

Técnicas de Redução da Indutância de Dispersão em Indutores Acoplados Utilizados em Conversores Flyback Quase Ressonantes como Drivers de LEDs

João Renato Camara Amado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
joaorenatoamado@hotmail.com

Renan Rodrigo Duarte
GEDRE – Inteligência em Iluminação
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
renan.duarte@gedre.ufsm.br

Giulia Grassi
GEDRE – Inteligência em Iluminação
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
giulia.grassi@gedre.ufsm.br

Kalyl Sinhgorini Abu Ali
GEDRE – Inteligência em Iluminação
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
kalyl-sinhgorini.ali@acad.ufsm.br

Hentony Lobo
GEDRE – Inteligência em Iluminação
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
hentony.lobo@gmail.com

Marco Antonio Dalla Costa
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
marcodc@gedre.ufsm.br

Abstract— Este artigo tem como objetivos a demonstração e a avaliação de métodos de redução da indutância de dispersão em indutores acoplados utilizados em um conversor flyback usado no acionamento de uma carga de LEDs, e seus impactos causados na eficiência do conversor. A partir deste ponto, expõe-se o funcionamento de um conversor flyback com operação quase ressonante, seguido por uma explicação sobre a dispersão de fluxo em indutores acoplados e seu impacto no funcionamento do conversor. Após, métodos para reduzir a indutância de dispersão são expostos, demonstrando-se, em seguida, a aplicação da técnica de *interleaving* em onze modelos de indutores acoplados com mesmas características, porém diferentes estruturas de bobinagem, em uma comparação entre cálculos teóricos e resultados práticos. Por fim, os resultados são apresentados, sendo que estes, no melhor caso e com tensão de entrada de 220 Vrms, apresentam redução no pico de tensão no interruptor de 629 V para 533 V e aumento de eficiência de 86,77 % para 91,5 %, além de considerável diminuição na temperatura dos componentes críticos do conversor, utilizando indutores projetados para diminuição da indutância de dispersão em comparação à indutores acoplados tradicionais.

Palavras-chave — *flyback*, *indutor acoplado*, *indutância de dispersão*, *LED driver*, *transformador flyback*.

I. INTRODUÇÃO

Em comparação a outras tecnologias de sistemas de iluminação, os diodos emissores de luz (LEDs) demonstram diversas vantagens como vida útil elevada, maior eficácia, robustez, confiabilidade, entre outras características [1]. Para que seus atributos de eficiência e longa vida útil sejam devidamente aproveitados, os LEDs devem ser alimentados através de conversores chaveados com controle de corrente [2].

Conversores chaveados são dispositivos que convertem tensões e correntes de entrada em tensões e correntes de saída estáveis e em valores apropriados para a carga desejada na aplicação. Para potências de até 150 W, a topologia flyback é uma das mais utilizadas, já que possui número reduzido de componentes e provém isolamento entre entrada e saída, devido ao uso de um indutor acoplado [3].

Uma desvantagem da topologia flyback é sua elevada perda de comutação. Porém, com a introdução do método de controle quase ressonante (QR), as perdas no acionamento do interruptor são diminuídas, sendo assim, a eficiência do conversor é aumentada [4]. Outras limitações dos conversores flyback são as perdas dissipativas no circuito de *snubber*, e o elevado esforço de tensão no interruptor principal durante seu desacionamento [5]. Esta última característica é causada principalmente pela indutância de dispersão presente no indutor acoplado. A energia armazenada nesta indutância parasita causa estes picos de tensão, que aumentam conforme o incremento de potência do conversor [6].

Métodos utilizando *clamping* ativo e *snubbers* sem perdas foram desenvolvidos para que o esforço de tensão no interruptor fosse reduzido, como em [7] e [8]. No entanto, estes métodos requerem componentes e ligações adicionais, o que implica em maiores custos e menor densidade de potência [6]-[8].

Sendo assim, este trabalho propõe a aplicação de técnicas para redução da indutância de dispersão em indutores acoplados e a avaliação dos efeitos da aplicação destes indutores acoplados em um driver de LEDs de topologia flyback

operando em modo quase ressonante. Na Seção II, é apresentada uma explanação sobre o funcionamento do conversor flyback e o modo de operação quase ressonante. A seguir, na Seção III, é abordada a origem da indutância de dispersão e seus efeitos no funcionamento de um conversor flyback. Na Seção IV, algumas alternativas para a redução da indutância de dispersão em indutores acoplados são apresentadas, enquanto na Seção V, a alternativa mais adequada para a aplicação é implementada em diferentes indutores. Por fim, na Seção VI, os resultados da aplicação dos indutores implementados em um conversor flyback quase ressonante são apresentados, para posterior conclusão.

II. CONVERSOR FLYBACK QUASE RESSONANTE

O modo de operação quase ressonante em conversores flyback apresenta um avanço significativo em relação aos conversores flyback convencionais. Esses conversores utilizam o modo de comutação no vale, onde o interruptor de potência é acionado quando a tensão sobre ele é mínima, o que reduz as perdas de comutação e melhora a eficiência geral do sistema, diminuindo o ruído eletromagnético gerado pelo conversor e reduzindo o estresse térmico nos componentes, prolongando a vida útil do conversor de potência [9] – [11].

O conversor flyback QR opera ajustando a frequência de comutação para que o interruptor de potência seja acionado quando a tensão entre dreno e *source* do transistor atinge um valor mínimo após a desmagnetização do indutor acoplado. Este vale da oscilação de tensão ocorre naturalmente devido à interação entre a indutância do primário do indutor e a capacitância do circuito [5].

A sequência operacional típica de um flyback QR inclui três etapas. Na primeira etapa, o interruptor está acionado e a corrente flui através do enrolamento primário do indutor acoplado, armazenando energia magnética. Na segunda etapa, o interruptor é desacionado, e a energia armazenada no núcleo do indutor é transferida para o enrolamento secundário, fornecendo energia à carga. Após a transferência total de energia, ocorre a oscilação na tensão entre dreno e *source* do interruptor devido à ressonância da indutância do primário com os outros elementos do circuito. O interruptor é novamente acionado quando essa oscilação atinge seu ponto mínimo (vale) [4],[12]. A Fig. 1 demonstra a topologia de um conversor flyback quase ressonante, destacando os principais componentes e a indutância de dispersão (a) e a forma de onda ideal da tensão entre dreno e *source* do interruptor (b).

III. INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO E SEUS EFEITOS

A indutância de dispersão é um fenômeno inerente aos indutores acoplados e transformadores, sendo mais pronunciada no primeiro caso. Ela consiste na quantidade de fluxo magnético que não é transferido entre os enrolamentos do elemento magnético [13]. Este fenômeno, nos conversores flyback, resulta no armazenamento de energia não desejada no indutor acoplado e que não contribui para a transferência de energia útil do primário para o secundário, sendo geralmente dissipada na forma de calor, o que reduz a eficiência do conversor e aumenta

os esforços de tensão e corrente nos componentes [14]. A indutância de dispersão pode, ainda, causar picos de tensão elevados no interruptor de potência, o que leva ao uso de circuitos de proteção adicionais, como os *snubbers*, para absorver e dissipar essa energia excedente [14] – [15].

A presença da indutância de dispersão aumenta as perdas por dissipação e pode resultar em requisitos de isolamento maiores e componentes de maior capacidade, aumentando a complexidade do projeto da placa de circuito impresso e elevando os custos do sistema [16]. Os picos de tensão causados pela indutância de dispersão podem também reduzir a confiabilidade do conversor, uma vez que componentes sujeitos a tensões elevadas são mais propensos a falhas prematuras [14] – [16]. A Fig. 1 ilustra a alteração na forma de onda de tensão entre dreno e *source* do interruptor devido aos efeitos da indutância de dispersão (c).

A indutância de dispersão não apenas afeta a eficiência do conversor, mas pode também gerar interferência eletromagnética (EMI). A EMI gerada pelos picos de tensão pode interferir em outros dispositivos eletrônicos, causando problemas de compatibilidade eletromagnética (EMC). Para mitigar esses efeitos, é crucial implementar técnicas de design que minimizem a indutância de dispersão e seus impactos associados [14] – [16].

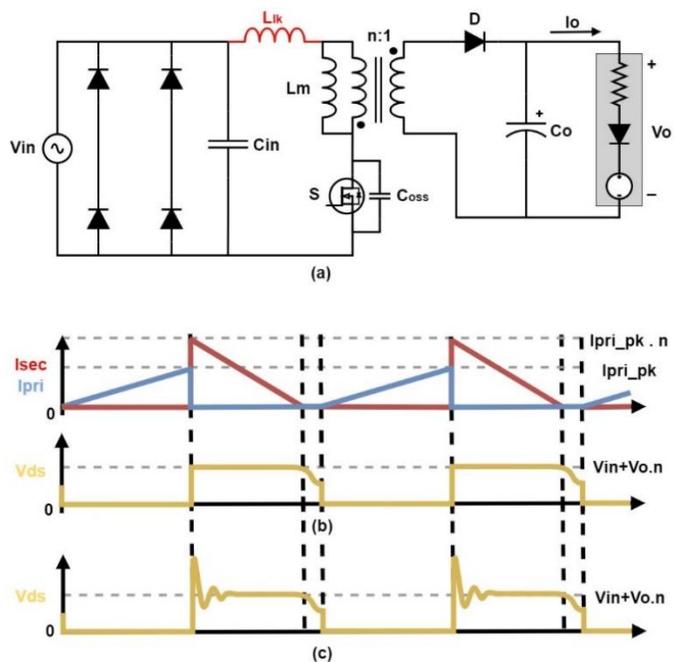


Fig. 1. Esquemático do conversor flyback QR (a), formas de onda ideais das correntes no indutor e da tensão entre dreno e *source* do interruptor (b) e forma de onda da tensão entre dreno e *source* do interruptor alterada pelos efeitos da indutância de dispersão (c).

IV. TÉCNICAS DE REDUÇÃO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

Grande parte das técnicas utilizadas para mitigar os efeitos da indutância de dispersão em conversores flyback, incluindo métodos de recuperação de energia e técnicas avançadas de controle, exigem a utilização de um maior número de componentes, o que aumenta o custo do sistema e pode levar a uma menor densidade de potência [6] – [8]. Sendo assim, é interessante avaliar formas de reduzir os efeitos da indutância de dispersão sem o acréscimo de componentes.

A indutância de dispersão pode ser minimizada através da otimização da geometria dos enrolamentos de um indutor acoplado ou transformador [17]. Além disso, a consideração dos efeitos das correntes parasitas, como descrito no estudo de Dowell [18], é crucial. Essas correntes podem aumentar a resistência dos enrolamentos e a indutância de dispersão, especialmente em alta frequência.

De acordo com [18] e [19], a indutância de dispersão pode ser estimada de acordo com (1), onde L_{lk} é a indutância de dispersão, μ_o é a permeabilidade do vácuo, N é o número de espiras do enrolamento primário, MLT é o comprimento médio por espira, $\sum h$ é a soma das alturas de todas as camadas de cobre do enrolamento, $\sum c$ é a soma das alturas dos espaços entre camadas de enrolamento, m é o nível de *interleaving* e b é a largura da bobina. Um exemplo de como obter essas medidas é demonstrado na Fig. 2. De acordo com (1), a indutância de dispersão pode ser reduzida diminuindo o número de espiras do enrolamento primário, o comprimento médio por espira, e a altura das camadas. Por outro lado, aumentar a largura da bobina e o nível de *interleaving* do indutor também pode reduzir a indutância de dispersão.

$$L_{lk} = \frac{\mu_o \cdot N^2 \cdot MLT \cdot (\sum h + 3 \sum c)}{3b} \cdot \frac{1}{m^2} \quad (1)$$

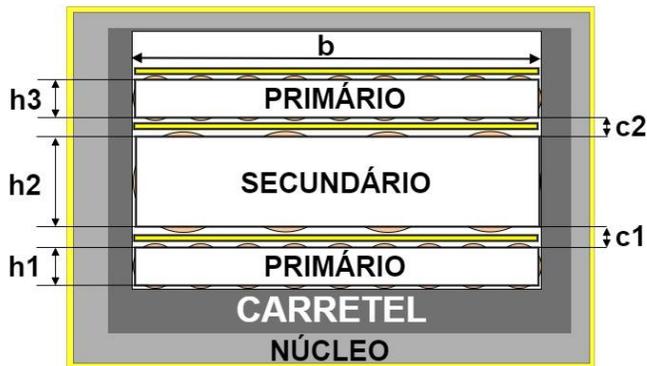


Fig. 2 Exemplo da obtenção das medidas utilizadas em (1)

A utilização deste método requer que todas as camadas do indutor preencham toda a largura b da bobina. O enrolamento de camadas parciais resultará em uma maior indutância de dispersão [15].

Analisando as opções para a redução da indutância de dispersão, nota-se que, caso haja a predefinição de um núcleo magnético a ser utilizado, ou limitação de espaço para o indutor acoplado a ser implementado, aumentar a largura da bobina (b) se torna inviável. O comprimento médio por espira (MLT) também depende da bobina e do núcleo. O número de espiras do primário dependerá da indutância requerida e também do núcleo e carretel a serem utilizados. Sendo assim, restam h , c e m , já que μ_o é uma constante.

Segundo [15], utilizando-se das equações de Dowell [18], as camadas de fios circulares de diâmetro d devem ser convertidas a um bloco de cobre equivalente de altura h , de acordo com (2).

$$h = d \cdot \sqrt{\frac{\pi}{4}} \quad (2)$$

Sendo assim, $\sum h$ depende dos diâmetros dos fios de cobre do indutor, que devem ser calculados de acordo com as correntes e densidades de corrente do primário e secundário. A variável c é calculada para cada camada de acordo com (3).

$$c = (d - h) + i + t \quad (3)$$

Onde i é a espessura da isolamento do fio de cobre e t é a espessura da fita de isolamento utilizada sobre os fios do enrolamento.

A variável m é definida como o número de vezes em que a força magnetomotriz interna do indutor se eleva ao seu valor absoluto de pico e retorna a zero. Isto depende do número de camadas alternadas de enrolamento primário e secundário, já que um pico da força magnetomotriz ocorre no espaçamento entre os dois enrolamentos [15]. Observando novamente (1), pode-se concluir que, aumentando o nível de *interleaving*, tem-se a maior redução da indutância de dispersão, já que o parâmetro m se encontra elevado ao quadrado no denominador, apesar do inerente aumento das alturas c devido às isolações entre as camadas de enrolamento.

V. IMPLEMENTAÇÃO DE INDUTORES UTILIZANDO A TÉCNICA DE INTERLEAVING

De acordo com o explanado na Seção IV, quando tem-se espaço limitado e um núcleo e uma bobina previamente definidos, a implementação da técnica de *interleaving* é o melhor método para a reduzir a indutância de dispersão de um indutor acoplado a ser utilizado em um driver de LEDs de topologia flyback quase ressonante. Desta forma, foram projetados onze modelos de indutores utilizando núcleo magnético PQ3220, com indutância de primário de 250 μ H, tendo suas características principais demonstradas na Tabela I, onde N é o número espiras do enrolamento primário, $AWG P$ é a medida AWG dos fios de cobre do primário, N_p/N_s é a

relação de transformação, $AWG S$ é a medida dos fios de cobre do secundário, $AWG Aux$ é a medida dos fios de cobre do enrolamento auxiliar, m é o nível de *interleaving* do indutor, e t é o número de camadas de fita, cada uma possuindo espessura de 0,1mm. A Fig. 3 demonstra o diagrama de camadas do indutor modelo 1. Os demais indutores implementados seguiram o mesmo padrão de projeto, de acordo com a divisão de camadas e número de enrolamentos de cada um.

TABELA I. CARACTERÍSTICAS DOS INDUTORES PROJETADOS

Modelo	N	$AWG P$	Np/Ns	$AWG S$	$AWG Aux$	m	t
1	36	22	2	19	30	2	2
2	32	26	2	26	30	2	3
3	32	26	2	26	30	2	3
4	32	26	2	26	30	4	4
5	32	26	2	26	30	4	5
6	32	26	2	26	30	4	6
7	32	26	2	26	30	4	6
8	32	26	2	26	30	5	9
9	32	26	1,77	26	30	5	9
10	28	26	2	26	30	4	7
11	32	26	2	26	30	5	8

A estimativa da indutância de dispersão de cada indutor foi calculada de acordo com (1). A Tabela II apresenta uma comparação entre a indutância de dispersão calculada e a indutância de dispersão medida nos indutores implementados, onde L_{lk} é a indutância de dispersão medida, com um desvio absoluto devido ao erro na faixa de medição do equipamento utilizado, $L_{lk}\%$ é a porcentagem da indutância de dispersão com relação a indutância do primário, L_{lkc} é a indutância de dispersão calculada de acordo com (1), e $Erro\%$ é o erro entre a indutância de dispersão calculada e a indutância de dispersão medida.

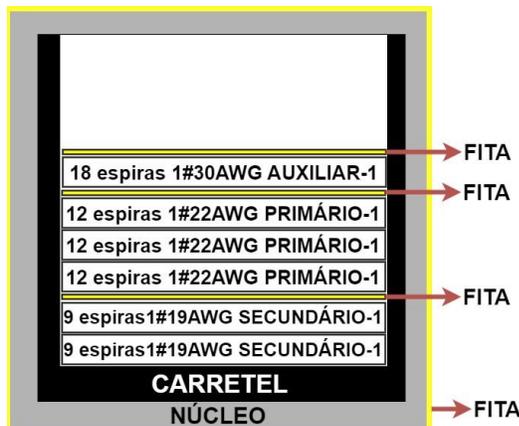


Fig. 3. Diagrama de camadas do indutor modelo 1

TABELA II. COMPARAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO EM INDUTORES IMPLEMENTADOS E CALCULADOS

Modelo	L_{lk}	$L_{lk}\%$	L_{lkc}	$Erro\%$
1	4,730 $\mu H \pm 0,138 \mu H$	1,892 %	5,364 μH	11,82 %
2	3,320 $\mu H \pm 0,103 \mu H$	1,328 %	4,047 μH	17,96 %
3	2,736 $\mu H \pm 0,088 \mu H$	1,094 %	4,047 μH	32,39 %
4	1,333 $\mu H \pm 0,053 \mu H$	0,533 %	1,07 μH	-24,58 %
5	1,289 $\mu H \pm 0,052 \mu H$	0,515 %	1,128 μH	-14,27 %
6	1,168 $\mu H \pm 0,049 \mu H$	0,467 %	1,187 μH	1,60 %
7	0,873 $\mu H \pm 0,041 \mu H$	0,349 %	0,939 μH	7,03 %
8	0,835 $\mu H \pm 0,040 \mu H$	0,334 %	0,784 μH	-6,51 %
9	0,770 $\mu H \pm 0,039 \mu H$	0,308 %	0,784 μH	1,79 %
10	0,737 $\mu H \pm 0,038 \mu H$	0,294 %	0,741 μH	0,54 %
11	0,694 $\mu H \pm 0,037 \mu H$	0,277 %	0,702 μH	1,14 %

De acordo com os dados da Tabela II, é possível observar que o maior erro entre a indutância de dispersão calculada e a indutância de dispersão medida supera os 30 %, no entanto, se o valor absoluto do maior erro for considerado, nota-se que este é de apenas 1,311 μH , valor que corresponde a 0,5244 % da indutância total do primário. Além disso, o equipamento utilizado para medição da indutância de dispersão conta com uma incerteza de 3,23 % na faixa de medição de indutância na qual o maior erro foi verificado. Outrossim, foram obtidos erros com valores absolutos menores do que 15 nH, demonstrando que (1) resulta em uma aproximação válida para a indutância de dispersão em indutores acoplados.

VI. RESULTADOS

A partir dos indutores projetados, visou-se medir os picos de tensão entre dreno e *source* do interruptor principal, a eficiência do sistema e a temperatura dos componentes críticos em um driver de LEDs de topologia flyback com operação quase ressonante de 60 W de potência de entrada e carga com tensão de aproximadamente 50 V. Como interruptor, um MOSFET de tensão de ruptura de 800 V foi utilizado. Para que os picos de tensão entre dreno e *source* não causassem uma falha catastrófica no driver, um circuito de *snubber* RCD foi projetado de modo que a tensão não ultrapassasse aproximadamente 90 % da tensão de ruptura do interruptor no pior caso de indutância de dispersão, sendo este mesmo circuito de *snubber* utilizado para todos os casos avaliados. Este circuito de *snubber* foi projetado de acordo com (4), equação deduzida através de [20], onde V_{clamp} é a tensão de grampeamento do circuito de *snubber*, V_{ORmax} é a tensão máxima de saída refletida para o primário, R_{clamp} é a resistência do circuito de *snubber*, L_{lk} é a indutância de dispersão, P_i é a potência de entrada do conversor e L_p é a indutância do primário do indutor acoplado.

$$V_{clamp} = V_{O_{Rmax}} + \sqrt{\frac{V_{O_{Rmax}}^2 + 4 \cdot R_{clamp} \cdot L_{lk} \cdot \frac{P_t}{L_p}}{2}} \quad (4)$$

A Fig. 4 demonstra a operação quase ressonante do conversor implementado. Já a Fig. 5 exemplifica o pico de tensão entre dreno e *source* do interruptor, utilizando o indutor modelo 11, com menor indutância de dispersão, com tensão de entrada do conversor em 220 Vrms.

A Tabela III apresenta o pico de tensão no interruptor $V_{ds_{pk}}$, o rendimento do conversor η , e as temperaturas, em graus Celsius ($^{\circ}\text{C}$), medidas através de uma câmera térmica, no MOSFET (T_s), no circuito de *snubber* (T_{sn}) e no indutor (T_L), utilizando cada um dos indutores projetados, nas tensões de entrada de 100, 127, 220 e 277 Vrms.

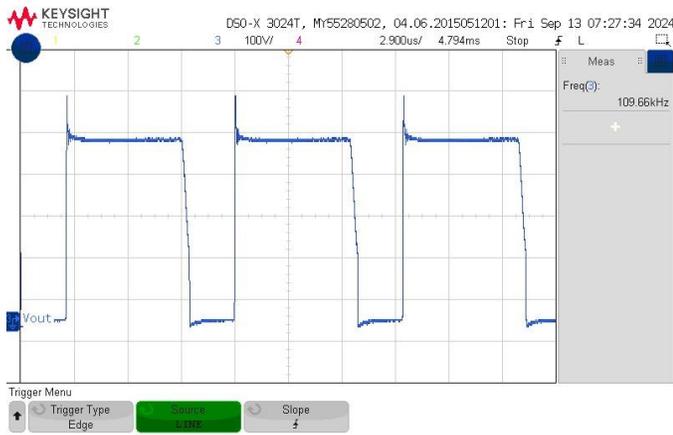


Fig. 4. Formas de onda da tensão entre dreno e *source* do interruptor e operação quase ressonante do conversor

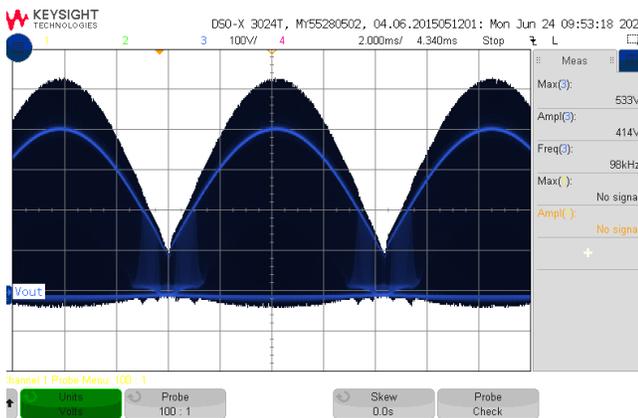


Fig. 5 Formas de onda e pico de tensão entre dreno e *source* do interruptor

A partir dos resultados demonstrados, pode-se observar uma melhora na eficiência do conversor com a redução da indutância de dispersão, além de uma redução na temperatura dos componentes. Estes aspectos tem como prováveis causas as diminuições nas perdas no cobre do indutor, devido à redução da resistência AC causada pelas correntes parasitas devido ao efeito de proximidade, e a redução do pico da tensão entre dreno e *source*, o que reduz as perdas de chaveamento e a potência dissipada pelo circuito de *snubber*.

VII. CONCLUSÃO

Este trabalho demonstra os efeitos da indutância de dispersão em indutores acoplados de um conversor driver de LEDs de topologia flyback com operação quase ressonante, além de métodos para buscar a redução desta característica parasita inerente aos transformadores e indutores acoplados. Através da análise da equação apresentada para estimativa da indutância de dispersão, foram buscadas alternativas para que, mediante a alteração da forma de construção do indutor acoplado, uma menor indutância de dispersão fosse obtida.

O cálculo da estimativa da indutância de dispersão apresentou erros tão pequenos quanto 0,54 % em relação à indutância de dispersão medida em indutores implementados, o que significa, neste caso, um valor absoluto de 4 nH. Desta forma, levando em consideração as não idealidades presentes nos indutores acoplados reais, a possível variação entre as espessura das camadas de enrolamentos e de isolamento, e o erro de medição da indutância de dispersão associados a valores desta magnitude, o método de cálculo da estimativa da indutância de dispersão se mostrou adequado para os fins neste trabalho pretendidos.

Com a implementação de indutores acoplados com menor indutância de dispersão e aplicação destes em um driver de LEDs de topologia flyback, foi alcançada uma melhora na eficiência do conversor, além de uma redução significativa das temperaturas nos componentes críticos do circuito e do pico de tensão no interruptor principal, característica esta apontada como desvantagem da topologia. Através desses resultados, demonstrou-se a obtenção de um conversor mais eficiente e com maior confiabilidade, evidenciando a eficácia de métodos simples para redução da indutância de dispersão através do projeto do indutor acoplado, sem o acréscimo de outros componentes ao circuito, que trariam um aumento de custo e uma redução da densidade de potência.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento e Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Este trabalho também teve apoio da Empresa Brasileira de Pesquisa e Inovação Industrial (EMBRAPII), da empresa Zagonel Iluminação S.A., do Instituto de Redes Inteligentes – UFSM e do grupo GEDRE – Inteligência em Iluminação.

TABELA III. RENDIMENTO, PICO DE TENSÃO ENTRE DRENO E SOURCE E TEMPERATURAS OBTIDAS NO CONVERSOR PARA CADA MODELO DE INDUTOR ACOPLADO IMPLEMENTADO

Ind.	100Vrms					127Vrms					220Vrms					277Vrms				
	η %	$V_{ds_{pk}}$ (V)	T_s (°C)	T_{sn} (°C)	TL (°C)	η %	$V_{ds_{pk}}$ (V)	T_s (°C)	T_{sn} (°C)	TL (°C)	η %	$V_{ds_{pk}}$ (V)	T_s (°C)	T_{sn} (°C)	TL (°C)	η %	$V_{ds_{pk}}$ (V)	T_s (°C)	T_{sn} (°C)	TL (°C)
1	83,15	462	113	113	101	84,84	508	101	114	105	86,77	629	98	112	105	86,49	713	102	115	105
2	87,13	431	101	96	97	88,42	451	89,5	91	93	89,13	572	88	93	95	88,40	666	99	101	99
3	88,56	398	96	85	88	89,76	412	86	84	86	90,29	543	83	88	86	89,64	641	91	96	90,5
4	89,16	353	93,5	82,5	80	90,18	386	85,5	78,5	78,9	90,60	524	80	82	78,5	90,00	617	90	89	82
5	89,31	349	94,5	74	78,4	90,44	391	84,5	74	77	91,0	532	80	80	77,8	90,45	645	88	83	80
6	89,59	375	91,8	77	74	90,80	407	82	76	71	91,56	540	79,5	76,5	70	91,02	622	87	80,6	69,4
7	89,32	371	94,2	73	73	90,52	371	83	66	70,9	91,25	536	78	66	68	90,59	620	85	71	70,5
8	89,85	362	90	78	69	91,03	397	81	75	68	91,80	535	76,7	67	67	91,30	612	80	67	68
9	89,63	327	90	77	68	90,72	368	80,1	72	67	91,28	504	75	66	66	90,64	586	77	69	61
10	89,36	363	90	75	70	90,61	396	80,7	58	67	91,49	535	76	61,4	64,5	91,06	617	78,5	62,8	66
11	89,45	359	90	74	70	90,70	393	79,5	60	66	91,50	533	76	63	67	91,00	616	78	63	67

REFERÊNCIAS

- [1] G. Z. Abdelmessih, J. M. Alonso and M. S. Perdigo, "Hybrid series-parallel PWM dimming technique for integrated-converter-based HPF LED drivers," *2016 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Coimbra, Portugal, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/UPEC.2016.8113996.
- [2] H. van der Broeck, G. Sauerlander and M. Wendt, "Power driver topologies and control schemes for LEDs," *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, CA, USA, 2007, pp. 1319-1325, doi: 10.1109/APEC.2007.357686.
- [3] J. -M. Wang, C. -W. Lin, K. -Y. Huang and J. -S. Wong, "The Novel Quasi-Resonant Flyback Converter With Autoregulated Structure for Parallel/Serial Input," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 992-1004, Feb. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2902827.
- [4] Yoo, Jeong-Sang, Jong-Ok Baek, and Tae-Young Ahn. 2023. "A High-Efficiency QR Flyback DC-DC Converter with Reduced Switch Voltage Stress Realized by Applying a Self-Driven Active Snubber (SDAS)" *Energies* 16, no. 3: 1068. <https://doi.org/10.3390/en16031068>
- [5] S. Dutta, D. Maiti, A. K. Sil and S. K. Biswas, "A Soft-Switched Flyback converter with recovery of stored energy in leakage inductance," *2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, Delhi, India, 2012, pp. 1-5, doi: 10.1109/IICPE.2012.6450415.
- [6] Jong-Woo Kim, Il-Oun Lee, Gun-Woo Moon and Ki-Bum Park, "Series input parallel output interleaved flyback converter with regenerative leakage inductance energy," *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Harbin, China, 2012, pp. 1347-1352, doi: 10.1109/IPEMC.2012.6258993.
- [7] Y. -K. Lo and J. -Y. Lin, "Active-Clamping ZVS Flyback Converter Employing Two Transformers," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2416-2423, Nov. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.909285.
- [8] Chih-Sheng Liao and K. M. Smedley, "Design of high efficiency Flyback converter with energy regenerative snubber," *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Austin, TX, USA, 2008, pp. 796-800, doi: 10.1109/APEC.2008.4522812.
- [9] Y. Panov and M. M. Jovanovic, "Adaptive off-time control for variable-frequency, soft-switched flyback converter at light loads," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 4, pp. 596-603, July 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.800958.
- [10] R. D. Stracquadaini, "Mixed Mode control (Fixed off Time & Quasi Resonant) for flyback converter," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, USA, 2010, pp. 556-561, doi: 10.1109/IECON.2010.5675222.
- [11] V. Vorperian, "Quasi-square-wave converters: topologies and analysis," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 183-191, April 1988, doi: 10.1109/63.4348.
- [12] Jeng, S.L.; Peng, M.T.; Hsu, C.Y.; Chieng, W.H.; Shu, J.P.H. Quasi-Resonant Flyback DC/DC Converter Using GaN Power Transistors. *World Electr. Veh. J.* **2012**, *5*, 567-573. <https://doi.org/10.3390/wevj5020567>
- [13] D. Carey, "Isolated Switch Mode Power Supplies: Forward vs. Flyback," *Analog Devices*. <https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/isolated-switch-mode-power-supplies-forward-vs-flyback.html> (acessado em 02 de julho de 2023).
- [14] G. N. Wooding and A. S. De Beer, "The effect of leakage inductance and snubbing on electromagnetic interference generated by a flyback converter," *IEEE Africon '11*, Victoria Falls, Zambia, 2011, pp. 1-5, doi: 10.1109/AFRCON.2011.6072057.
- [15] B. Keogh and I. Cohen, "Flyback Transformer Design Considerations for Efficiency and EMI," *Texas Instruments Power Supply Design Seminar 2016/17*, September 2016.
- [16] K. Hashimoto, T. Okuda and T. Hikihara, "A Flyback Converter with SiC Power MOSFET Operating at 10 MHz: Reducing Leakage Inductance for Improvement of Switching Behaviors," *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia)*, Niigata, Japan, 2018, pp. 3757-3761, doi: 10.23919/IPEC.2018.8507361.
- [17] C. R. Sullivan, T. Abdallah and T. Fujiwara, "Optimization of a flyback transformer winding considering two-dimensional field effects, cost and loss," *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, Anaheim, CA, USA, 2001, pp. 116-122 vol.1, doi: 10.1109/APEC.2001.911636.
- [18] P. L. Dowell, "Effects of Eddy Currents in Transformer Windings," *Proceedings of the IEE*, vol. 113, no. 8, pp. 1387-1394, August 1966.
- [19] B. Carsten, "High Frequency Conductor Losses in Switched Mode Magnetic," in *Proc. HFPC Con\$ Ventura, CA: Intertec Communications Inc.*, May 1986.
- [20] R. Ridley, "Flyback Snubber Design," *Switching Power Magazine*, vol. 12, pp. 1-7, 2005