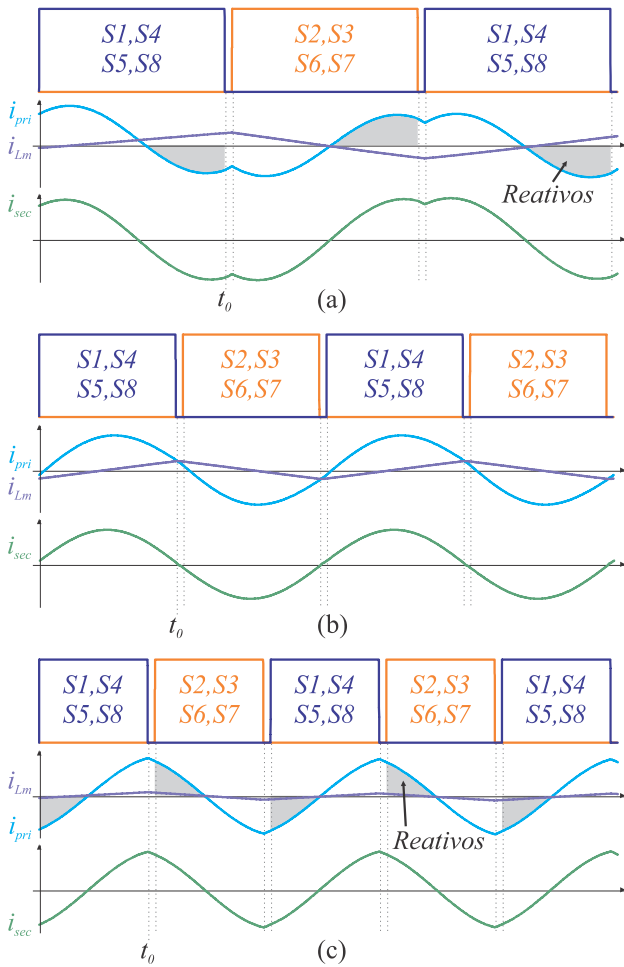


Fig. 3. Formas de onda para (a) $f_{sw} < f_r$, (b) $f_{sw} = f_r$ e (c) $f_{sw} > f_r$.

Na Fig. 3 (b) está ilustrada a operação do conversor onde $f_{sw} = f_r$, para este caso, a energia reativa é nula, otimizando a transferência de potência com a menor corrente possível, minimizando as perdas por condução. A corrente primária no instante de comutação é sempre igual à i_{Lm} , garantindo ZVS no primário mesmo sob variações de carga, uma vez que a corrente de magnetização é dependente apenas da tensão do barramento. A corrente secundária no instante de comutação é sempre nula, garantindo *Zero Current Switching* (ZCS) no secundário.

Por fim, na Fig. 3 (c) são apresentadas as formas de onda para $f_{sw} > f_r$, esta condição também apresenta elevado fluxo de reativos, afetando negativamente as perdas por condução. Todavia, ainda é garantido ZVS para o primário, com corrente no instante da comutação dependente da carga, aumentando as perdas por *turn-off* da chave. O secundário opera em condições de comutação dissipativa.

De modo a comparar as perdas do conversor em cada ponto de operação, foi elaborada a TABELA I, na qual também está inserido o nível de harmônicas sintetizadas e a performance geral obtida.

TABELA I

COMPARAÇÃO DOS DIFERENTES PONTOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR CLLLC.

Performance	$f_{sw} < f_r$	$f_{sw} > f_r$	$f_{sw} = f_r$
Perdas Turn-on MOSFETs primário	Altas	ZVS	ZVS
Perdas Turn-off MOSFETs primário	ZVS	Altas	Baixas
Perdas Turn-on MOSFETs secundário	ZVS	Altas	ZCS
Perdas Turn-off MOSFETs secundário	Altas	ZVS	ZCS
Energia Reativa	Máxima	Elevada	Nula
Perdas por Condução	Altas	Moderadas	Baixas
Perdas por Comutação no primário	Altas	Moderadas	Baixas
Perdas por Comutação no secundário	Moderadas	Altas	Baixas
Harmônicas	Altas	Moderadas	Baixas
Performance Geral	Ruim	Moderada	Ótima

Conforme constatado pela TABELA I, realizar a comutação em frequências diferentes da ressonância com as pontes primária e secundária em sincronismo acarreta aumento nas perdas de comutação e condução, sendo estes pontos de operação indesejáveis. Manter o conversor trabalhando na ressonância garante a máxima eficiência, todavia, o ganho do circuito ressonante será sempre unitário, tendo o único controle possível garantido pela relação de espiras do transformador. Portanto, o foco deste trabalho é em aplicações isoladas com ganho fixo, onde o controle da tensão de saída pode ser realizada pela variação do barramento de entrada, assim como já abordado em [7], [9]–[16].

III. TÉCNICA DE RASTREIO DA RESSONÂNCIA

Tendo em vista a importância de trabalhar na ressonância do circuito, uma técnica para o rastreo deste ponto é abordada neste capítulo, frisando a simplicidade de aplicação e robustez para grandes faixas de frequência.

A. Princípio Básico e Sensoriamento

O controle de ganho através de malha fechada poderia ser uma boa opção para manter o conversor trabalhando próximo à ressonância, entretanto, pode-se observar na Fig. 2 que existem mais de um ponto de frequência que garante ganho unitário ao circuito. Como a aplicação requer precisão no rastreo da frequência, esta não se mostra uma escolha interessante, uma vez que operar em frequências menores que a ressonância leva a incrementos significativos nas perdas.

Como o circuito série LC apresenta elevadíssimo ganho de corrente na ressonância, uma escolha óbvia de variável para o rastreo é a corrente. A corrente de ressonância primária é composta pela corrente secundária refletida mais a parcela magnetizante do transformador, desta forma, quando a corrente primária é exatamente igual à magnetização, tem-se o final de um semiciclo da ressonância. Entretanto, como a corrente de magnetização é interna ao transformador, esta não pode ser facilmente medida. Sendo assim, uma opção é realizar a

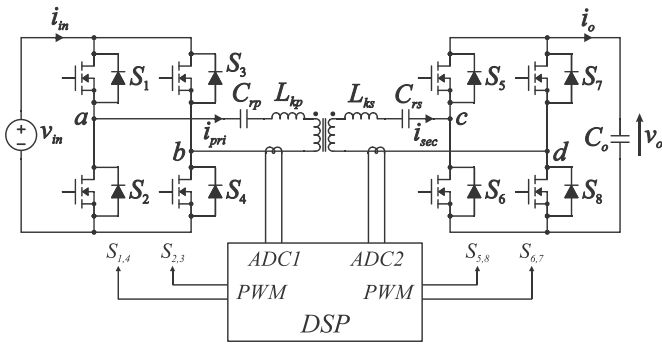


Fig. 4. Esquema físico de implementação em DSP.

medida da corrente secundária diretamente, pois, quando operando na ressonância, a corrente secundária está em fase com os sinais de acionamento dos semicondutores, conforme já ilustrado na Fig. 3 (b).

Como a corrente do secundário é alternada e em alta frequência, pode-se utilizar um Transformador de Corrente (TC) para este sensoriamento, esta alternativa é interessante pois apresenta implementação simples, baixo custo e possui saída isolada. Na Fig. 4 está apresentada a estrutura física do sistema de controle. Observa-se que a implementação é focada na redução de componentes externos, sendo apenas necessário o TC e seu tratamento para permitir a leitura em um conversor Analógico/Digital (A/D) interno ao DSP.

Importante salientar que, para permitir o fluxo bidirecional de potência, é necessário realizar o sensoriamento da corrente primária e secundária do circuito ressonante, uma vez que o conceito de primário e secundário é relativo ao sentido do fluxo de energia.

B. Algoritmo de Rastreo

O algoritmo de rastreo foi desenvolvido para, baseado na corrente de ressonância secundária, amostrada no instante t_0 da Fig. 3, tomar a decisão quanto à frequência de comutação necessária para o sistema. O DSP é programado para amostrar a corrente no instante de abertura das chaves S1, S4, S5 e S8 na frequência de comutação, portanto um dos requisitos do processador escolhido é possuir a capacidade de amostragem do conversor A/D igual ou superior à máxima frequência de comutação possível.

De modo a aumentar a estabilidade do sinal aquisitado, foi proposta uma média com as 5 últimas leituras de corrente. Uma vez que a média é calculada, pode-se determinar se a corrente no instante t_0 é positiva ($f_{sw} > f_R$), negativa ($f_{sw} < f_R$) ou nula ($f_{sw} = f_R$). Assim, é executando um algoritmo para a tomada de decisão em uma frequência 5 vezes menor que a comutação.

O algoritmo implementado no DSP está ilustrado no fluxograma da Fig. 5, onde, para os testes realizados, adotou-se uma frequência inicial de 500 kHz e um incremento ou decremento no período de 4,34 ns, o que corresponde à aproximadamente 1 kHz de *step* de frequência quando operando em 500 kHz.

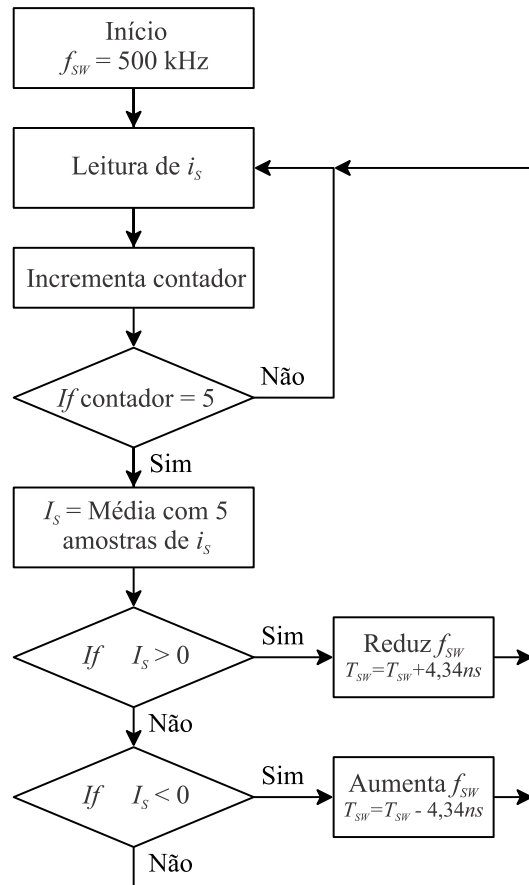


Fig. 5. Fluxograma do algoritmo de rastreo proposto.

O algoritmo possui uma lógica simples de tomada de decisão, a qual foi pensada visando a utilização de poucos recursos computacionais, os quais serão analisados nos resultados experimentais.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de comprovar o funcionamento do algoritmo proposto, foi pensado um sistema experimental de análise, baseado-se na implementação de um circuito ressonante idêntico ao conversor, porém aplicado em baixa tensão e potência.

A. Circuito Experimental

O circuito ressonante projetado está descrito na TABELA II. Para realizar o processamento e execução do algoritmo foi adotado o microcontrolador STM32F334, da arquitetura ARM, fabricado pela *STMicroelectronics*. Os principais fatores pela escolha deste componente são os periféricos presentes, nele está incluído um timer de alta resolução (217 ps), tornando possível a comutação em frequências elevadas com *steps* de período pequenos. Outro fator importante para a escolha do processador está em seu conversor A/D, o qual apresenta 12 bits de resolução e frequência de amostragem máxima igual a 5 MSPS (*Mega Samples Per Second*). O conjunto roda à uma frequência de 72 MHz.

TABELA II

PARÂMETROS DO PROJETO EXPERIMENTAL.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada - V_{in}	6 V
Frequência de ressonância - f_R	500 kHz
Capacitor ressonância primário - C_{rp}	497 pF
Indutor ressonância primário - L_{kp}	205,7 μ H
Indutância de magnetização - L_m	1,53 mH
Capacitor ressonância secundário - C_{rs}	6,6 nF
Indutor ressonância secundário - L_{ks}	15,3 μ H
Relação de espiras - $n_p : n_s$	30:5
Carga de saída - R_o	5,8 Ω
Potência de saída - P_o	172 mW

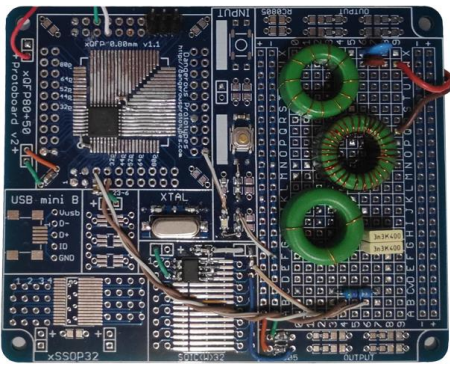


Fig. 6. Foto do protótipo montado suprimindo os semicondutores de potência.

Na Fig. 6 está apresentada uma foto do protótipo montado, onde pode-se observar o microcontrolador (esquerda), circuito de aquisição (centro) e circuito ressonante (direita). Os semicondutores de potência foram suprimidos, mas seguem o esquemático da Fig. 1. O algoritmo foi programado conforme os parâmetros já apresentados no fluxograma da Fig. 5.

B. Ensaios e Desempenho

De modo a comprovar que as formas de onda do circuito montado estão de acordo com a análise teórica apresentada na Fig. 3, inicialmente realizou-se a comutação em frequências fixas. Os resultados estão apresentados na Fig. 7 e Fig. 8, onde a forma de onda em azul corresponde à tensão de saída da ponte primária (v_{ab}) e o sinal em vermelho ilustra a corrente secundária do tanque ressonante (i_{sec}) após o tratamento do sinal (transformada em tensão).

Observa-se que a operação com 300 kHz (Fig. 7) está muito próxima da análise teórica ilustrada na Fig. 3 (a), e, no instante em que v_{ab} é alternado da tensão positiva para negativa, a corrente secundária é negativa. Da mesma forma, para a frequência de chaveamento de 600 kHz (Fig. 8), o sinal obtido mostrou-se próximo da análise apresentada na Fig. 3 (c), onde, no instante em que v_{ab} é alternado da tensão positiva para negativa, a corrente secundária é positiva.

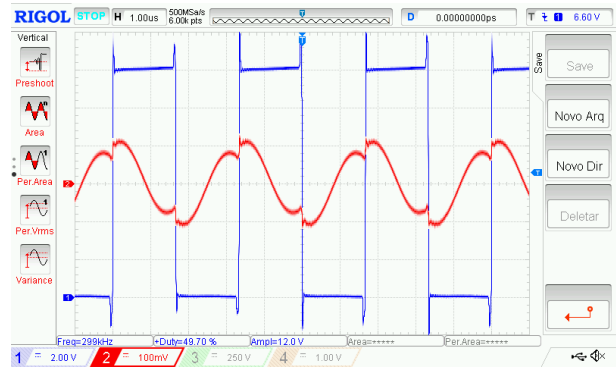


Fig. 7. Circuito operando com $f_{sw} = 300kHz$.

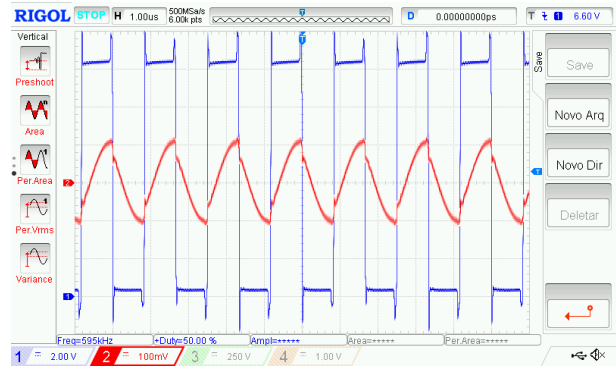


Fig. 8. Circuito operando com $f_{sw} = 600kHz$.

De modo a comprovar o funcionamento da técnica proposta, foi inicialmente realizada a comutação na frequência de 600 kHz, ativado o algoritmo de rastreamento durante o funcionamento. Os resultados observados estão apresentados na Fig. 9, onde o sinal em azul corresponde à tensão de saída da ponte primária (v_{ab}) e o sinal em vermelho é uma tensão sintetizada pelo microcontrolador proporcional à frequência de comutação.

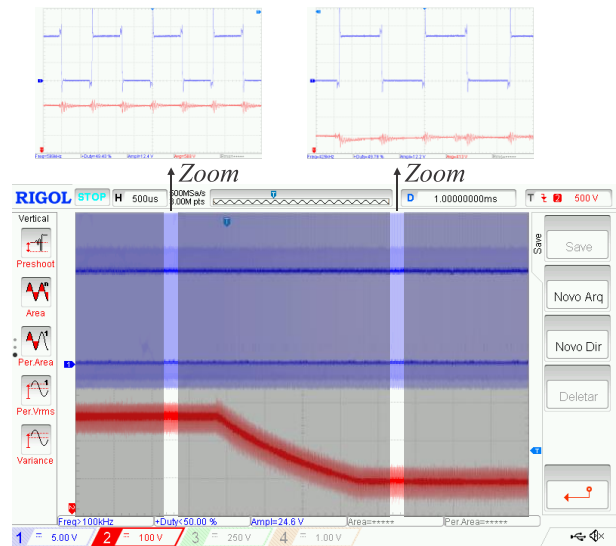


Fig. 9. Rastreamento de 600 kHz para a ressonância final de 425 kHz.

REFERÊNCIAS

- [1] B. Koushki, A. Safaee, P. Jain, and A. Bakhshai, "Review and comparison of bi-directional AC-DC converters with V2G capability for on-board ev and HEV," *2014 IEEE Transp. Electr. Conf. Expo Components, Syst. Power Electron. - From Technol. to Bus. Public Policy, ITEC 2014*, 2014, doi: 10.1109/itec.2014.6861779.
- [2] M. Kazerani and N. Wong, "A review of bidirectional on-board charger topologies for plugin vehicles," *2012 25th IEEE Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, pp. 1–6, 2012, doi: 10.1109/CCECE.2012.6334957.
- [3] Texas Instruments, "Bi-Directional, Dual Active Bridge Reference Design for Level 3 Electric Vehicle Charging Stations," *Texas Instruments*, no. June, pp. 1–51, 2019.
- [4] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter," *Ieee Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, 1992, doi: 10.1109/28.175280.
- [5] G. Liu, D. Li, J. Q. Zhang, B. Hu, and M. L. Jia, "Bidirectional CLLC resonant DC-DC converter with integrated magnetic for OBCM application," *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, vol. 2015-June, no. June, pp. 946–951, 2015, doi: 10.1109/ICIT.2015.7125219.
- [6] S. Y. Yu, C. Hsiao, and J. Weng, "A High Frequency CLLC Bi-directional Series Resonant Converter DAB Using an Integrated PCB Winding Transformer," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 2020-March, pp. 1074–1080, 2020, doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124521.
- [7] D. J. Gu, Z. Zhang, Y. Wu, D. Wang, H. Gui, and L. Wang, "High efficiency LLC DCX battery chargers with sinusoidal power decoupling control," *ECCE 2016 - IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Proc.*, vol. 2, no. 2, 2016, doi: 10.1109/ECCE.2016.7855149.
- [8] H. Pinheiro, P. K. Jian, and G. Joás, "Self-sustained oscillating resonant converters operating above the resonant frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 803–815, 1999, doi: 10.1109/63.788476.
- [9] S. Jiang, W. Zhang, B. Liu, and F. Wang, "Automatic resonant frequency tracking in unregulated LLC resonant converters based on total resonant current harmonic calculation," *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, pp. 4193–4198, 2013, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647259.
- [10] W. Feng, P. Mattavelli, F. C. Lee, and D. Fu, "LLC converters with automatic resonant frequency tracking based on synchronous rectifier (SR) gate driving signals," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 1–5, 2011, doi: 10.1109/APEC.2011.5744567.
- [11] W. Feng, S. Member, P. Mattavelli, and F. C. Lee, "Pulsewidth Locked Loop (PWLL) for Automatic Resonant Frequency Tracking in LLC DC – DC Transformer (LLC -DCX)," vol. 28, no. 4, pp. 1862–1869, 2013.
- [12] H. Wang, S. Dusmez, and A. Khaligh, "Maximum efficiency point tracking technique for LLC-based PEV chargers through variable DC link control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 6041–6049, 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2311399.
- [13] C. Liu, J. Wang, K. Colombage, C. Gould, and B. Sen, "A CLLC resonant converter based bidirectional EV charger with maximum efficiency tracking," *IET Conf. Publ.*, vol. 2016, no. CP684, pp. 1–6, 2016, doi: 10.1049/cp.2016.0152.
- [14] H. Li and Z. Jiang, "On Automatic Resonant Frequency Tracking in LLC Series Resonant Converter Based on Zero-Current Duration Time of Secondary Diode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 4956–4962, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2462086.
- [15] I. Poonahela, S. Bayhan, and H. Abu-Rub, "A simple resonant frequency tracking technique for LLC resonant converters," in *2017 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2017*, 2017, vol. 2017-Janua, pp. 296–299, doi: 10.1109/DISTRA.2017.8191282.
- [16] Y. S. Lai and M. H. Yu, "Online autotuning technique of switching frequency for resonant converter considering resonant components tolerance and variation," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 2315–2324, 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2828119.

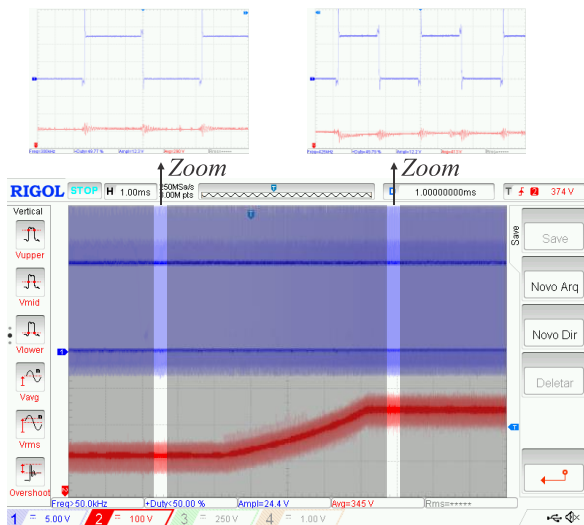


Fig. 10. Rastreo de 300 kHz para a ressonância final de 425 kHz.

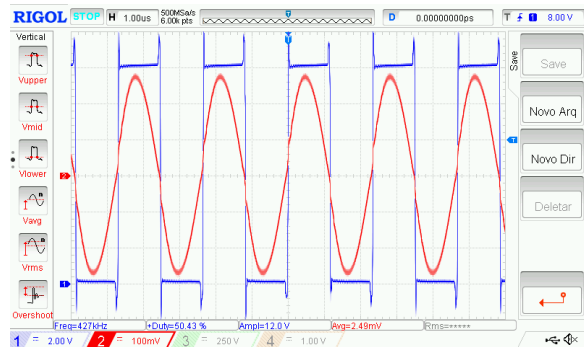


Fig. 11. Circuito operando com rastreo ativado e $f_{sw} = 425\text{kHz}$.

Na Fig. 10 foi realizado o mesmo teste do algoritmo de rastreo, mas desta vez partindo da frequência de 300 kHz. O resultado foi semelhante ao primeiro teste, chegando na frequência final de 425 kHz. Na Fig. 11 pode-se observar o circuito operando com o sistema de rastreamento ativado.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada uma técnica para o rastreamento da frequência de ressonância em conversores CLLC, sendo este o ponto de operação para o máximo rendimento da topologia. O sistema foi implementado em protótipo de baixa potência, confirmando a eficácia do algoritmo proposto, o qual mostrou-se robusto, realizando o rastreo em aproximadamente 2 ms para frequências 40 % maiores que a ressonância nominal, comprovando também que o rastreo pode ser realizado para largas faixas de frequências. O tempo de execução do algoritmo no microcontrolador foi de aproximadamente 1 μs , correspondendo à 10 % da capacidade de processamento quando operando a 500 kHz. Desta forma, conclui-se que o objetivo inicial de implementação com baixo custo computacional foi alcançado.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível