

# Conversor Ressonante LLC Aplicado a um Sistema de Iluminação LED com a Utilização de um Transformador Variável

Sebastian Martins \* Leandro Roggia \*\* Álysson R. Seidel \*\*\*

\* Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, UFSM, RS,  
(e-mail: smartins012@gmail.com).

\*\* Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, UFSM, RS,  
(e-mail: roggia@ctism.ufsm.br)

\*\*\* Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, UFSM, RS,  
(e-mail: seidel@ctism.ufsm.br)

**Abstract:** This work proposes using an inductance variation technique applied to the transformer of an LLC resonant converter inserted in the LED lighting system. In addition to the voltage gain ratio, it also modifies the value of the magnetizing inductance of the transformer. This action makes it possible to operate in resonance for a given dimmerization proposal range and thus make the proposed converter work at its optimum performance point. Theoretical points regarding the converter project, simulations, and experimental results of practical application are presented.

**Resumo:** Este trabalho propõe a utilização de uma técnica de variação de indutância aplicada ao transformador de um conversor ressonante LLC inserido em um sistema de iluminação LED. Têm-se como objetivo a modificação do valor da indutância magnetizante do transformador, além da relação de ganho de tensão. Esta ação torna possível o funcionamento em ressonância para uma dada faixa de dimmerização proposta, e desta fazer com que o conversor proposto trabalhe em seu ponto ótimo de desempenho. São apresentados os pontos teóricos referente ao projeto do conversor, simulações e resultados práticos da aplicação em bancada.

*Keywords:* Resonant converter; lighting; LED; transformer; magnetizing inductance; ZVS; ZCS.

*Palavras-chaves:* Conversor ressonante; iluminação; LED; transformador; indutância magnetizante; ZVS; ZCS.

## 1. INTRODUÇÃO

O avanço tecnológico da iluminação artificial através da tecnologia de diodos emissores de luz (LEDs) é atualmente uma realidade devido às várias vantagens em comparação a outras tecnologias de iluminação (fluorescentes, incandescentes, etc), como eficiência, baixo custo e elevada vida útil (Li et al. 2015). Sua aplicação se estende por vários setores e áreas da sociedade, como iluminação de vias públicas, veículos automotores, iluminação residencial e iluminação de emergência (Bender et al. 2015).

Alimentados por circuitos de corrente contínua (CC), os LEDs normalmente necessitam de interfaces que possibilitem sua conexão com a rede elétrica de corrente alternada (CA), e que proporcionem um controle eficiente de luminosidade. Estes circuitos são constituídos de conversores estáticos, que fazem a conversão de energia, podendo ser utilizados nas suas várias topologias, de acordo com os parâmetros e níveis de tensão e corrente em que este sistema é inserido (Li et al. 2015; Bender et al. 2015).

Além da interface entre LED e rede elétrica, os conversores estáticos podem atuar no papel de controle de intensidade luminosa (*dimming*). Esta característica pode ser aplicada em diferentes topologias, apresentando vantagens e des-

vantagens conforme a técnica utilizada (Li et al. 2015; Bender et al. 2015).

Dentre as topologias de conversores estáticos na aplicação de sistemas de iluminação LED, os conversores ressonantes são amplamente utilizados, apresentando vantagens como a possibilidade de redução de perdas por comutação com as características de comutação por tensão zero (ZVS - do inglês *Zero Voltage Switching*) e comutação por corrente zero (ZCS - do inglês *Zero Current Switching*), além de possibilitarem aumento da frequência de comutação, reduzindo assim os componentes magnéticos do sistema (Kazimierczuk et al. 2012). Estas vantagens se tornam mais visíveis em sistemas de alta potência, na faixa de 100 W, onde esta topologia é aplicável devido as características citadas e a necessidade de sistemas isolados (Li et al. 2015).

É de amplo consentimento na literatura as vantagens relacionadas a desempenho do conversor em se utilizar das características de comutação (ZVS e ZCS). Em Bing Lu et al. (2006) é observado que o ponto ótimo de eficiência destes conversores ocorre na ressonância, sendo este o ponto de operação com maior eficiência, devido as características tanto de ZVS como ZCS serem garantidas. Operando o conversor no seu ponto de ressonância garante-se que não haja tensão no momento de comutação dos interruptores,

junto com a ausência de corrente reversa nos diodos intrínsecos ao mesmo, no caso de MOSFETS e IGBTs. Tanto em Wu et al.(2011) como em Wang et al. (2014) há da mesma forma a preocupação do projeto para condição de carga nominal em frequência de ressonância, de modo a garantir a melhor eficiência do conversor.

O controle destes conversores na aplicação de sistemas de iluminação é amplamente discutido na literatura. Em Beiranvand et al. (2012) é implementada a técnica de variação de tensão de saída através da variação da frequência de comutação em um conversor ressonante LLC. Em Ma et al. (2017) por sua vez, este controle é feito com a implementação de um Indutor Variável, mantendo a frequência de comutação constante e controlando a intensidade luminosa através da variação do valor da indutância ressonante ( $L_r$ ) do conversor LLC. Em ambos os trabalhos é garantindo o funcionamento em ZVS do conversor, porém há consideráveis níveis de corrente reversa no diodo intrínseco aos comutadores (MOSFETS), o que pode estar ligado a perdas de energia por condução.

Em Jeong et al. (2020) é utilizado a técnica de variação de indutância presente em Perdigão et al. (2008) para modificação da indutância magnetizante ( $L_m$ ) do transformador de um conversor LLC. Modificando  $L_m$  o conversor é capaz de adaptar a curva de ganho e satisfazer momentaneamente a manutenção de tensão na saída para o caso de uma falta na tensão de entrada.

Este trabalho tem como objetivo apresentar o desenvolvimento teórico e resultados práticos iniciais para implementação de um conversor LLC utilizando a técnica de variação de indutância em seu transformador. A ideia central do trabalho é, em função da modificação do valor de  $L_m$ , e conseqüentemente a variação das características de ganho do conversor, garantir o funcionamento do mesmo no ponto de ressonância para todos os pontos de funcionamento dentro de uma faixa de variação de *dimming* em um sistema de iluminação LED.

O artigo está organizado da seguinte forma: a Seção 2 aborda os aspectos teóricos relacionados à aplicação de conversores LLC em sistemas de conversão de energia. A Seção 3 visa elucidar a teoria das técnicas de variação da indutância, bem como aplicação em transformadores. A Seção 4 apresenta o projeto de conversor proposto. A seção 5 mostra os resultados experimentais e, finalmente, é apresentada a conclusão deste trabalho.

## 2. CONVERSOR RESSONANTE LLC

O funcionamento do conversor ressonante LLC tem como princípio o emprego de um filtro LC em conjunto com a indutância magnetizante do transformador, para a obtenção de um circuito ressonante e, com isso, a possibilidade da comutação ZVS ou ZCS. Esta operação é apresentada como a principal vantagem do conversor LLC, uma vez que sob esta condição as perdas por comutação são reduzidas em comparação com os conversores clássicos controlados por PWM (Kazimierczuk et al. 2012).

A Fig. 1 mostra o circuito esquemático de um conversor LLC considerando uma *string* de LEDs conectada a sua saída. Pode-se analisar o conversor dividindo-o em três estágios básicos, sendo eles os interruptores de potência

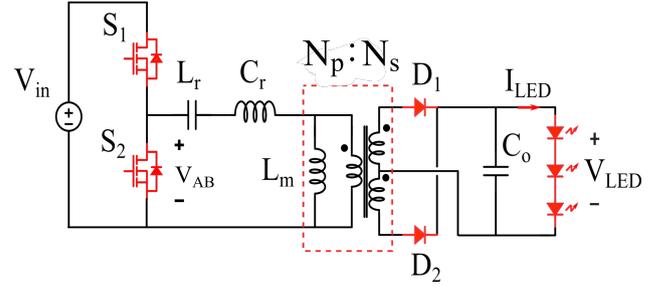


Figura 1. Topologia do conversor ressonante LLC meia-ponte.

S1 e S2, comutando sob um ciclo de trabalho de 50%; o circuito ressonante, neste caso constituído por uma indutância  $L_r$  e uma capacitância  $C_r$ , além da indutância magnetizante do transformador  $L_m$ ; e por fim os diodos de retificação  $D_1$  e  $D_2$  com a finalidade de alimentar a *string* de LEDs com corrente e tensão contínuas. O uso do transformador, além da finalidade de ressonância com o filtro LC, é utilizado com a vantagem da isolamento galvânica, além de ajustar os níveis de operação de tensão do conversor através da relação de transformação.

Para o projeto de conversores ressonantes é consolidada a utilização da técnica FHA (*Fundamental Harmonic Analysis*) (Rathore and Vakacharla, 2019). Esta técnica utiliza-se da premissa de que, operando o conversor sob o ponto de ressonância a corrente circulando no circuito ressonante é próxima de uma corrente senoidal perfeita e desta forma é possível negligenciar seus componentes harmônicos para a modelagem do mesmo.

A aproximação prática da corrente do circuito ressonante em uma senoidal pura é dependente do que chama-se fator de qualidade ( $Q$ ). Este índice serve como parâmetro de projeto, e pode ser calculado por

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}} \quad (1)$$

onde  $R_{ac}$  equivale a impedância equivalente de saída  $R_L$  refletida ao primário, expressa por

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (2)$$

Para elevados valores de  $Q$  se obtêm na prática uma aproximação mais fidedigna de uma onda senoidal da corrente presente no circuito ressonante. Este fator impacta no comportamento do ganho de tensão do conversor, sendo uma variável importante para o projeto considerando uma faixa de relação entre tensão de saída e tensão de entrada.

Além de  $Q$  outra variável que impacta no comportamento do ganho de tensão do conversor é a relação entre a indutância magnetizante e a indutância série do filtro ressonante  $L_n$ . Quanto maior essa relação menor a faixa de ganho de tensão alcançada pelo conversor

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (3)$$

A frequência de ressonância  $f_0$ , onde o conversor opera sob a condição de ganho de tensão unitário é definida por

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

Observa-se pela Fig. 2 o comportamento das correntes tanto do circuito ressonante como dos interruptores de

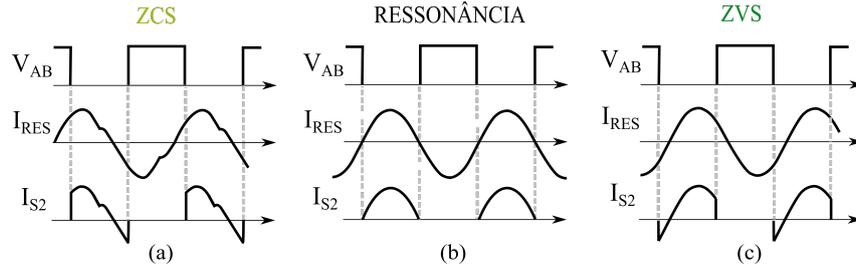


Figura 2. Comportamento da corrente no tanque ressonante ( $I_{res}$ ), corrente no interruptor  $S_2$  ( $I_{S2}$ ) e tensão  $V_{AB}$ .

acordo com o modo de operação. Para a condição de frequência de comutação menor que  $f_0$  Fig.2 (a), na operação ZCS há corrente nula para a troca de estado do interruptor. Para frequências de comutação maiores que  $f_0$  Fig.2 (c), na operação ZVS, durante a troca de estado de ligado para desligado em  $S_2$  a corrente flui através do diodo intrínseco, havendo a comutação com condição de tensão nula sobre a chave. Para ambas as condições há reduções de perdas de energia por comutação. O ponto ótimo onde a frequência de comutação é igual a  $f_0$  Fig. 2 (b) ocorre devido ambas as características, ZVS e ZCS estarem presentes na mudança de estado do interruptor. Nesta condição as perdas de energia por comutação em teoria são nulas (Kazimierczuk et al. 2012).

A Fig. 3 analisa o impacto de diferentes valores de  $Q$  no ganho de tensão ( $A_v$ ) do conversor considerando um valor de  $L_n$  fixo. As características de ZVS e ZCS também podem ser analisadas a partir da representação de  $A_v$ , onde duas regiões são observadas, sendo garantido ZCS com o conversor operando a uma frequência de comutação ( $f_{sw}$ ) menor que  $f_0$  e ZVS quando  $f_{sw}$  é maior que  $f_0$ .

Observando ainda a Fig. 3 conclui-se que a modificação do ganho do conversor é possível com a variação de  $f_{sw}$ , porém, isto acarreta na excursão do ponto de operação sobre a curva do ganho, de acordo com o fator de qualidade  $Q$  e  $L_n$ , não sendo possível a modificação do ponto de ressonância. Para esta modificação seria necessário a variação da relação de ganho entre a tensão  $V_{in}$  e a tensão da saída, neste caso  $V_{LED}$ .

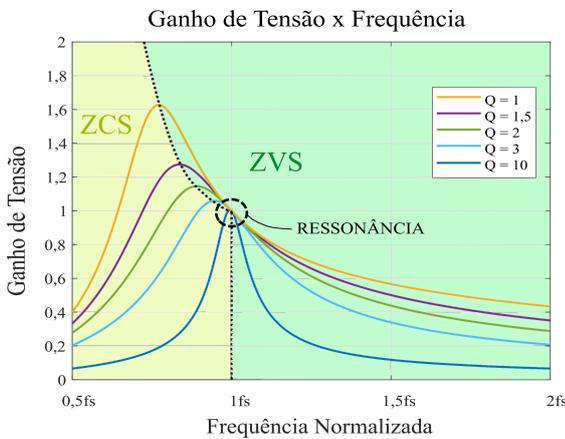


Figura 3. Ganho de tensão do conversor LLC para diferentes valores de  $Q$ .

### 3. TRANSFORMADOR VARIÁVEL

Para a proposta do trabalho, e a modificação das características de ganho e valor da indutância magnetizante do transformador inserido no conversor LLC, é utilizada a técnica presente em Perdigão et al. (2008) e Alonso et al. (2017). Nesta técnica o transformador é projetado de modo a regular a tensão controlando a absorção de energia reativa.

Com a utilização de um núcleo magnético do tipo duplo E as espiras principais do enrolamento primário ( $N_p$ ) e secundário ( $N_s$ ) do transformador, são mantidas conforme o projeto convencional de um conversor LLC. Além disso, são inseridas duas espiras de controle ( $N_c$ ), nas quais é injetada uma corrente CC de modo a modificar os valores de relutância do caminho lateral do núcleo. Esta ação resulta na modificação do valor da indutância magnetizante, e além disso, no aumento da corrente no enrolamento primário do transformador, sendo possível assim regular a tensão CA aplicada ao mesmo. Desta forma, a tensão aplicada em ( $N_s$ ) é determinada pela relação do número de espiras ( $n = N_p/N_s$ ). A estrutura física do transformador é apresentada pela Fig. 4. Durante a operação do conversor, sem aplicação de corrente contínua no enrolamento auxiliar  $I_{dc}$  o ponto de operação através da curva B-H do núcleo do transformador é alocada na região linear (a), e o valor da indutância pode ser projetado considerando um valor fixo de permeabilidade relativa  $\mu_m$ . Com a injeção de corrente DC no enrolamento auxiliar, este ponto é realocado para a região de saturação (b), onde a permeabilidade magnética do núcleo é variável, conforme mostrado na Fig. 5, e o valor da indutância magnetizante agora pode ser projetado considerando uma permeabilidade diferencial  $\mu_{diff}$ .

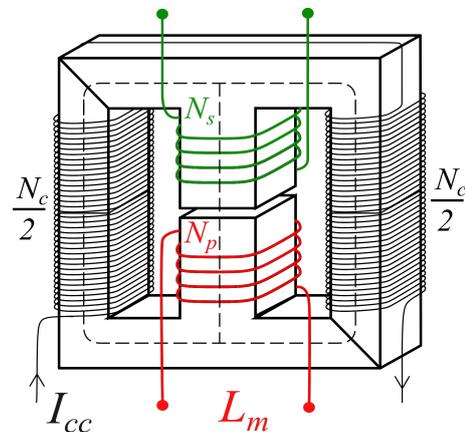


Figura 4. Estrutura do transformador variável.

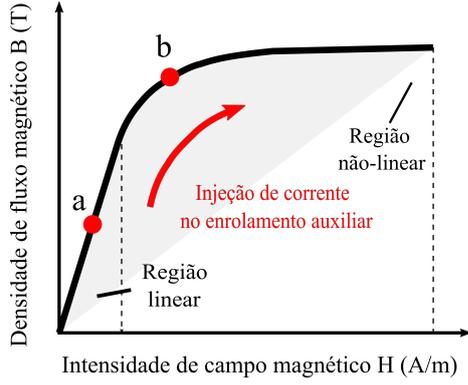


Figura 5. Curva B-H do núcleo magnético e pontos de operação conforme aplicação de corrente no enrolamento auxiliar do transformador.

O número de espiras  $N_c$  pode ser projetado de acordo com a metodologia desenvolvida em Perdigão et al. (2008), representada pela equação

$$N_c = \frac{2k B_{sat} l_{ext}}{0,5 \mu_k B_{sat} \mu_0 I_{dcmax}} \quad (5)$$

Em que  $l_{ext}$  corresponde ao comprimento do caminho magnético externo do núcleo, a variável  $k$ , que multiplicada pela densidade de fluxo onde ocorre saturação do núcleo ( $B_{sat}$ ) garante a operação fora desta faixa, a variável  $\mu_k B_{sat}$  corresponde à permeabilidade do material para esta mesma condição, sendo ainda definido a permeabilidade do vácuo  $\mu_0$  e a máxima corrente CC aplicada ao enrolamento auxiliar ( $I_{dcmax}$ ). Esta técnica considera o ponto de saturação máximo onde haverá modificação dos valores de permeabilidade do núcleo, projetando  $N_c$  para uma corrente  $I_{dcmax}$  onde ocorra a saturação.

#### 4. PROJETO DO CONVERSOR E SIMULAÇÕES

Para o desenvolvimento do projeto do conversor considerou-se inicialmente para a carga sendo uma *string* de dez LEDs em série com potência máxima de 3W cada, e com a curva característica apresentada pela Fig. 6. O sistema tem a finalidade de controlar a dimmerização desta *string* na faixa de 250 mA até 600 mA, o que corresponde a uma variação de aproximadamente 30% a 75% da corrente nominal, considerando a operação do conversor em ressonância para toda faixa. Isto é possível com a aplicação de corrente

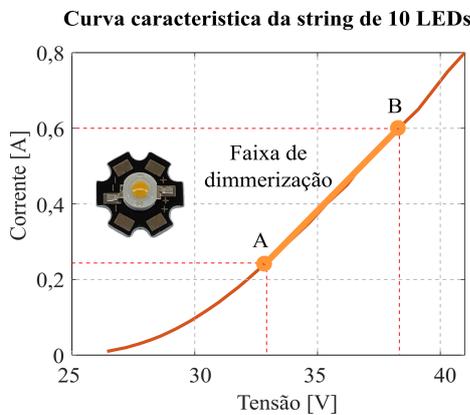


Figura 6. Curva característica considerando um LED de 3W.

contínua no enrolamento auxiliar do transformador do conversor, o que torna possível a variação da indutância magnetizante além de modificar a relação entre a tensão de entrada e a tensão aplicada na *string* de LEDs.

Considerou-se a utilização do *evaluation kit* EPC 9203, que é constituído de um sistema de comutação em meia-ponte utilizando eGan FETs, com *drivers* embutidos. Desta forma projetou-se um sistema com as especificações conforme Tabela 1.

##### 4.1 Projeto do tanque ressonante

O projeto do conversor considera o ponto inicial de ressonância no ponto A, segundo a Fig. 6, para uma corrente de 250 mA, e tensão de 33V (para a *string* de 10 LEDs em série). Estipulando o valor comercial para o capacitor do tanque ressonante  $C_r$  igual a 4,7  $\eta$ F e  $Q=2$ ,  $L_n=1$  calcula-se os valores de  $L_r$  e  $L_m$  conforme

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_r} = 71,26 \mu H \quad (6)$$

$$L_m = L_n L_r = 71,26 \mu H \quad (7)$$

##### 4.2 Projeto do transformador

Para relação do número de espiras em  $N_p$  e  $N_s$  utiliza-se os parâmetros iniciais de relação de transformação conforme

$$n = \frac{V_{in}}{2V_o} = 0,761 \quad (8)$$

A aplicação da relação de transformação resulta no número de espiras de  $N_p=16$  e  $N_s=21$ . A Tabela 2 informa os parâmetros físicos dos componentes utilizados implementados na prática. Para o projeto do número de espiras do enrolamento auxiliar é aplicada a técnica comentada na seção 3. Desta forma, conforme as características físicas do núcleo escolhido aplica-se (5), para  $k B_{sat}=0,25$  T,  $\mu_k B_{sat} = 2100$ , para  $I_{dcmax}=0,35$  A. Resultando em 26 espiras para cada caminho magnético laterais do núcleo. O circuito magnético do transformador é constituído por modelos de relutância, modelo de enrolamento e modelo de entreferro e ilustrado pela Fig. 7.

A análise da modificação do ponto de ressonância em função da dimmerização ocorre através da simulação do

Tabela 1. Parâmetros de projeto

Tensão de entrada $V_{in}$	50 V
Frequência de ressonância $f_0$	275 kHz
Corrente de saída $I_o$	250 mA - 600 mA
Tensão de saída $V_o$	33 V - 38 V

Tabela 2. Parâmetros de projeto do tanque ressonante

Capacitor $C_r$	4,7 $\eta$ F
Indutor $L_r$	73 $\mu$ H - Núcleo EE25/10/6
Transformador $L_m$	84 $\mu$ H - Núcleo EE25/10/6
	$N_p=16$ $N_s=21$
	$N_c=52/2$ (26 esp/caminho magnético)
	$I_{dcmax}=0,35$ A

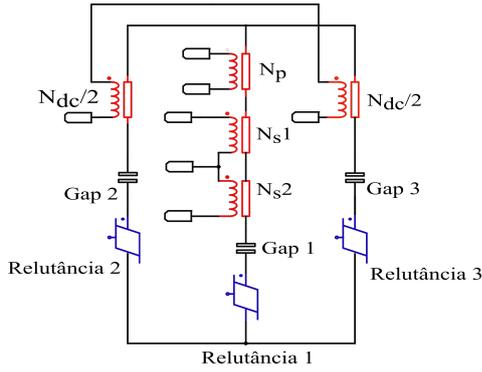


Figura 7. Modelo do circuito magnético para o transformador.

conversor, considerando os parâmetros projetados. Para isso é considerado o modelo magnético do transformador, a partir dos parâmetros físicos do núcleo como curva de magnetização e permeabilidade. Desta forma são verificados os resultados de aplicação de corrente em  $N_c$  e modificação do ponto de ressonância do conversor, de modo a ter uma ideia inicial do comportamento prático do mesmo.

#### 4.3 Resultados de simulação

A Fig.8 apresenta o resultado obtido para a simulação do conversor, considerando o modelo do LED no ponto A da Fig. 6. Nesta condição o conversor opera na ressonância para a frequência de 216 kHz, sem injeção de corrente em  $N_c$ , com a corrente de saída circulando na *string* de LEDs de 250 mA. Ressalta-se que, para o fator de qualidade escolhido, relativamente baixo é prevista uma margem de erro de projeto para a frequência de ressonância, dado o fato de que nesta condição a forma de onda da corrente não é totalmente senoidal, e aproximação por FHA é precária.

A Fig. 9 apresenta o resultado obtido para a simulação do conversor, considerando o modelo do LED no ponto B da Fig. 6. Para esta condição há a injeção de corrente em  $N_c$  com valor de 0,3 A. Neste cenário o ponto de ressonância ocorre em 250 kHz, e a corrente de saída circulando na carga é de 600 mA como previsto.

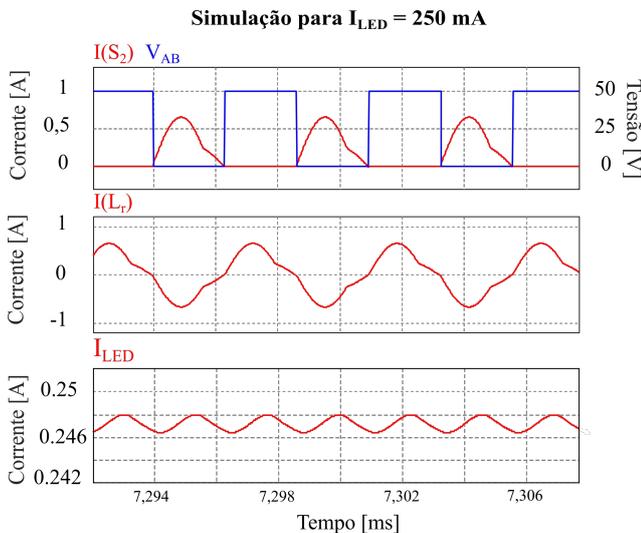


Figura 8. Resultados de simulação para 250 mA de corrente na *string* de LEDs.

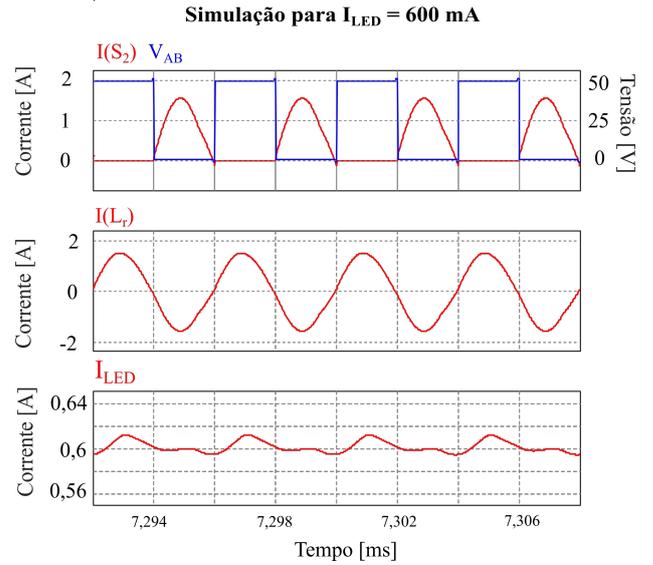


Figura 9. Resultados de simulação para 600 mA de corrente na *string* de LEDs.

## 5. RESULTADOS PRÁTICOS

Partindo dos resultados de simulação, nesta seção são apresentados os resultados práticos para a mesma situação quanto ao comportamento da corrente no filtro do conversor, tensão no interruptor  $S_2$ , e corrente na *string* de LEDs. Com a utilização do *evaluation kit* EPC 9004, não é possível a obtenção das formas de onda sobre os interruptores, uma vez que o mesmo não possui pontos de medição para isso. Desta forma foram observados a tensão sobre o ponto  $V_{AB}$  e a corrente no filtro ressonante para a checagem do ponto de ressonância. Para a aplicação de corrente em  $N_c$  fora utilizado uma fonte de corrente externa ao circuito.

A Fig. 10 (a) mostra os resultados obtidos com a implementação do conversor em bancada para o ponto de 250 mA aplicado a *string* de LEDs. Nesta condição, o conversor opera na ressonância com a frequência de comutação de 211 kHz, para uma corrente média  $I_{LED}$  de aproximada de 274 mA e corrente de pico no filtro ressonante de 680 mA. Nesta condição não há corrente aplicada ao enrolamento  $N_c$ .

A Fig. 10 (b) mostra os resultados obtidos com a implementação do conversor para o ponto de 600 mA aplicado a *string* de LEDs. Nesta condição, o conversor opera na ressonância com a frequência de comutação de 232 kHz, para uma corrente média  $I_{LED}$  de aproximada de 600 mA e corrente de pico no filtro ressonante de 2,01 A. Nesta condição a corrente aplicada ao enrolamento  $N_c$  corresponde a 0,31 A CC. A Fig. 11 mostra o protótipo do sistema implementado.

Estes são resultados iniciais para a análise e validação do conceito aplicado. Comparando as formas de onda obtidas pela análise do conversor em bancada com os resultados de simulação fica evidenciado a boa resposta frente ao modelo simulado do transformador variável. É notória a diferença entre as frequências em que ocorrem os pontos de ressonância, fato que pode ser explicado devido o modelo do

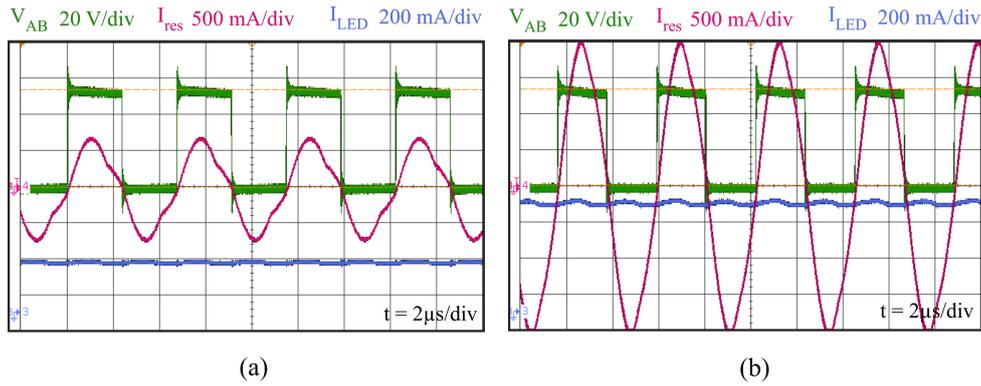


Figura 10. Resultados práticos para (a) 250 mA de corrente e (b) 600 mA na *string* de LEDs

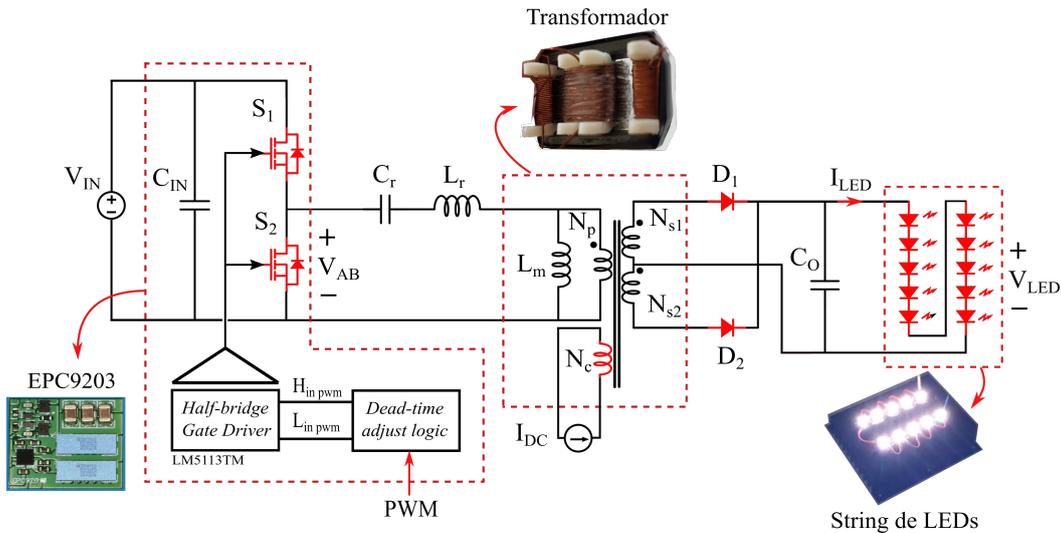


Figura 11. Protótipo do sistema implementado

transformador ser um modelo aproximado características não lineares do núcleo. Além disso a simulação considera o modelo linearizado da curva do LED, não sendo preciso quanto seu comportamento em bancada.

Algumas propostas futuras são indicadas como continuidade deste trabalho. A primeira proposta é a análise de desempenho do conversor, observando as perdas por comutação e condução, tendo em vista o funcionamento do conversor no ponto de ressonância, além do rendimento total do mesmo. A segunda proposta é a obtenção de um modelo matemático fidedigno que possibilite o projeto do transformador visando o ponto de ressonância de acordo com a aplicação de corrente em  $N_c$ .

## 6. CONCLUSÃO

Este trabalho propôs a aplicação de uma técnica de projeto para um conversor ressonante LLC dentro da aplicação de iluminação LED. Apresentou-se o desenvolvimento teórico e resultados iniciais de simulação e práticos para implementação de um conversor LLC utilizando um transformador variável. Observou-se que em função da aplicação de corrente contínua em um enrolamento auxiliar foi possível a modificação do ponto de ressonância do conversor. Esta ação possibilitou a operação em ressonância dentro de uma faixa de dimerização de 250 mA até 600 mA para uma

*string* de dez LEDs de 3W em série, garantindo tanto a característica ZVS como ZCS. Futuramente se deseja verificar o impacto nas perdas de energia por comutação e condução na aplicação desta técnica, além do desenvolvimento de uma metodologia de projeto mais específica para a obtenção dos pontos de ressonância do conversor.

## AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi apoiado por parte do governo brasileiro através da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código Financeiro 001, PRPGP/UFMS, INCT-GD, processo CAPES 23038.000776/2017-54, processo CNPq 313338/2018-3, 409632/2016-3 e 465640/2014-1, e FAPERGS processo 17/2551-0000517-1;

## REFERÊNCIAS

- Alonso, J.M., Perdigão, M., Dalla Costa, M.A., Zhang, S., and Wang, Y. (2017). Variable inductor modeling revisited: The analytical approach. In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 895–902.
- Beiranvand, R., Rashidian, B., Zolghadri, M.R., and Hossein Alavi, S.M. (2012). A design procedure for optimizing the llc resonant converter as a wide output

- range voltage source. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(8), 3749–3763.
- Bender, V.C., Marchesan, T.B., and Alonso, J.M. (2015). Solid-state lighting: A concise review of the state of the art on led and oled modeling. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(2), 6–16.
- Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Lee, F.C., and van Wyk, J.D. (2006). Optimal design methodology for llc resonant converter. In *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06.*, 6 pp.–.
- Jeong, Y., Lee, M., Park, J., Kim, J., and Rorrer, R. (2020). Hold-up time compensation circuit of half-bridge llc resonant converter for high light-load efficiency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1–1.
- Kazimierczuk, M.K. and Czarkowski, D. (2012). *Resonant power converters*. John Wiley & Sons.
- Li, S., Tan, S., Lee, C.K., Waffenschmidt, E., Hui, S.Y., and Tse, C.K. (2016). A survey, classification, and critical review of light-emitting diode drivers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(2), 1503–1516.
- Ma, W., Xie, X., and Jiang, S. (2017). Llc resonant converter with variable resonant inductor for wide led dimming range. In *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2950–2957.
- Perdigão, M.S., Alonso, J.M., Dalla Costa, M.A., and Saraiva, E.S. (2008). Using magnetic regulators for the optimization of universal ballasts. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(6), 3126–3134.
- Rathore, A.K. and Vakacharla, V.R. (2019). A simple technique for fundamental harmonic approximation analysis in parallel and series-parallel resonant converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1–1.
- Wang, H., Dusmez, S., and Khaligh, A. (2014). Maximum efficiency point tracking technique for llc-based pev chargers through variable dc link control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(11), 6041–6049.
- Wu, H., Ji, S., Lee, F.C., and Wu, X. (2011). Multi-channel constant current (mc3) llc resonant led driver. In *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2568–2575.