

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
CURSO ENGENHARIA ELÉTRICA – HABILITAÇÃO EM ENERGIA

Everton Bernard Figueiredo Rabelo

**ANÁLISE DE CONVERSORES ENTRELACADOS DIRECIONADOS AO
ACIONAMENTO DE COB LEDs DE ALTA CORRENTE**

Juiz de Fora

2018

Everton Bernard Figueiredo Rabelo

**ANÁLISE DE CONVERSORES ENTRELAÇADOS DIRECIONADOS AO
ACIONAMENTO DE COB LEDs DE ALTA CORRENTE**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial à obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, D.Sc.

Co-orientador: Dênis de Castro Pereira, M. Sc.

Juiz de Fora

2018

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Rabelo, Everton Bernard Figueiredo.

Análise de conversores entrelaçados direcionados ao acionamento de COB LEDs de alta corrente / Everton Bernard Figueiredo Rabelo. -- 2018.

53 f. : il.

Orientador: Henrique Antônio Carvalho Braga

Coorientador: Dênis de Castro Pereira

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia, 2018.

1. Buck entrelaçado. 2. Análise de perdas. 3. COB LEDs de alta corrente. 4. Eficiência. I. Braga, Henrique Antônio Carvalho, orient. II. Pereira, Dênis de Castro, coorient. III. Título.

Everton Bernard Figueiredo Rabelo

**ANÁLISE DE CONVERSORES ENTRELAÇADOS DIRECIONADOS AO
ACIONAMENTO DE COB LEDS DE ALTA CORRENTE**

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado à Faculdade de Engenharia
Elétrica da Universidade Federal de Juiz de
Fora, como requisito parcial à obtenção do
Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 12 de dezembro de 2018.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, D.Sc. - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Dênis de Castro Pereira, M. Sc. – Co-orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Frederico Toledo Ghetti, M. Sc. - Professor
Instituto Federal Sudeste de Minas Gerais

Dedico este trabalho aos meus pais, Maria Aparecida Figueiredo Rabelo e Cilas Rabelo Teixeira.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado saúde e determinação principalmente nos momentos de dificuldade em que até eu mesmo questionava as minhas capacidades e decisões.

Agradeço a minha mãe Maria Aparecida por ter acreditado e me apoiado em todos os momentos de minha vida, por ter se sacrificado e se preocupado comigo, sem ela não teria conseguido concluir esse curso.

Agradeço ao amigo Dênis por toda a ajuda e suporte durante a execução desse trabalho.

Agradeço ao professor Henrique Braga pela orientação e comprometimento com seu trabalho, por ministrar aulas esclarecedoras e didáticas, por se preocupar com o entendimento da turma e ser essa pessoa carismática e acessível.

Agradeço ao professor Ricardo Bevilaqua Procópio por ter me apoiado e se dedicado nas aulas de Geometria Analítica e Sistemas Lineares no primeiro período da faculdade, sem ele com certeza eu teria trancado o curso.

Agradeço ao professor Leonardo Willer Oliveira pela paciência e disponibilidade durante todo curso, principalmente durante as matrículas.

Agradeço a Juciléia Carvalho e Natalia Alves por ter me apoiado e me incentivado nos meus estudos durante o curso.

E por fim agradeço a todos que torceram por mim e colaboraram de alguma forma para meu sucesso.

“Confie em si mesmo

Quem acredita sempre alcança ...”

(Legião Urbana – Mais uma vez)

RESUMO

Neste trabalho, descrevem-se o princípio de funcionamento e acionamento de COB (do inglês, *chip-on-board*) LEDs (do inglês, *light-emitting diodes*) de alta corrente, bem como as principais características de controladores (ou *drivers*) dedicados como níveis de tensão e corrente, potência e eficiência. São realizados projetos de *drivers* para o acionamento do mesmo, os quais são baseados na topologia *buck* operando em configurações entrelaçadas afim de se obter um circuito menor e mais eficiente, ou seja, com menores perdas por condução nos principais elementos. Primeiramente, é apresentada a topologia convencional de um conversor *buck*, sendo que sua modelagem estática também é analisada e estendida às estruturas entrelaçadas de n células. Além disso, conversores *buck* entrelaçados de duas e três células são implementados de modo a se comprovar as vantagens de cada estrutura específica. Também são realizadas com o auxílio do *software* PSIM[®], análises teóricas da eficiência dos conversores estudados, por meio de simulações não idealizadas. Essas análises são, posteriormente, comparadas com os resultados práticos obtidos, visando uma análise experimental do comportamento das perdas por condução nos conversores entrelaçados estudados.

PALAVRAS CHAVE: Análise de perdas. *Buck* entrelaçado. COB LEDs de alta corrente. Eficiência.

ABSTRACT

In this work, the principles of operation and driving of high current COB LEDs are described, as well as the main characteristics of associated drivers such as voltage and current levels, power and efficiency. Driver designs are carried out, which are based on the buck topology operating in interleaved configurations in order to obtain a smaller and more efficient circuit, with lower conduction losses in the main elements. First, the conventional topology of a buck converter is presented, and its static modeling is also analyzed. In addition, interleaved buck converters of two and three cells are implemented in order to experimentally prove the advantages of each specific structure. A theoretical analysis of the efficiency regarding the studied converters is also carried out by non-idealized simulations using PSIM® software, which is then compared with the obtained practical results, aiming an experimental analysis of the conduction losses behavior in the studied interleaved converters.

KEYWORDS: Loss analysis. Buck interleaved converter. High current COB LEDs. Efficiency.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	13
1. MODELAGEM ESTÁTICA DE CONVERSORES DO TIPO <i>BUCK</i>	15
1.1. CONVERSOR <i>BUCK</i> CONVENCIONAL	15
1.2. CONVERSOR <i>BUCK</i> ENTRELAÇADO	21
2. ANÁLISE TEÓRICA DE EFICIÊNCIA EM CONVERSORES <i>BUCK</i> ENTRELAÇADOS.....	23
2.1. CONVERSOR <i>BUCK</i> CONVENCIONAL	24
2.2. CONVERSOR <i>BUCK</i> ENTRELAÇADO DE 2 CÉLULAS	27
2.3. CONVERSOR <i>BUCK</i> ENTRELAÇADO DE 3 CÉLULAS	30
3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E AVALIAÇÃO COMPARATIVA.....	34
3.1. PROTÓTIPO DO CONVERSOR <i>BUCK</i> ENTRELAÇADO DE 2 CÉLULAS	34
3.2. PROTÓTIPO DO CONVERSOR <i>BUCK</i> ENTRELAÇADO DE 3 CÉLULAS	40
4. CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	46
REFERÊNCIAS	47
ANEXO A.....	50

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1. Modelo do circuito de um conversor <i>buck</i> convencional.....	15
Fig. 1.2. Características do COB LED de alta corrente. (a) Modelo elétrico (b) Modelo Apollo 600 (<i>Flip Chip Opto</i>).	16
Fig. 1.3. Curvas $I \times V$ do COB LED Apollo 600 obtidas experimentalmente com temperatura ambiente aproximadamente constante (25°C).....	17
Fig. 1.4. Modelo equivalente do conversor <i>buck</i> quando o interruptor está fechado (a) e aberto (b).	17
Fig. 1.5. Forma de onda da corrente no capacitor de filtro.....	20
Fig. 1.5. Circuito equivalente do conversor buck entrelaçado de n células.	21
Fig. 2.1. Circuito utilizado na simulação do conversor de uma célula no <i>software</i> PSIM [®]	24
Fig. 2.2. Corrente no MOSFET do conversor de uma célula.	25
Fig. 2.3. Corrente no diodo do conversor de uma célula.	25
Fig. 2.4. Corrente no indutor do conversor de uma célula.	25
Fig. 2.5. Tensão na saída do conversor de uma célula.	25
Fig. 2.6. Corrente na saída do conversor de uma célula.	26
Fig. 2.7. Circuito utilizado na simulação do conversor de 2 células no <i>software</i> PSIM [®]	27
Fig. 2.8. Circuito de disparo do conversor de 2 células.....	28
Fig. 2.9. Corrente drenada da fonte do conversor de 2 células.....	28
Fig. 2.10. Corrente em cada MOSFET do conversor de 2 células.	28
Fig. 2.11. Corrente em cada diodo do conversor de 2 células.	28
Fig. 2.12. Corrente em cada indutor do conversor de 2 células.	29
Fig. 2.13. Tensão na saída do conversor de 2 células.....	29
Fig. 2.14. Corrente na saída do conversor de 2 células.	29
Fig. 2.15. Circuito utilizado na simulação do conversor de 3 células no <i>software</i> PSIM [®]	31
Fig. 2.16. Circuito de disparo do conversor de 3 células.....	31
Fig. 2.17. Corrente drenada da fonte no conversor de 3 células.....	31
Fig. 2.18. Corrente em cada MOSFET do conversor de 3 células.	32
Fig. 2.19. Corrente em cada diodo do conversor de 3 células.	32
Fig. 2.20. Corrente em cada indutor do conversor de 3 células.	32
Fig. 2.21. Tensão na saída do conversor de 3 células.....	32

Fig. 2.22. Corrente na saída do conversor de 3 células.	32
Fig. 3.1. Protótipo do conversor <i>buck</i> entrelaçado de 2 células utilizado como <i>driver</i> do COB LED de alta corrente.	35
Fig. 3.2. Correntes e tensões nos MOSFETs para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de 2 células.	36
Fig. 3.3. Correntes e tensões nos diodos para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de 2 células.	36
Fig. 3.4. Correntes nos indutores e tensões de disparo para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de 2 células.	38
Fig. 3.5. Corrente e tensão de saída para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de 2 células.	38
Fig. 3.6. Protótipo do conversor <i>buck</i> entrelaçado de 3 células utilizado como <i>driver</i> do COB LED de alta corrente.	40
Fig. 3.7. Correntes e tensões nos MOSFETs para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de 3 células.	41
Fig. 3.8. Correntes e tensões nos diodos para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de 3 células.	41
Fig. 3.9. Correntes nos indutores e tensões de disparo para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de 3 células.	43
Fig. 3.10. Corrente e tensão de saída para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de 3 células.	44

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1. Parâmetros elétricos para modelagem estática do conversor <i>buck</i> convencional..	16
Tabela 2.1. Parâmetros elétricos utilizados na simulação extraídos dos <i>datasheets</i> dos componentes.	24
Tabela 2.2. Perdas nos componentes quando o conversor de uma célula opera em condições nominais.	26
Tabela 2.3. Parâmetros elétricos extraídos na simulação do conversor de 1 célula	26
Tabela 2.4. Perdas nos componentes quando o conversor <i>buck</i> de 2 células opera em condições nominais.	29
Tabela 2.5. Parâmetros elétricos extraídos na simulação do conversor de 2 células	30
Tabela 2.6. Perdas nos componentes quando o conversor de 3 células opera em condições nominais.	33
Tabela 2.7. Parâmetros elétricos extraídos na simulação do conversor de 3 células.	33
Tabela 3.1. Parâmetros elétricos extraídos experimentalmente do conversor <i>buck</i> entrelaçado de 2 células utilizando o Wattímetro YOKOGAWA WT-230.....	39
Tabela 3.2. Parâmetros elétricos extraídos experimentalmente do conversor <i>buck</i> entrelaçado de 3 células utilizando o Wattímetro YOKOGAWA WT-230.....	44
Tabela 3.3. Eficiências teórica e experimental para os conversores <i>buck</i> entrelaçados estudados.	45

INTRODUÇÃO

No mundo atual, as necessidades energéticas crescem a cada dia, pois se sabe que a energia elétrica é uma das principais fontes responsáveis pelo crescimento do PIB (Produto Interno Bruto) de um país. Com a diminuição das reservas de petróleo e a saturação dos recursos naturais, economizar e utilizar a energia de forma racional se torna essencial para o desenvolvimento sustentável de um país. Estima-se que 30% da energia produzida no mundo é utilizada em iluminação artificial [1]. Esse fato resulta na necessidade de otimização de sistemas dedicados, pois se sabe que grande parte da energia é perdida por efeito Joule nas técnicas de iluminação convencionais. Diante disso, viu-se a necessidade do desenvolvimento de novas tecnologias como, por exemplo, a iluminação por LEDs (do inglês, *Light-Emitting Diode*) [2] e posteriormente os COB (do inglês, *Chip-on-Board*) LEDs [3], sendo este último, o foco deste trabalho.

As luminárias que utilizam COB LEDs são, geralmente, de alta potência, sendo ideais nas aplicações em ambientes que necessitam de grande iluminação como aeroportos, estádios de futebol, portos, iluminação pública, etc. Será utilizado como base neste trabalho, o modelo Apollo 600 do fabricante *Flip Chip Opto* [4]. Esse modelo possui uma potência de aproximadamente 600 W e é alimentado com uma corrente nominal de 6 A, podendo chegar no máximo à 12 A. Essas luminárias têm a peculiar característica de exigirem uma corrente elevada, bem regulada e constante, de forma que essa corrente pode apresentar oscilações (ou *ripple*) de alta e baixa frequência, dependendo do modo o qual o COB LED é alimentado. Desse modo, são então utilizadas topologias CC-CC abaixadoras, de forma que a corrente drenada na saída do conversor não apresentará oscilações de baixa frequência. No caso específico deste trabalho, a alimentação do COB LED é feita considerando um barramento CC constante de alta tensão, pois dessa forma é possível utilizar capacitores menores (da ordem de microfarads) e de vida útil elevada (compatível com a vida útil do COB LED) como, por exemplo, os de filme polipropileno metalizado que tem durabilidade e eficiência muito maiores que os capacitores eletrolíticos. A fim de se obterem conversores com as características citadas acima, aliada a uma eficiência satisfatória, serão utilizadas variações do conversor *buck*, acrescentando mais células de comutação, de modo que estruturas *buck* entrelaçadas sejam obtidas [5]. Dessa forma, o tamanho dos componentes do circuito pode ser reduzido conforme mais células são adicionadas; a ondulação de alta frequência da tensão e

corrente da saída é minimizada; e as perdas por condução são drasticamente reduzidas [6]. Conseqüentemente, sua eficiência será aumentada de forma considerável, sendo que os motivos dessa melhora serão descritos nos capítulos seguintes.

Nesse contexto, o capítulo 2 descreve a topologia básica de um conversor *buck*, as variáveis que regem seu funcionamento, como também as equações que determinam suas características elétricas e físicas. Ao final é introduzido o circuito de um conversor entrelaçado de n células, bem como uma análise de seu funcionamento e suas principais vantagens. O capítulo 3 faz uma implementação teórica no *software* PSIM[®] do conversor *buck* convencional e entrelaçado de 2 e 3 células, com foco na análise das perdas por condução nos componentes dos circuitos e também nas eficiências dos mesmos. O capítulo 4 apresenta implementações práticas dos conversores *buck* entrelaçados de 2 e 3 células, os quais foram construídos no laboratório NIMO (Núcleo de Iluminação Moderna). Na validação do funcionamento dos mesmos, foram utilizados os equipamentos disponíveis neste laboratório como osciloscópio, medidores de temperatura, multímetros, entre outros.

Finalmente as principais conclusões desse trabalho são descritas de forma que trabalhos futuros também são devidamente propostos.

1. MODELAGEM ESTÁTICA DE CONVERSORES DO TIPO *BUCK*

Conversores do tipo *buck* são dispositivos que transformam um nível de tensão CC em outro nível de tensão CC, porém para um valor mais baixo [7]. Neste trabalho todas as análises são feitas para o conversor operando no modo de condução contínua (CCM, do inglês, *Continuous Conduction Mode*), sendo que será utilizada a estratégia de comutação com dissipação ativa [8] (ou do inglês, *Hard-Switching*), respeitando algumas premissas como:

- O conversor opera em condições de regime permanente.
- A corrente que flui no indutor é periódica.
- A tensão média no indutor é igual a zero.
- A corrente média no capacitor é igual a zero.
- A potência de entrada é igual à potência de saída no caso ideal.
- A potência de entrada é igual à potência de saída mais as perdas no caso não ideal.

1.1. CONVERSOR *BUCK* CONVENCIONAL

Considerando componentes idealizados, pode-se modelar um conversor *buck* de acordo com a Fig. 1.1, valendo-se lembrar que o arranjo diodo-indutor-capacitor funciona como um filtro passa baixas. Por convenção, as variáveis citadas em letra minúscula representam grandezas que variam no tempo e as variáveis citadas em letra maiúscula representam grandezas dadas em valores médios. As variáveis que descrevem o funcionamento desse conversor são descritas na Tabela 1.1.

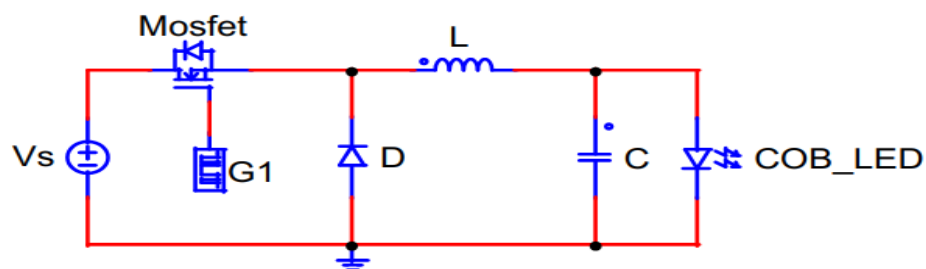


Fig. 1.1. Modelo do circuito de um conversor *buck* convencional.

Tabela 1.1. Parâmetros elétricos para modelagem estática do conversor *buck* convencional.

Parâmetro	Símbolo	unidade
Tensão da fonte	V_S	V
Corrente drenada da fonte	i_S	A
Tensão no interruptor quando o mesmo está em condução	v_{CH}	V
Corrente que flui pelo interruptor	i_{CH}	A
Tensão no indutor	v_L	V
Corrente no indutor	i_L	A
Tensão no capacitor	V_C	V
Corrente no capacitor	i_C	A
Tensão de saída	V_O	V
Corrente de saída	I_O	A

O modelo elétrico aproximado do COB LED para um ponto de operação fixo é mostrado na Fig. 1.2, esse modelo é representado por um diodo ideal em série com uma fonte de tensão constante V_t e uma resistência serie r_d . Estes parâmetros elétricos foram obtidos experimentalmente utilizando os equipamentos do NIMO (Núcleo de iluminação Moderna da UFJF), sendo eles iguais a 40,5 V e 0,95 Ω , respectivamente. Este procedimento se baseia em aplicar um pulso de corrente no COB LED em seu valor máximo (12 A) estando em temperatura ambiente controlada de 25 °C, como mostrado na Fig. 1.3, sendo este detalhado em [1].

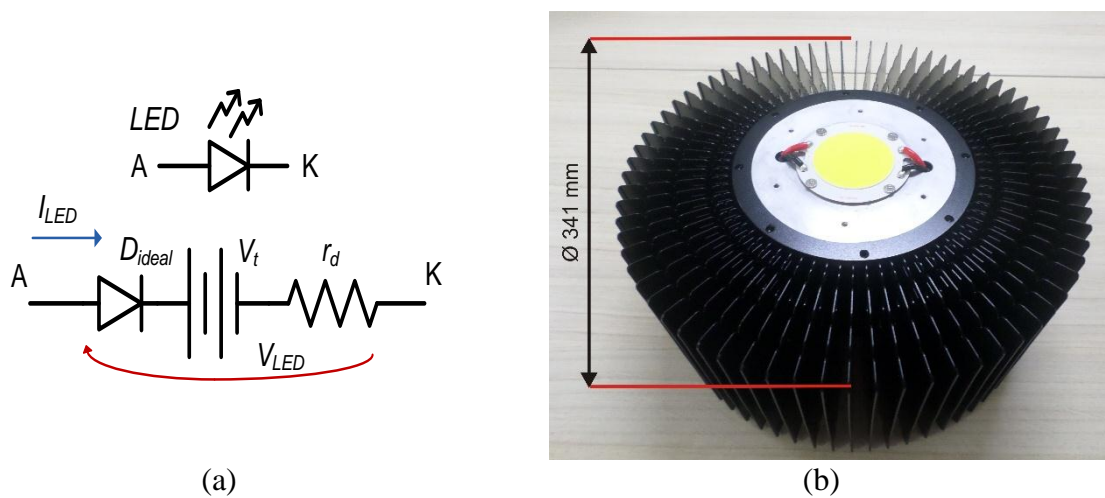
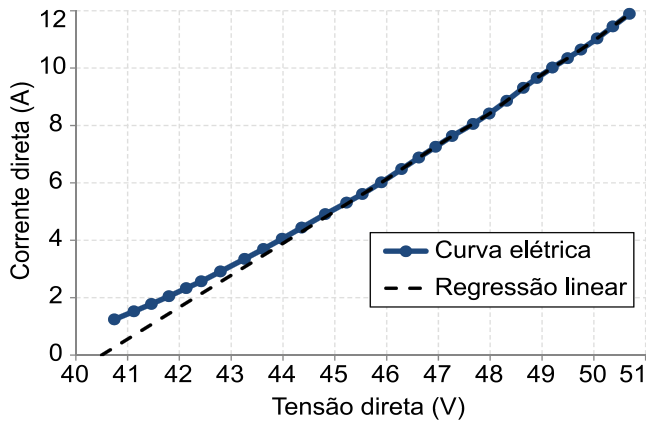


Fig. 1.2. Características do COB LED de alta corrente. (a) Modelo elétrico (b) Modelo Apollo 600 (Flip Chip Opto).



- coeficiente angular é r_d
- coeficiente linear é V_t

Fig. 1.3. Curvas $I \times V$ do COB LED Apollo 600 obtidas experimentalmente com temperatura ambiente aproximadamente constante (25°C)

Analisando o circuito da Fig. 1.1, pode-se dividi-lo em dois sub-circuitos, sendo o primeiro quando o interruptor está fechado e o segundo quando o interruptor está aberto. Os mesmos são mostrados na Fig. 1.4 (a) e (b) respectivamente.

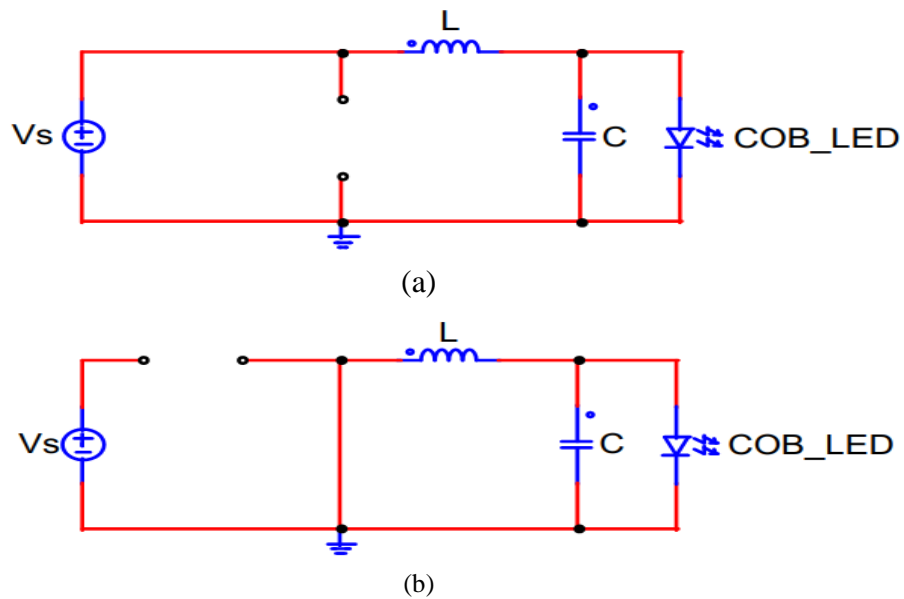


Fig. 1.4. Modelo equivalente do conversor *buck* quando o interruptor está fechado (a) e aberto (b).

Quando o interruptor está fechado, o ramo do diodo fica em aberto durante um tempo $D \cdot T_s$ e o indutor se carrega durante esse tempo. A tensão em seus terminais é então dada por:

$$v_L = V_s - V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (1.1)$$

Ou

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) dt = di_L \quad (1.2)$$

Integrando ambos os lados se obtêm:

$$i_L(t) = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) t + C \quad (1.3)$$

Ou seja, a corrente no indutor é uma reta crescente quando o interruptor está fechado. Substituindo na fórmula anterior o tempo em que o interruptor fica fechado $D \cdot T_s$, encontra-se a variação de corrente no indutor:

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) D \cdot T_s \quad (1.4)$$

Quando o interruptor está aberto, o diodo funciona como um curto-circuito, fornecendo um caminho para a corrente no indutor e ele se descarregar na carga. A tensão no indutor nesse caso é dada por:

$$v_L = -V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (1.5)$$

Ou

$$\left(\frac{-V_o}{L} \right) dt = di_L \quad (1.6)$$

Integrando ambos os lados se obtêm:

$$i_L(t) = \left(\frac{-V_o}{L} \right) t + C \quad (1.7)$$

Ou seja, a corrente no indutor é uma reta decrescente quando o interruptor está aberto. Substituindo na fórmula anterior o tempo em que o interruptor fica aberto $(1-D) \cdot T_s$, encontra-se novamente a variação de corrente no indutor:

$$\Delta i_L = \left(\frac{-V_o}{L} \right) \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (1.8)$$

Igualando as equações (1.4) e (1.8) se obtém a tensão na saída do conversor:

$$V_o = V_s \cdot D \quad (1.9)$$

Considerando um período de comutação, a corrente média no capacitor é igual a zero. Logo, a corrente média no indutor será igual a corrente média na saída do conversor, sendo assim:

$$I_L = I_o = \frac{V_o - V_t}{r_d} \quad (1.10)$$

Manipulando as equações (1.4), (1.8) e (1.10), se pode determinar o valor máximo e mínimo da corrente no indutor como:

$$I_{L\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (1.11)$$

$$I_{L\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (1.12)$$

Como o conversor opera no modo de condução contínua (CCM), o valor de $I_{L\min}$ deve ser maior que zero. Inserindo essa restrição na equação anterior se obtém uma formulação para determinar o valor da indutância mínima que garante que o conversor opere no modo CCM. Após essa substituição, encontra-se:

$$L_{\min} = \left(\frac{(1-D)}{2f_s} \right) \cdot \left(\frac{r_d \cdot I_o + V_t}{I_o} \right) \quad (1.13)$$

Em que f_s é a frequência de comutação adotada. Também pode-se definir o valor do indutor tendo como base a máxima variação de corrente do mesmo, nesse caso:

$$L = \frac{(V_s - V_o)D}{\Delta i_L \cdot f_s} = \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_L \cdot f_s} \quad (1.14)$$

A ondulação da tensão na saída do conversor é um fator importante em se tratando especialmente dos COB LEDs. No driver que será implementado, a corrente na carga varia com uma ondulação de alta frequência dependente do filtro LC utilizado. Logo, uma variação exagerada de tensão poderia causar uma corrente superior à máxima suportada pelos COB LEDs, podendo gerar danos práticos. Pode-se então estipular a máxima variação de tensão do capacitor de forma que o capacitor escolhido garanta essa variação máxima.

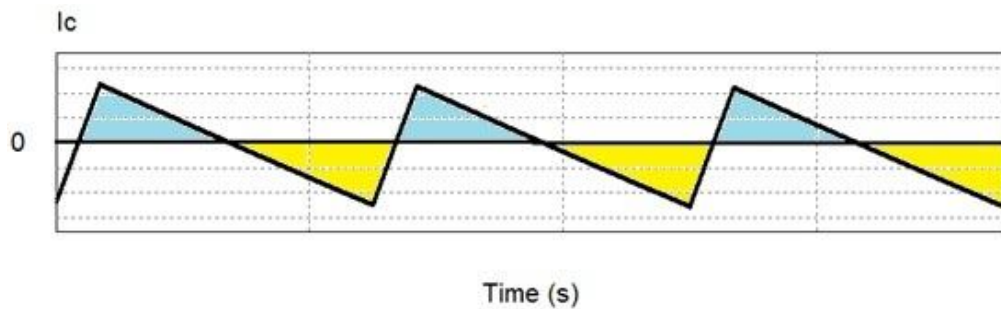


Fig. 1.5. Forma de onda teórica da corrente no capacitor de filtro.

Analisando a Fig.1.5, a qual representa a corrente que flui no capacitor, observa-se que ele se carrega durante o ciclo positivo (parte azul) e se descarrega durante o ciclo negativo (parte amarela), uma vez que o valor médio da corrente é nulo e a tensão na saída é sempre positiva [9], ou seja, a variação de carga ΔQ do capacitor é igual a área do triângulo formado entre a linha do tempo e a onda da corrente, pela definição de capacitância tem-se:

$$\begin{aligned} Q &= C \cdot V_o \\ \Delta Q &= C \cdot \Delta V_o \end{aligned} \quad (1.15)$$

A variação de carga é dada por:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T_s}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T_s \cdot \Delta i_L}{8} \quad (1.16)$$

Manipulando as equações (1.4), (1.8), (1.15) e (1.16) pode-se então definir uma formulação para determinar o valor do capacitor de saída como:

$$C = \frac{T_s \cdot \Delta i_L}{8 \cdot \Delta V_o} \quad (1.17)$$

Desta forma, as relações finais utilizadas para o dimensionamento dos elementos do filtro LC do conversor, são aquelas encontradas em (1.14) e (1.17) para o indutor e capacitor de saída, respectivamente.

1.2. CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO

A célula de comutação do conversor *buck* convencional é o arranjo composto pelo diodo-indutor-interruptor [10]. Sendo assim, o conversor *buck* entrelaçado nada mais é do que o conversor *buck* convencional com n células de comutação em paralelo e associadas aos seus respectivos indutores de filtro. Seu circuito com n células entrelaçadas é mostrado na Fig. 1.6.

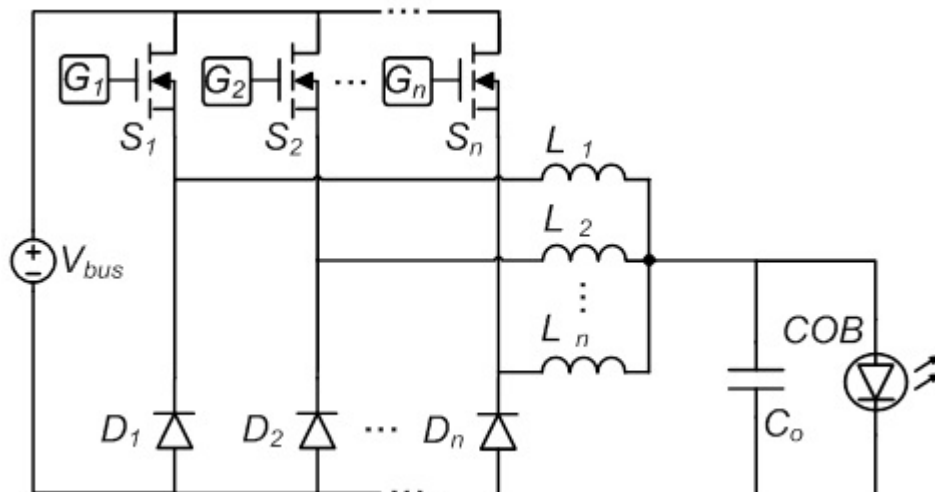


Fig. 1.6. Circuito equivalente do conversor *buck* entrelaçado de n células.

Como esse conversor apresenta n células de comutação, para o cálculo da corrente média na saída do conversor devem ser somadas as correntes médias nos indutores das n células. Logo:

$$I_{COB} = I_{L1} + I_{L2} + \dots + I_{Ln} \quad (1.18)$$

A modelagem estática do conversor é realizada de maneira análoga à estrutura com uma célula, porém considerando as n células de comutação equivalentes. No caso da indutância requerida por célula (para um mesmo nível de ondulação na corrente de saída), o mesmo valor de indutância encontrado no cálculo para o conversor *buck* convencional é utilizado [5], [6]. O valor médio da corrente correspondente a cada indutor será igual ao valor médio da corrente na saída do conversor dividido pelo fator n , desse modo uma menor seção de fio condutor pode ser utilizado no projeto de cada elemento magnético à medida que novas células sejam adicionadas. A expressão da indutância empregada é então dada por:

$$L_n = \frac{(V_s - V_o)D}{\Delta i_{Ln} \cdot f_s} = \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_{Ln} \cdot f_s} \quad (1.19)$$

No caso da capacitância de filtro de saída, o impacto das n células é considerado na análise, de modo que o valor desse elemento será reduzido conforme mais células são adicionadas à estrutura. A expressão utilizada será então da forma abaixo, na qual o *ripple* Δi_{Ln} é menor, quanto maior for o valor n de células entrelaçadas, diminuindo assim, a capacitância requerida:

$$C = \frac{T_s \cdot \Delta i_{Ln}}{8 \cdot \Delta V_o} \quad (1.20)$$

No caso desse trabalho, optou-se por utilizar a mesma capacitância de filtro de saída nos casos de duas e três células analisados, de forma que uma redução na ondulação da tensão e corrente de saída pudesse ser obtida. Pode-se concluir então, que a principal diferença entre a estrutura entrelaçada e a estrutura convencional é que a corrente drenada da fonte se divide entre as n células empregadas. Dessa forma se diminuí consideravelmente as perdas por condução nos elementos passivos da célula como também a ondulação da tensão na saída do conversor, como será verificado nos próximos capítulos.

2. ANÁLISE TEÓRICA DE EFICIÊNCIA EM CONVERSORES *BUCK* ENTRELAÇADOS

Neste capítulo, com o auxílio do *software* PSIM[®], será feita uma análise teórica das perdas nos componentes do conversor quando o mesmo opera em diferentes configurações entrelaçadas (1, 2 e 3 células), em condições nominais e considerando condições não idealizadas, vale lembrar que o disparo dos interruptores nos conversores de 2 e 3 células são defasados de 180° e 120° graus elétricos respectivamente, como será mostrado adiante nas seções 2.2 e 2.3. Ao final de cada simulação, a eficiência do mesmo será mostrada, de forma que serão consideradas apenas as perdas de condução nos elementos do circuito. As perdas de comutação dos interruptores serão então desconsideradas nessa análise, uma vez que essas perdas são irrisórias no modo CCM [7] diante das perdas de condução e da potência que este conversor processa. É importante enfatizar nesse caso, que os indutores utilizados foram construídos no NIMO segundo as diretrizes utilizadas em [11] e [12] (Anexo A), sendo que eles possuem indutância próxima a 500 μH (medida com equipamento *LCR meter*) e resistência CC da ordem de 0,4 Ω . Serão utilizados nas simulações os dados contidos na Tabela 2.1 que foram extraídos dos *datasheets* dos componentes utilizados nas análises práticas, os quais estão listados abaixo:

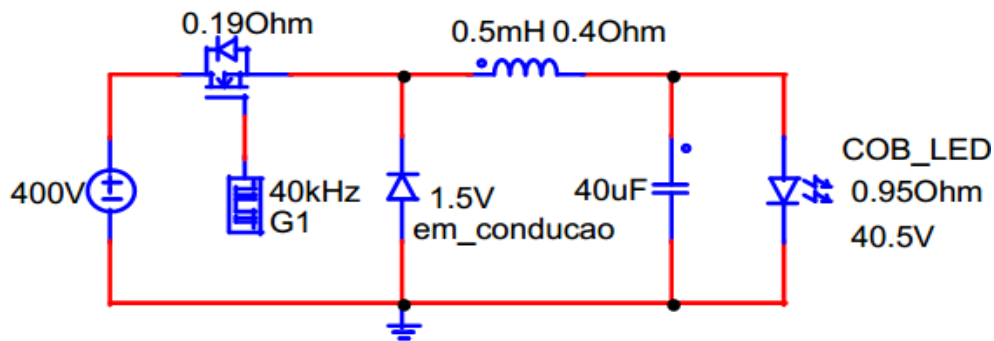
- Interruptor MOSFET, modelo *IPW60R190P6* com o encapsulamento *TO-247* do fabricante *Infineon* [13].
- Diodo, modelo *MUR1560* com o encapsulamento *TO-220AC* do fabricante *FAIRCHILD* [14].
- Indutores: núcleo de ferrite NEE 42/21/20 (Thornton), com 39 voltas e 3 fios AWG 22 em paralelo (para *buck* 2 células); e núcleo NEE 42/21/15 (Thornton), com 45 voltas e 2 fios AWG 22 em paralelo (para *buck* 3 células) implementados no laboratório NIMO [1].
- Capacitor de filme polipropileno metalizado, modelo *MKP* de 40 μF com o encapsulamento *B32674D* do fabricante TDK [15].
- COB LED, modelo *Apollo 600*, do fabricante *Flip Chip Opto* [4].

Tabela 2.1. Parâmetros elétricos utilizados na simulação extraídos dos *datasheets* dos componentes.

Parâmetro	Valor	Unidade
Resistencia de condução da chave	0,19	Ohm
Queda de tensão no diodo quando o mesmo está em condução	1,5	Volt
Resistência dos indutores	0,4	Ohm
Indutâncias dos indutores	0,5m	Henry
Resistencia série do capacitor	≈ 0	Ohm
Capacitância do capacitor	40 μ	Farad
Tensão de alimentação do COB LED	50	Volt
Corrente de alimentação do COB LED	10	Ampere
Frequência de comutação	40k	Hertz

2.1. CONVERSOR *BUCK* CONVENCIONAL

O circuito utilizado na simulação é o mostrado na Fig. 2.1. Como fonte de energia, foi utilizado um barramento CC constante de 400 V e um ponto de operação nominal fixo, isto é, $I_o = 10$ A e $V_o = 50$ V.

Fig. 2.1. Circuito utilizado na simulação do conversor de uma célula no *software* PSIM[®].

Para atender os níveis de tensão e corrente necessários para acionar a carga foi calculado o valor da razão cíclica D , ou seja, a porcentagem do período em que o interruptor fica fechado, o valor obtido (considerando as perdas da simulação não idealizada) foi de 14%. A partir desse valor e dos descritos na Tabela 2.1 o circuito foi simulado, sendo que as formas de onda retiradas foram a corrente drenada da fonte i_s , que nesse caso é a mesma que flui pelo MOSFET i_{MOS} , a corrente no diodo i_D , a corrente no indutor i_L , a tensão na saída do

conversor V_o , a corrente de saída I_o , e também foram estimadas as perdas por condução nos componentes (utilizando as medições de potência do próprio PSIM[®]), como é mostrado abaixo nas Fig. 2.2, Fig. 2.3, Fig. 2.4, Fig. 2.5, Fig. 2.6 e na Tabela 2.2, respectivamente.

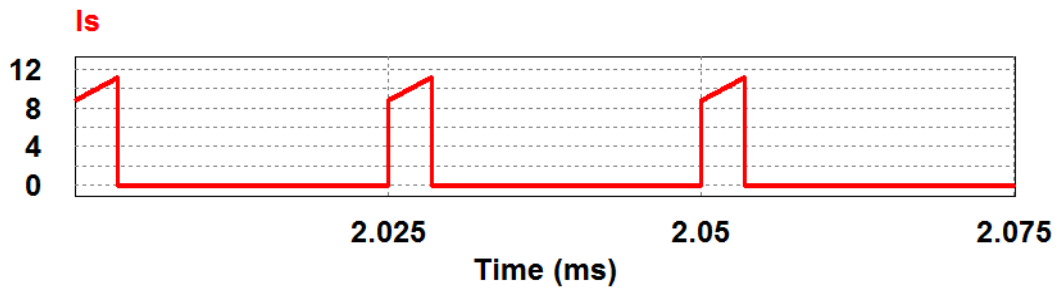


Fig. 2.2. Corrente no MOSFET do conversor de uma célula.

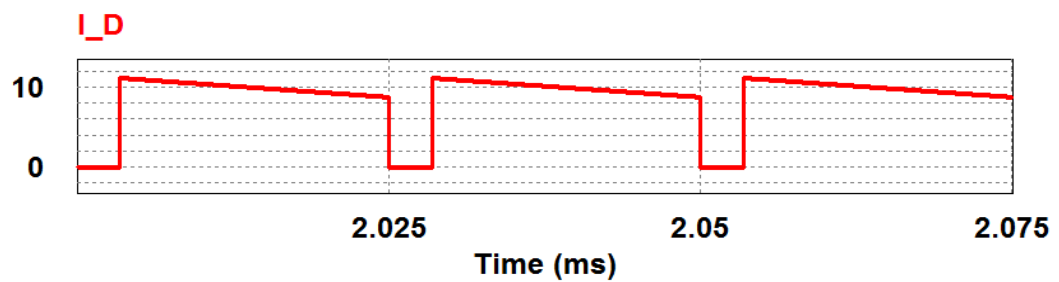


Fig. 2.3. Corrente no diodo do conversor de uma célula.

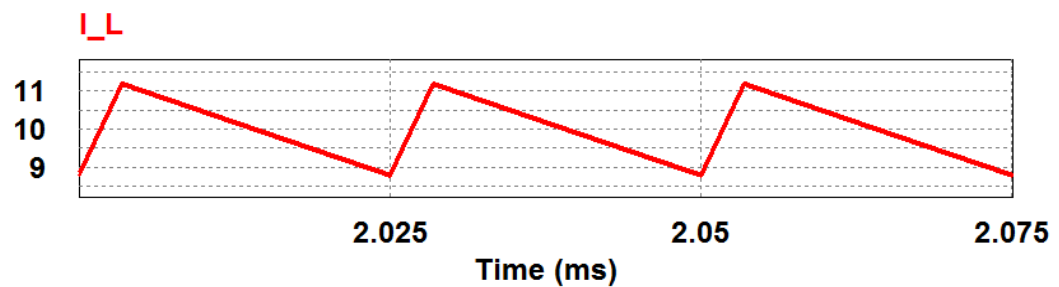


Fig. 2.4. Corrente no indutor do conversor de uma célula.

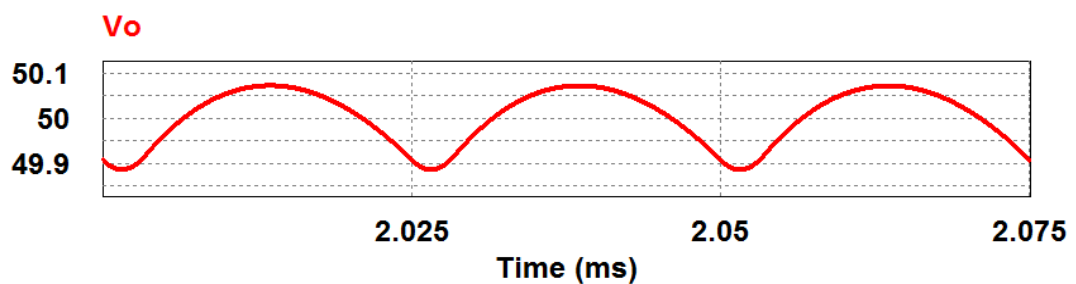


Fig. 2.5. Tensão na saída do conversor de uma célula.

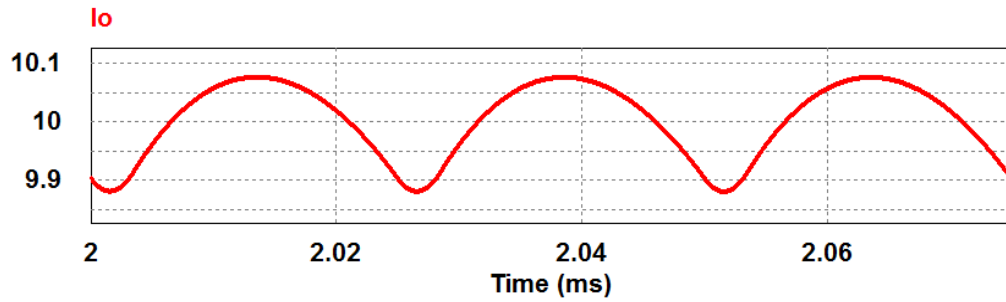


Fig. 2.6. Corrente na saída do conversor de uma célula.

Tabela 2.2. Perdas nos componentes quando o conversor de uma célula opera em condições nominais.

Parâmetro	Valor	Unidade
Perdas no interruptor	2.67	W
Perdas no diodo	12.923	W
Perdas no indutor	40.113	W
Perdas no capacitor (Ideal)	0	W

Uma vez calculadas as perdas mediante simulação, pode-se estimar a eficiência deste conversor. A Tabela 2.3 reúne essa informação como também a potência de entrada, saída e o valor de pico a pico da ondulação na tensão e corrente de saída. Pode ser constatado então que o conversor *buck* de única célula apresentou eficiência teórica menor que 90%, não sendo adequado para a aplicação em elevadas correntes de saída [16]. Portanto, as estruturas entrelaçadas se fazem necessárias neste caso e serão devidamente analisadas nas próximas seções.

Tabela 2.3. Parâmetros elétricos extraídos na simulação do conversor de 1 célula

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência de entrada	555.877	W
Potência de saída	500.19	W
Eficiência do conversor	89.98%	-
Valor de pico a pico da corrente de ondulação na saída (ΔI_o)	0.1953	A
Valor de pico a pico da tensão de ondulação na saída (ΔV_o)	0.186	V

2.2. CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO DE 2 CÉLULAS

O circuito utilizado na simulação do conversor *buck* de 2 células é mostrado na Fig. 2.7, sendo que os valores e características dos componentes foram mantidos os mesmos descritos anteriormente no conversor de uma célula, exceto pelo valor da razão cíclica D que pôde ser alterado para 13.36% a fim de se alcançar os níveis de tensão, corrente e consequentemente, de potência desejados na carga. O circuito de disparo dos MOSFETs é também mostrado na Fig. 2.8. Como os tempos de subida e descida na comutação dos interruptores são extremamente pequenos, essa razão ciclica baixa não afeta o perfeito funcionamento deste conversor. Foram simuladas as formas de onda da corrente drenada da fonte i_s , da corrente em cada interruptor i_{Mos1} e i_{Mos2} , da corrente em cada diodo i_{D1} e i_{D2} , da corrente em cada indutor i_{L1} e i_{L2} , da tensão na saída do conversor V_o , e da corrente de saída do conversor I_o . Neste caso, também foram estimadas as perdas nos componentes, como é mostrado abaixo nas Fig. 2.9, Fig. 2.10, Fig. 2.11, Fig. 2.12 e na Tabela 2.4, respectivamente.

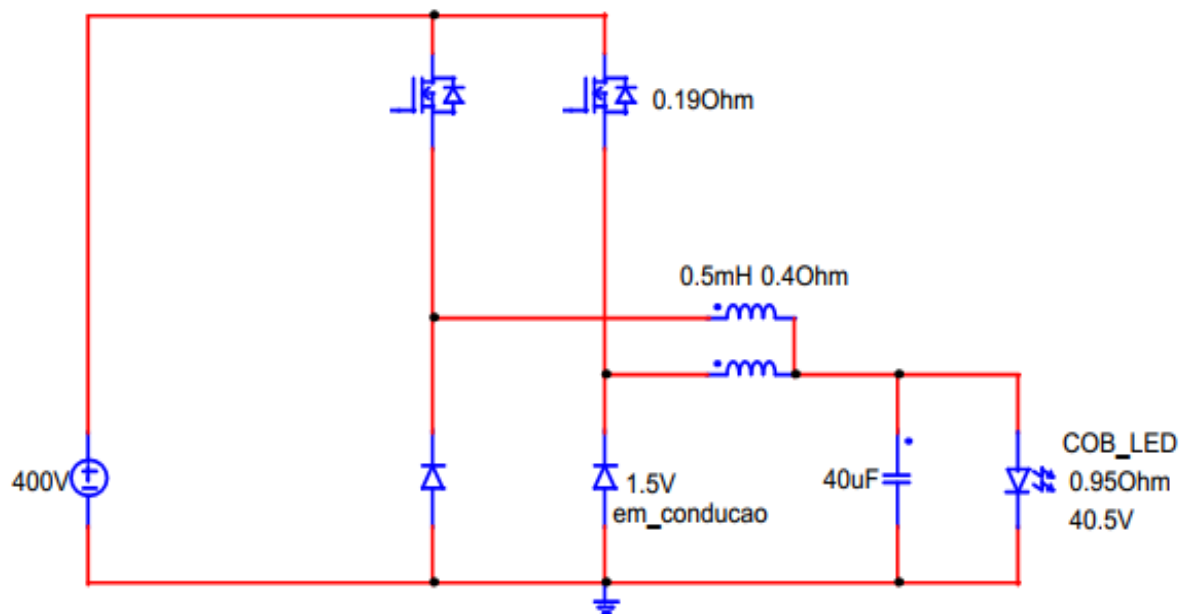


Fig. 2.7. Circuito utilizado na simulação do conversor de 2 células no *software* PSIM®

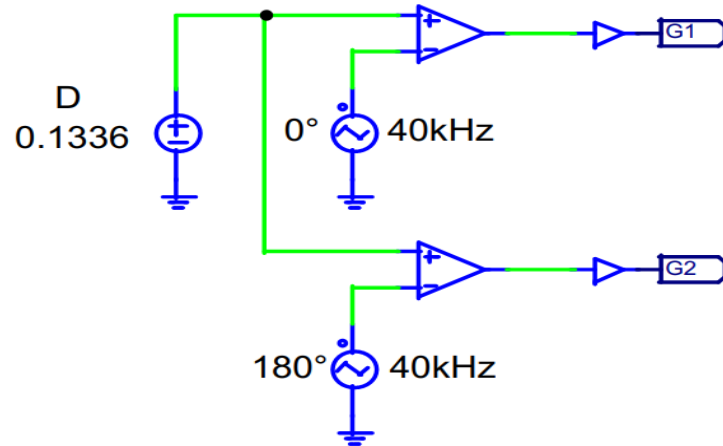


Fig. 2.8. Circuito de disparo do conversor de 2 células.

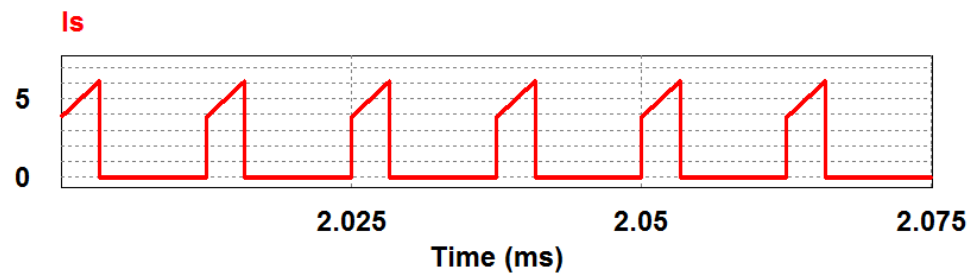


Fig. 2.9. Corrente drenada da fonte do conversor de 2 células.

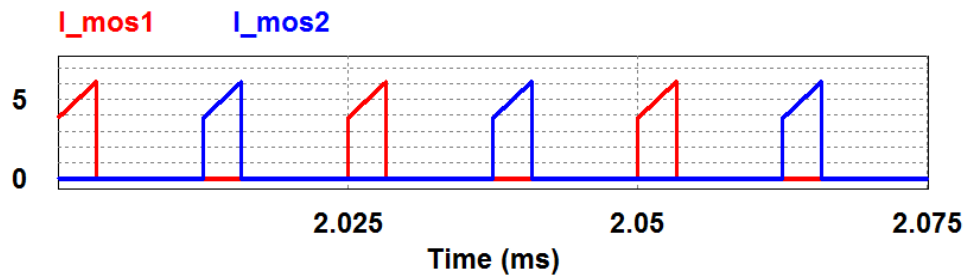


Fig. 2.10. Corrente em cada MOSFET do conversor de 2 células.

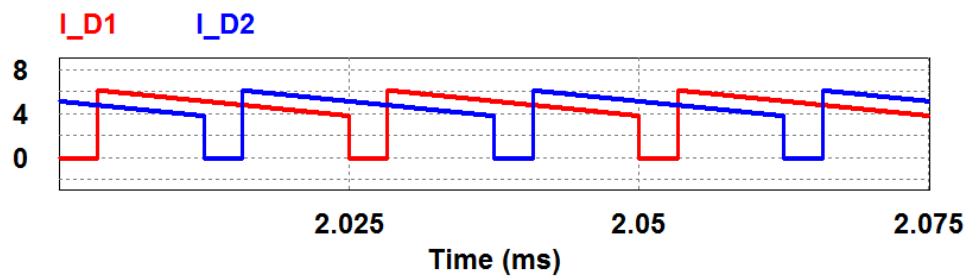


Fig. 2.11. Corrente em cada diodo do conversor de 2 células.

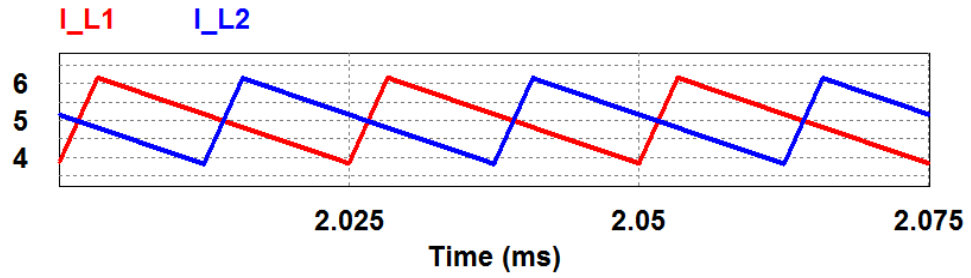


Fig. 2.12. Corrente em cada indutor do conversor de 2 células.

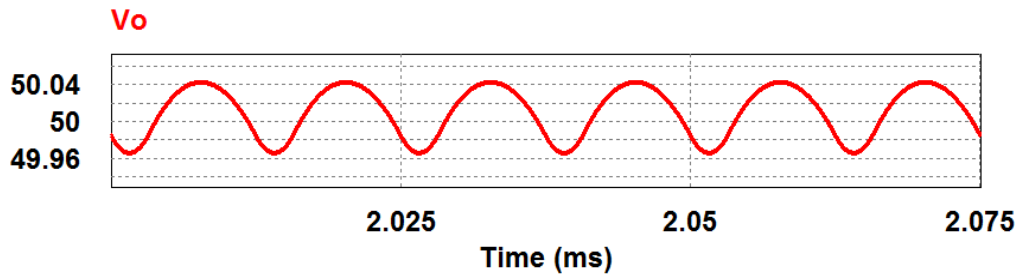


Fig. 2.13. Tensão na saída do conversor de 2 células.

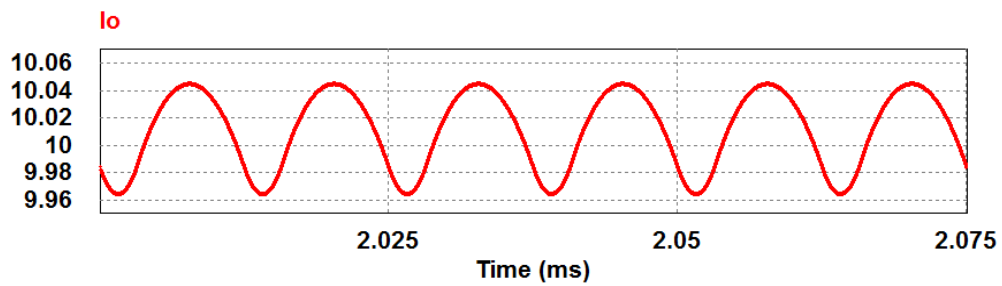


Fig. 2.14. Corrente na saída do conversor de 2 células.

Tabela 2.4. Perdas nos componentes quando o conversor *buck* de 2 células opera em condições nominais.

Parâmetro	Valor	Unidade
Perdas nos interruptores	2×0.664	W
Perdas nos diodos	2×6.51	W
Perdas nos indutores	2×10.214	W
Perdas no capacitor (Ideal)	0	W

Uma vez calculadas as perdas mediante simulação, pode-se também estimar a eficiência deste conversor. A Tabela 2.5 reúne essa informação como também a potência de entrada, saída e o valor de pico a pico de ondulação da tensão e corrente na saída. Pode ser constatado que o valor da eficiência neste caso (isto é, 93,51%) é significativamente superior

ao caso anterior de única célula, o que mostra a boa aplicabilidade do entrelaçamento de células quando o conversor processa elevados níveis de corrente.

Tabela 2.5. Parâmetros elétricos extraídos na simulação do conversor de 2 células

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência de entrada	535.448	W
Potência de saída	500.676	W
Eficiência do conversor	93.51%	-
Valor de pico a pico da tensão de ondulação na saída (ΔV_o)	0.0765	V
Valor de pico a pico da corrente de ondulação na saída (ΔI_o)	0.08	A

2.3. CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO DE 3 CÉLULAS

O circuito utilizado na simulação do conversor de 3 células é mostrado na Fig 2.15, sendo que os valores e características dos componentes foram mantidos os mesmos dos descritos anteriormente no conversor de 1 célula e de 2 células, exceto quanto ao valor da razão cíclica D que pôde ser alterado para 13.18% a fim de se alcançar os níveis de tensão, corrente e, conseqüentemente, de potência desejados na carga. O circuito de disparo dos MOSFETs é também mostrado na Fig. 2.16. Como os tempos de subida e descida na comutação dos interruptores são extremamente pequenos, essa razão cíclica baixa não afeta o perfeito funcionamento deste conversor. Foram simuladas as formas de onda da corrente drenada da fonte i_s , da corrente em cada interruptor i_{Mos1} , i_{Mos2} , i_{Mos3} , da corrente em cada diodo i_{D1} , i_{D2} , i_{D3} , da corrente em cada indutor i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , da tensão na saída do conversor V_o , e da corrente de saída do conversor I_o . Neste caso, também foram estimadas as perdas nos componentes, como é mostrado abaixo nas Fig. 2.17, Fig. 2.18, Fig. 2.19, Fig. 2.20 e na Tabela 2.6, respectivamente.

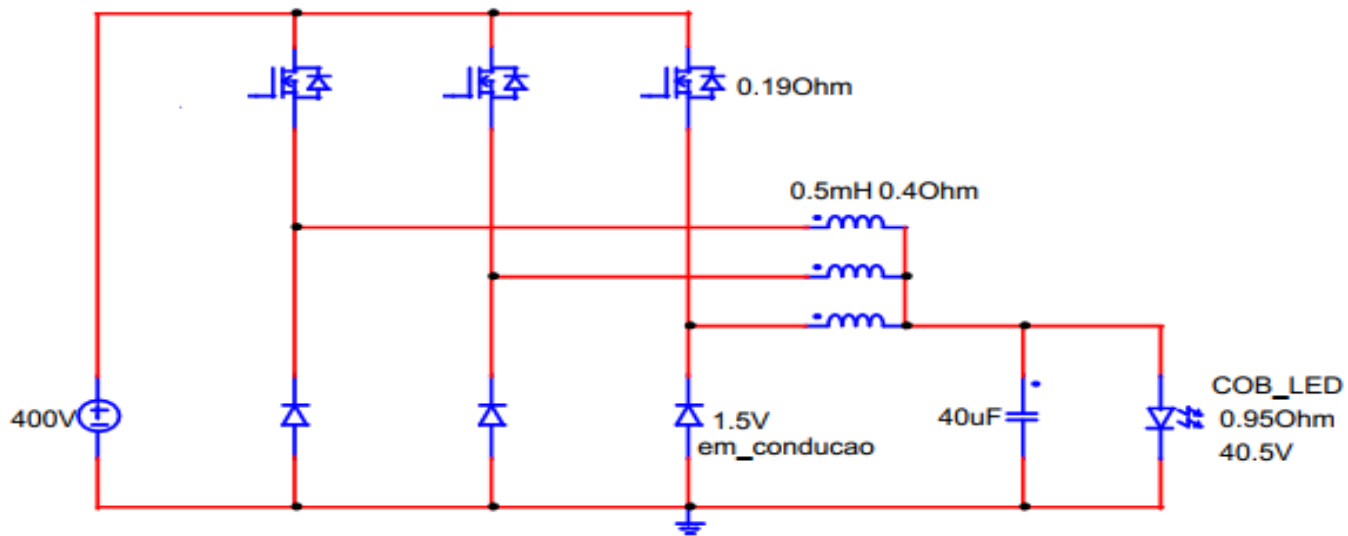


Fig. 2.15. Circuito utilizado na simulação do conversor de 3 células no *software* PSIM®

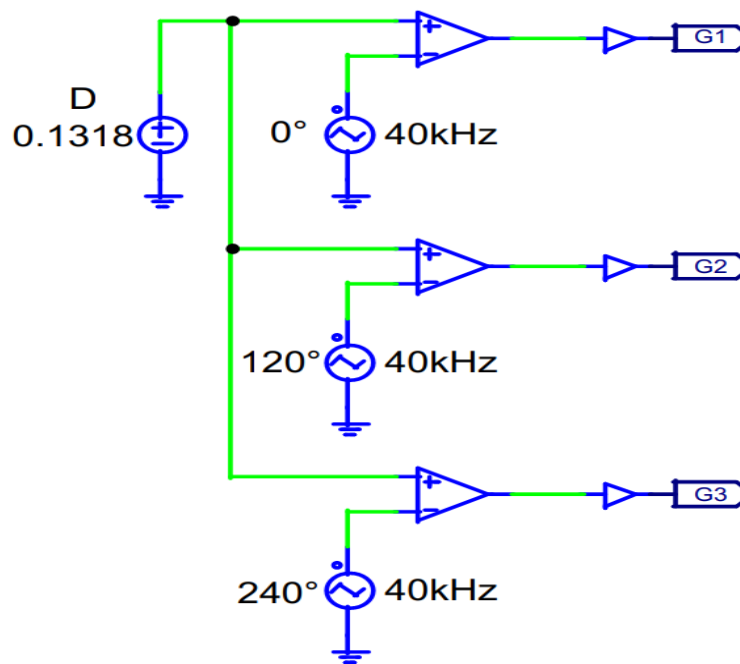


Fig. 2.16. Circuito de disparo do conversor de 3 células.

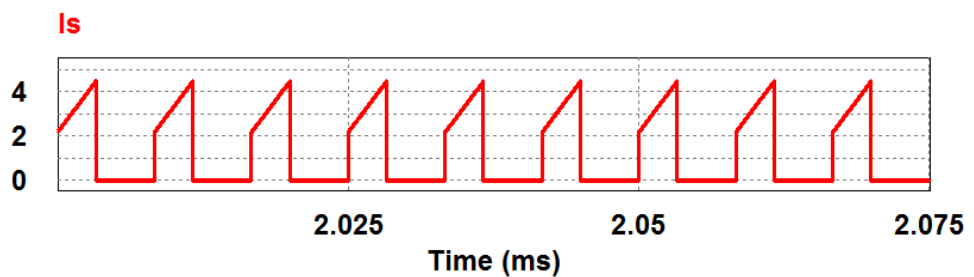


Fig. 2.17. Corrente drenada da fonte no conversor de 3 células.

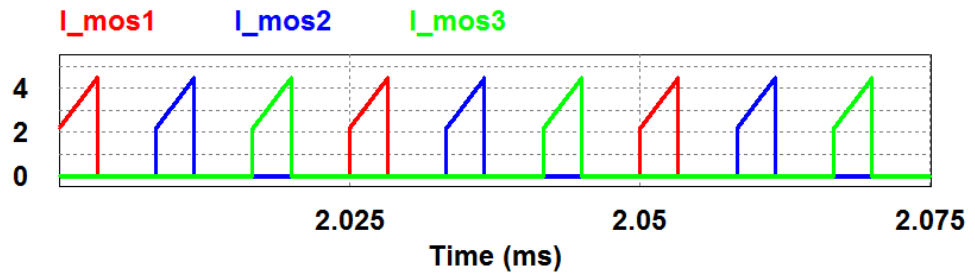


Fig. 2.18. Corrente em cada MOSFET do conversor de 3 células.

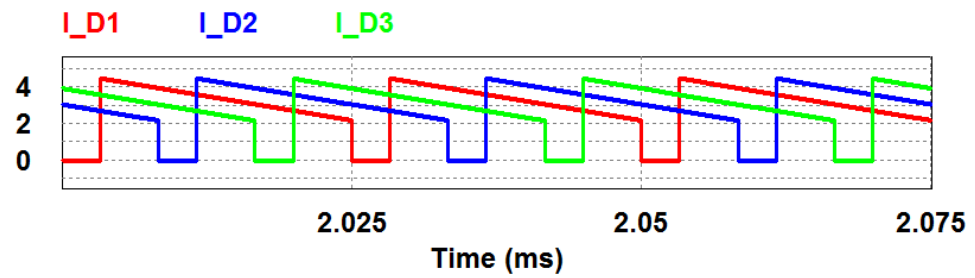


Fig. 2.19. Corrente em cada diodo do conversor de 3 células.

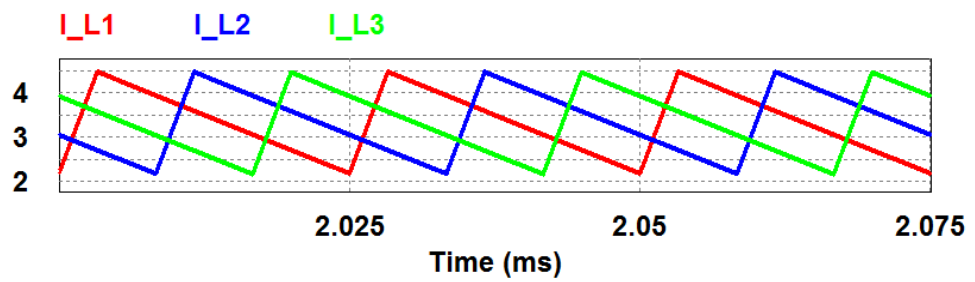


Fig. 2.20. Corrente em cada indutor do conversor de 3 células.

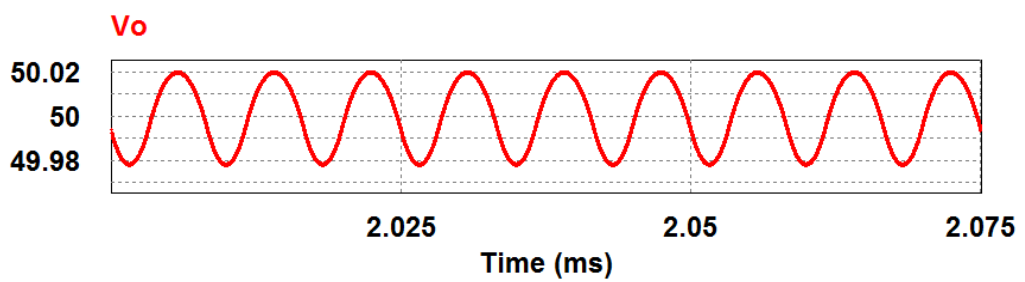


Fig. 2.21. Tensão na saída do conversor de 3 células.

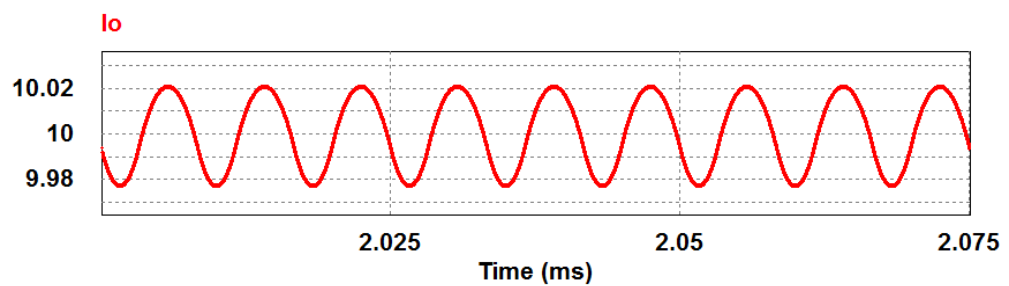


Fig. 2.22. Corrente na saída do conversor de 3 células.

Tabela 2.6. Perdas nos componentes quando o conversor de 3 células opera em condições nominais.

Parâmetro	Valor	Unidade
Perdas nos interruptores	3×0.304	W
Perdas nos diodos	3×4.352	W
Perdas nos indutores	3×4.63	W
Perdas no capacitor (Ideal)	0	W

Uma vez calculadas as perdas mediante simulação, pode-se também estimar a eficiência deste conversor. A Tabela 2.7. reúne essa informação como também a potência de entrada, saída e o valor de pico a pico da ondulação da tensão e corrente na saída. Pode-se constatar que a alternativa de 3 células entrelaçadas apresentou também bons resultados de eficiência (isto é, 94,73%). Porém, o aumento quando comparado à alternativa de 2 células não se mostrou tão significativo quanto o aumento se comparado à topologia convencional de única célula. Isso mostra que este valor de aumento na eficiência dos conversores *buck* entrelaçados tende a apresentar cada vez menor relação a medida que novas células sejam adicionadas à estrutura [1]. Assim, os conversores de 2 e 3 células ainda serão avaliados quanto ao seu comportamento de eficiência prática, de modo que a próximo capítulo irá avaliar o acionamento do COB LED utilizando os protótipos implementados nos dois casos. É importante mencionar que o capacitor de filtro utilizado nos casos analisados foi escolhido considerando ondulações mínimas na corrente que flui pelo COB LED, sendo que a Tabela 2.7 também mostra a diminuição neste parâmetro.

Tabela 2.7. Parâmetros elétricos extraídos na simulação do conversor de 3 células.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência de entrada	527.861	W
Potência de saída	500.041	W
Eficiência do conversor	94.73%	-
Valor de pico a pico da tensão de ondulação na saída (ΔV_o)	0.0416	V
Valor de pico a pico da corrente de ondulação na saída (ΔI_o)	0.04385	A

3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E AVALIAÇÃO COMPARATIVA

Como foi observado no capítulo anterior, os conversores de 2 e 3 células apresentaram eficiência satisfatória (isto é, maior que 90% em ambos os casos) ao se operar com elevada corrente de saída. O conversor de 3 células foi o que apresentou melhores resultados chegando a ter uma eficiência teórica de 94.73%. Não obstante, foram implementadas experimentalmente as estruturas de duas e três células para comparação com a teoria apresentada no capítulo anterior.

3.1. PROTÓTIPO DO CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO DE 2 CÉLULAS

O conversor *buck* entrelaçado de duas células foi implementado como *driver* do COB LED de alta corrente. O protótipo construído é o mostrado na Fig. 3.1, sendo que sua placa foi construída com trilhas de cobre suficientemente largas devido à alta corrente que flui pelas mesmas [16], [17]. As principais formas de onda relacionadas são mostradas a seguir, as quais foram extraídas do osciloscópio *Tectroniks* modelo DPO3014.

Os sinais de disparo de cada MOSFET foram implementados digitalmente utilizando o microcontrolador TIVA TM4C123GH da fabricante *Texas Instruments* [18]. Os *drivers* de acionamento, indicados na Fig. 3.1, são responsáveis por elevar o sinal de 3,3 V (do microcontrolador) para o nível de saturação V_{gs} (tensão *gate-source*) do MOSFET, isto é, em torno de 12 V, resultando assim, na correta comutação do dispositivo. Esses *drivers* de acionamento foram implementados em trabalhos passados do NIMO, detalhados em [19], de modo que a descrição completa será suprimida deste trabalho. As principais características deste *driver* são relacionadas à sua simplicidade e alta eficiência. Ele possui isolamento do sinal por meio do optoacoplador HCPL-3120 [20], sendo este CI também indicado para aplicações de elevadas correntes de pico. A sua tensão de alimentação é de 15 V, de forma que se faz necessária a utilização de um regulador de tensão CC-CC, isto é, o DCH010515S [21]. Este regulador possui relação entrada/saída de 5 V (nível obtido diretamente do terminal V_{cc} do microcontrolador) para 15 V, com alta eficiência e volume total reduzido [19]. No caso do conversor *buck* interleaved estudado, cada sinal gerado no microcontrolador necessita de um *driver* correspondente, o qual deve ser utilizado para acionamento de cada um dos MOSFETs.

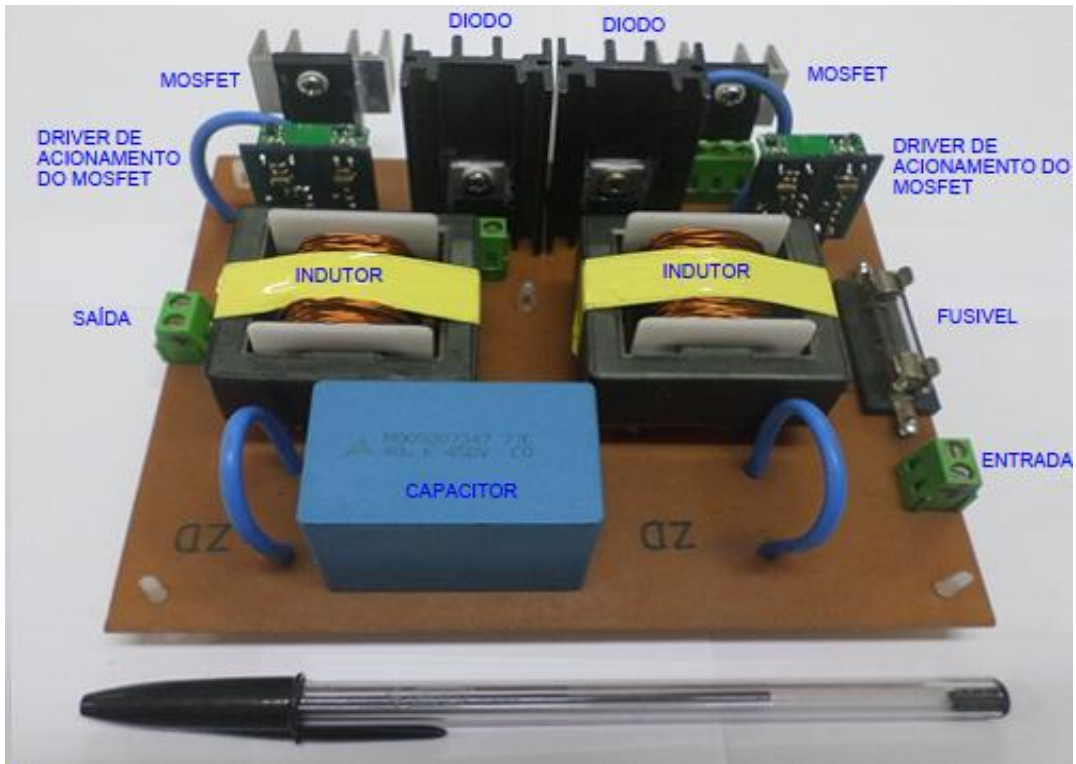


Fig. 3.1. Protótipo do conversor *buck* entrelaçado de 2 células utilizado como *driver* do COB LED de alta corrente.

Primeiramente, são mostradas as formas de onda nos interruptores. Na Fig. 3.2, são apresentadas as correntes e tensões nos MOSFETs cujos canais e escalas utilizados no osciloscópio foram:

- Canais 1 e 2 para as correntes com escala de 2.5 A.
- Canais 3 e 4 para as tensões com escala de 200 V.

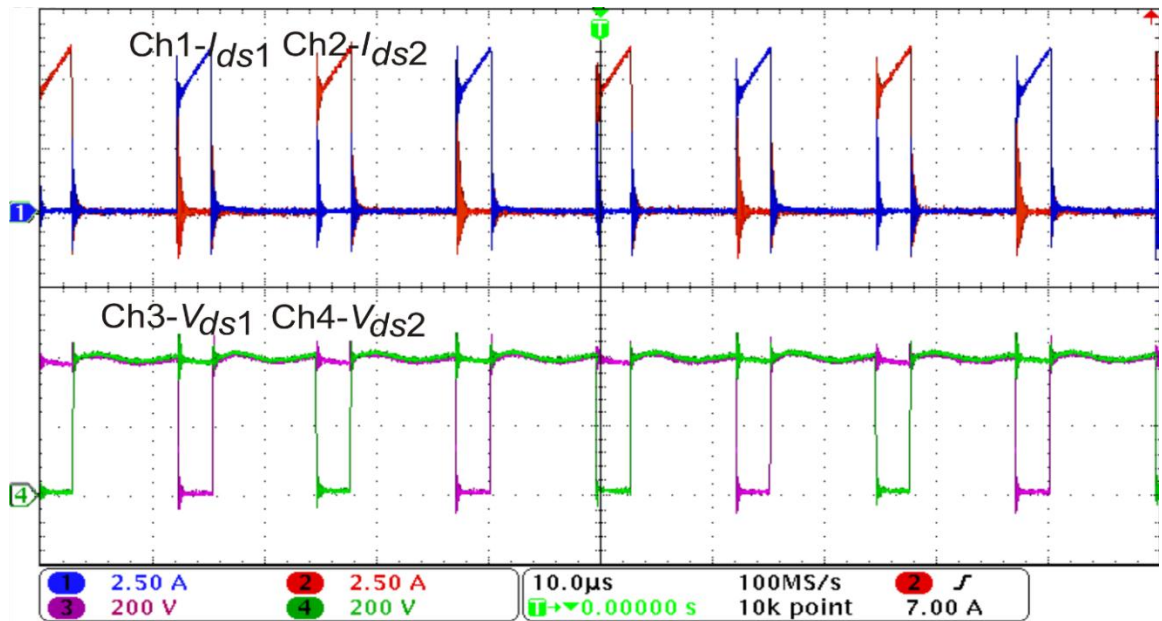


Fig. 3.2. Correntes e tensões nos MOSFETs para o conversor *buck* entrelaçado de 2 células.

Na Fig. 3.3 são mostradas as correntes e tensões nos diodos cujos canais e escalas utilizados no osciloscópio foram:

- Canais 1 e 2 para as correntes com escala de 2.5 A.
- Canais 3 e 4 para as tensões com escala de 200 V.

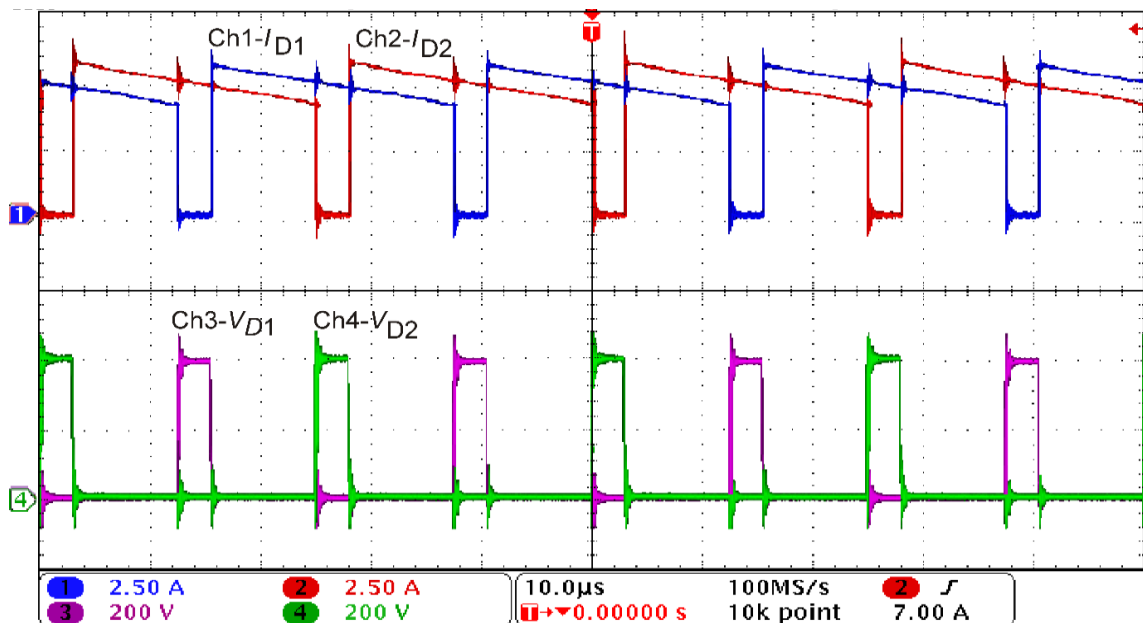


Fig. 3.3. Correntes e tensões nos diodos para o conversor *buck* entrelaçado de 2 células.

Pode ser observado que, em ambos os casos, foi obtido na prática um bom equilíbrio entre células, de modo que aproximadamente o mesmo nível de corrente flui por cada braço do conversor, proporcionando assim perdas aproximadamente iguais em cada componente.

A Fig. 3.4 apresenta as formas de onda das correntes nos indutores do conversor *buck* entrelaçado de 2 células. Aqui também pode ser observado um equilíbrio satisfatório entre as correntes que fluem em cada célula do conversor, sendo que o seu valor médio é de aproximadamente 5 A em cada elemento magnético, tal qual medido pelo osciloscópio. Adicionalmente, também são mostrados os pulsos de comando de *gate* dos MOSFETs, de modo que os períodos de carregamento dos indutores são equivalentes à largura de pulso empregada, os canais e escalas utilizados no osciloscópio nessas medições foram:

- Canais 1 e 2 para as correntes com escala de 1 A.
- Canais 3 e 4 para as tensões V_{gs} com escala de 10 V.

É importante enfatizar que dois fatores são essenciais para o perfeito equilíbrio entre as células, os quais devem ser aproximadamente idênticos, isto é, o projeto físico do indutor (com mesma quantidade de voltas e indutância total de cada elemento) e a largura de pulso aplicada ao interruptor controlado.

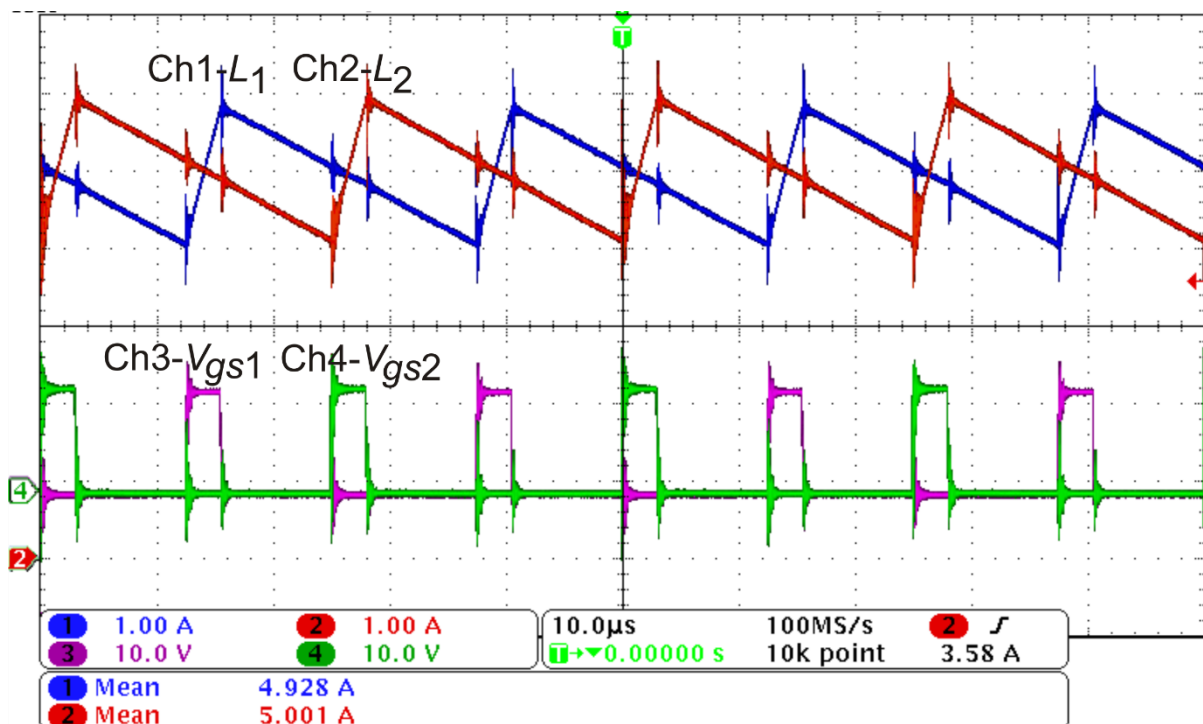


Fig. 3.4. Correntes nos indutores e tensões de disparo para o conversor *buck* entrelaçado de 2 células.

A tensão e corrente de saída no COB LED são mostradas na Fig. 3.5, de modo que a tensão média é de aproximadamente 50 V e a corrente média é 10 A. No caso do conversor de duas células, o *ripple* de alta frequência da corrente de saída calculado é de aproximadamente 0,1 A, de modo que se torna difícil a medição no osciloscópio devido ao mínimo valor de ondulação. Nesse caso, os canais e escalas utilizados no osciloscópio foram:

- Canal 2 para a corrente de saída com escala de 2.5 A.
- Canal 1 para a tensão de saída com escala de 10 V.

Não obstante, pela visualização apresentada com as formas de onda de saída, pôde-se constatar que o conversor foi capaz de operar com *ripple* mínimo utilizando um capacitor de 40 μ F, o qual possui característica de filme de elevada vida útil, compatível com a vida útil da luminária como um todo.

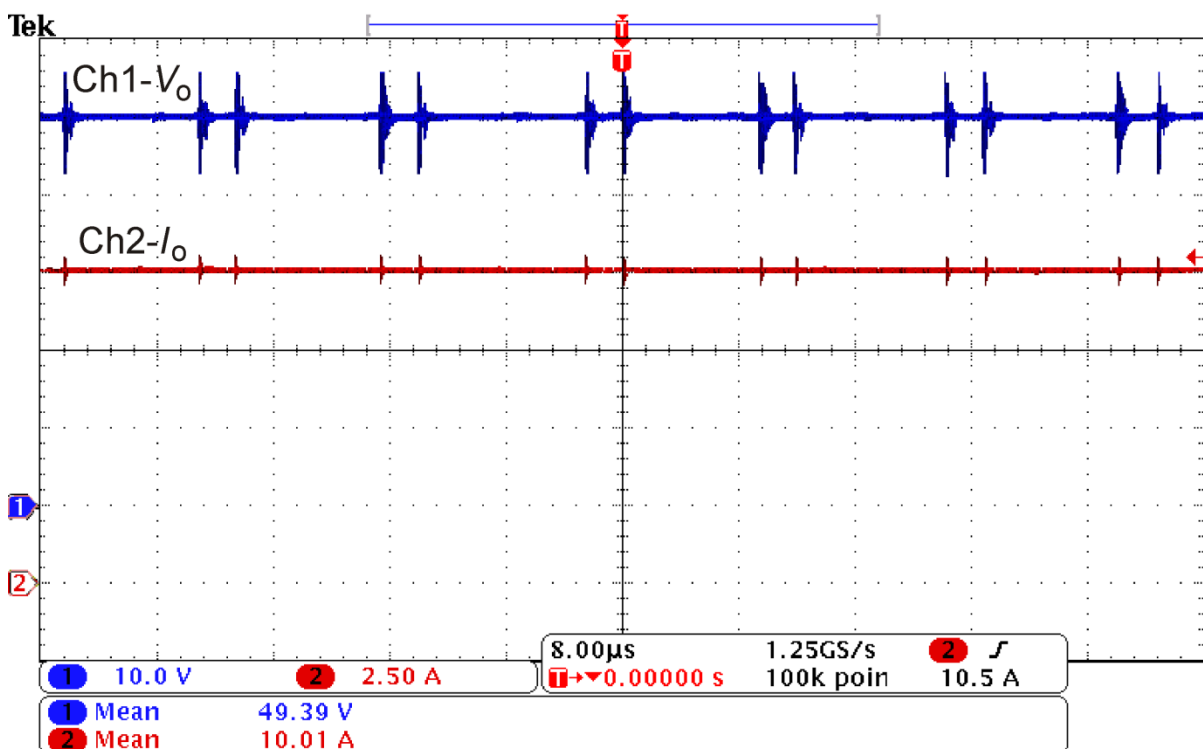


Fig. 3.5. Corrente e tensão de saída para o conversor *buck* entrelaçado de 2 células.

Como pode ser observado, o conversor de 2 células apresentou bons resultados chegando a uma eficiência de 93,48%, o que foi bem próximo do valor teórico simulado. Os valores da potência de entrada, potência de saída e eficiência foram obtidos com o Wattímetro YOKOGAWA WT-230, conforme é mostrado na Tabela 3.1.

Diante da potência que esse conversor processa (nesse caso, próximo a 500 W), e da natureza de seus componentes, os quais são construídos para suportar elevados níveis de corrente, ele se mostrou bem robusto não apresentando superaquecimento e desequilíbrio de corrente entre as células. Estes fatos o tornam ideal para aplicações em ambientes hostis e que exigem elevado fluxo luminoso como estádios, plataformas de petróleo, mineração, entre outros.

Tabela 3.1. Parâmetros elétricos extraídos experimentalmente do conversor *buck* entrelaçado de 2 células utilizando o Wattímetro YOKOGAWA WT-230.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência de entrada	528.41	W
Potência de saída	493,96	W
Eficiência do conversor	93.48%	-

3.2. PROTÓTIPO DO CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO DE 3 CÉLULAS

O conversor *buck* entrelaçado de 3 células também foi implementado como *driver* do COB LED de alta corrente. Seu protótipo é mostrado na Fig. 3.6, de forma que assim como no protótipo anterior, o mesmo foi construído com trilhas suficientemente largas por se tratar de um conversor que conduz alta corrente. As principais formas de onda relacionadas são então mostradas a seguir.

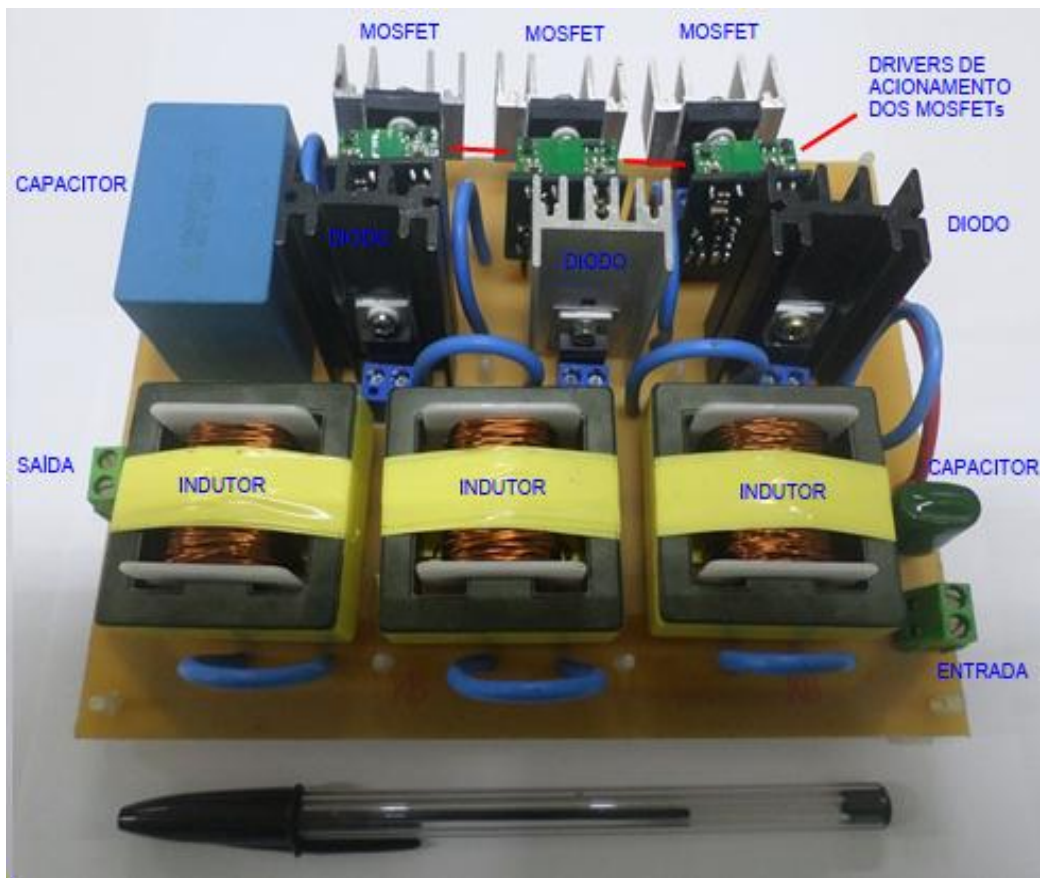


Fig. 3.6. Protótipo do conversor *buck* entrelaçado de 3 células utilizado como *driver* do COB LED de alta corrente.

Primeiramente, são mostradas as formas de onda nos interruptores. Na Fig. 3.7, são apresentadas as correntes e tensões nos MOSFETs cujos canais e escalas utilizados no osciloscópio foram:

- Canais 1, 2 e R2 para as correntes com escala de 2.5 A.
- Canais 3, 4 e R1 para as tensões com escala de 200 V.

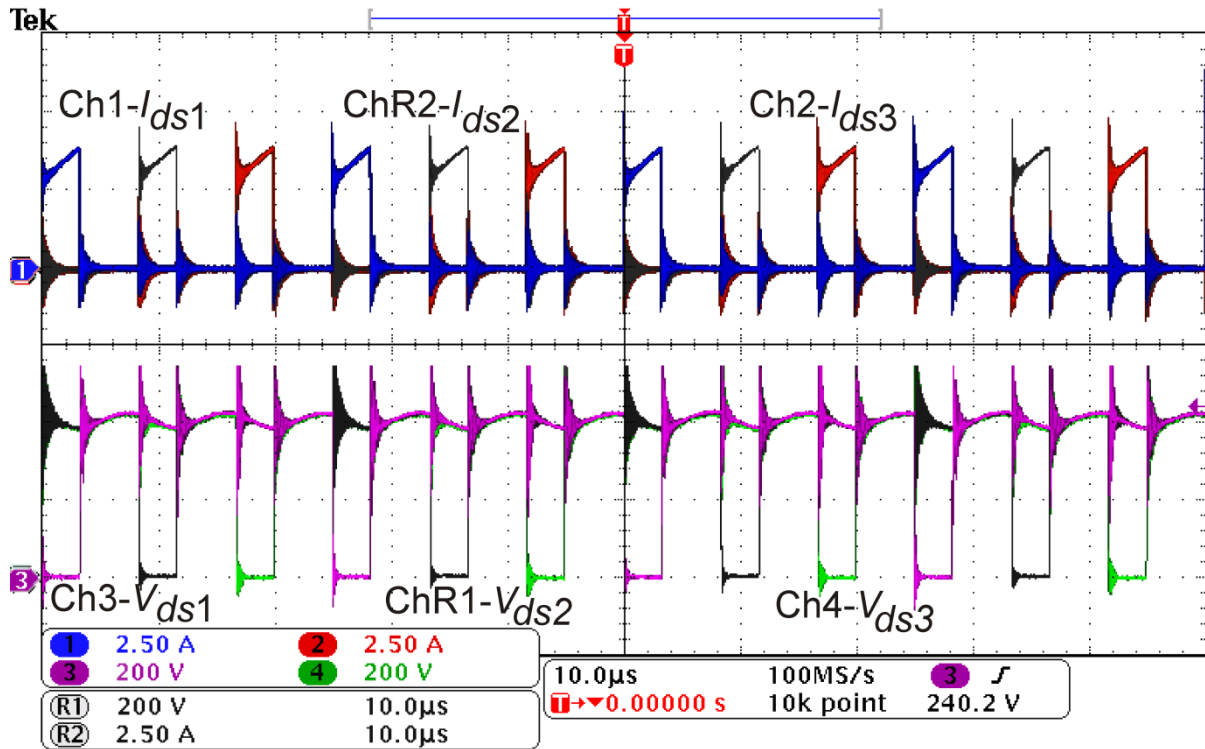


Fig. 3.7. Correntes e tensões nos MOSFETs para o conversor *buck* entrelaçado de 3 células.

Na Fig. 3.8, são mostradas as correntes e tensões nos diodos, cujos canais e escalas utilizados no osciloscópio foram:

- Canais 1, 2 e R2 para as correntes com escala de 2.5 A.
- Canais 3, 4 e R1 para as tensões com escala de 200 V.

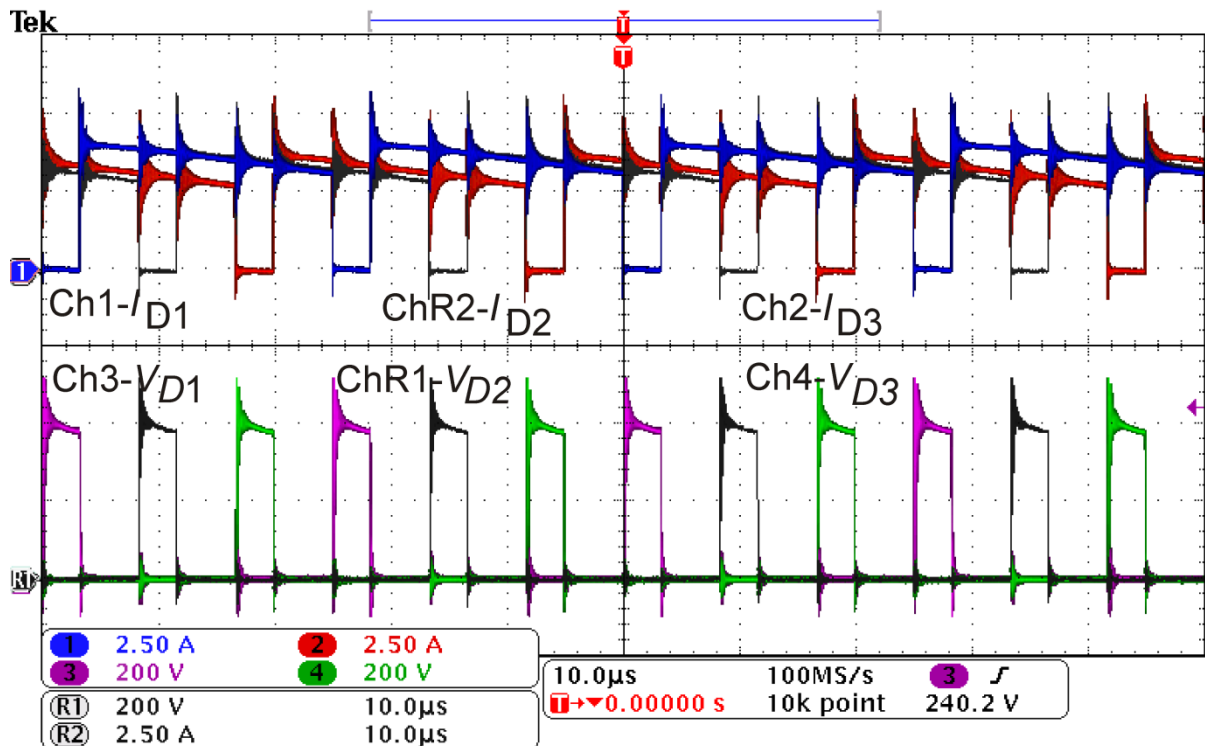


Fig. 3.8. Correntes e tensões nos diodos para o conversor *buck* entrelaçado de 3 células.

Pode ser observado que, em ambos os casos, foi obtido na prática um equilíbrio satisfatório entre as células, de modo que aproximadamente o mesmo nível de corrente flui por cada braço do conversor e proporciona perdas aproximadamente iguais em cada componente.

A Fig. 3.9 apresenta as formas de onda das correntes nos indutores do conversor *buck* entrelaçado de 3 células. Aqui também pode ser observado um equilíbrio satisfatório entre as correntes que fluem em cada célula do conversor, sendo que os seus valores médios em cada elemento magnético são de 3,52 A; 3,29 A e 3,19 A, valores esses extraídos das medições no osciloscópio.

Neste caso, um pequeno desequilíbrio entre correntes pôde ser observado, sendo ele devido às pequenas diferenças entre os valores das indutâncias reais medidas com o LCR meter (0,505 mH; 0,508 mH e 0,511 mH,) e, conseqüentemente, devido às diferenças das impedâncias de cada elemento magnético físico específico. Além disso, no protótipo deste conversor, as trilhas entre as células da PCB não apresentaram exatamente o mesmo comprimento, sendo que parte do desequilíbrio é também atribuído a esta diferença de impedância entre trilhas. Assim, o maior valor de corrente foi encontrado na célula que está mais próxima à fonte de tensão de entrada e o menor valor de corrente na célula que está mais distante à fonte de entrada. Adicionalmente, também são mostrados na Fig. 3.9 os pulsos de comando de *gate* dos MOSFETs, de modo que os períodos de carregamento dos indutores são equivalentes à largura de pulso empregada, os canais e escalas utilizados no osciloscópio foram:

- Canais 1, 2 e R2 para as correntes com escala de 1 A.
- Canais 3, 4 e R1 para as tensões V_{gs} com escala de 10 V.

Novamente, os dois fatores são essenciais para o perfeito equilíbrio entre células, os quais devem ser aproximadamente idênticos, isto é, o projeto físico do indutor (com mesmo número de voltas e indutância de cada elemento) e a largura de pulso aplicada ao interruptor controlado.

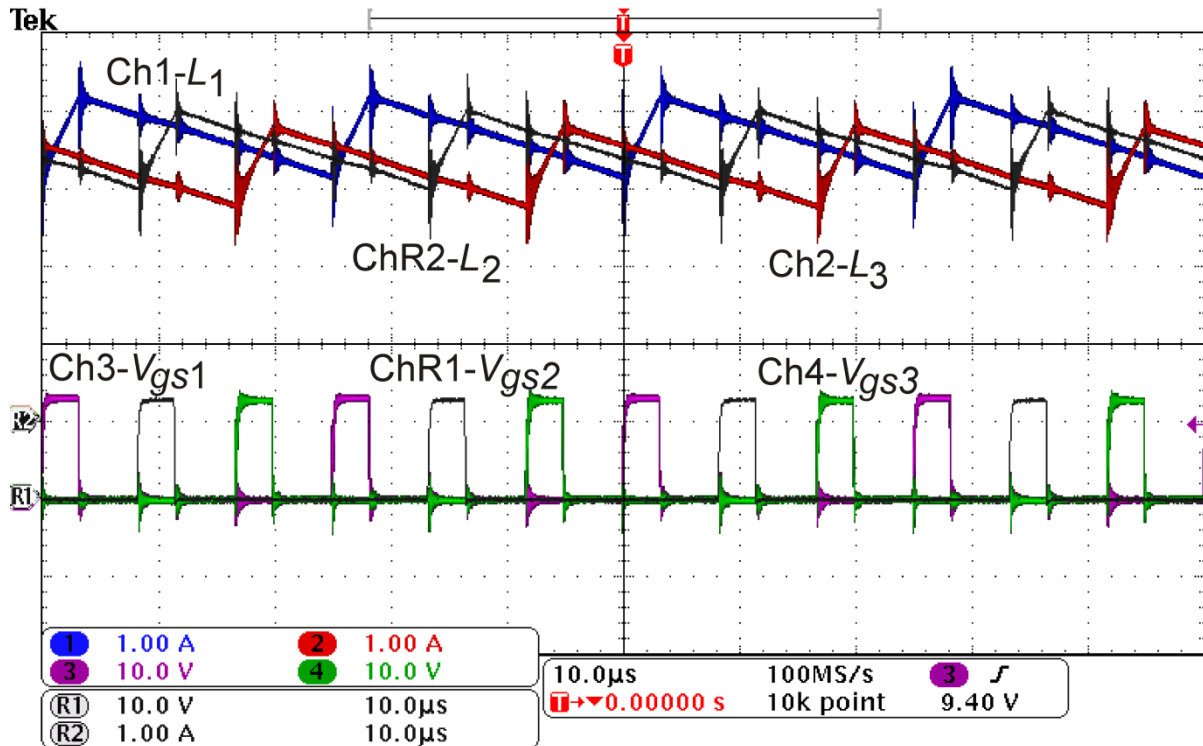


Fig. 3.9. Correntes nos indutores e tensões de disparo para o conversor *buck* entrelaçado de 3 células.

A tensão e corrente de saída no COB LED são mostradas na Fig. 3.10, de modo que a tensão média é de aproximadamente 50 V e a corrente média é 10 A. No caso deste conversor de três células, o *ripple* de alta frequência da corrente de saída é de aproximadamente 0,06 A, de modo que se torna difícil a medição no osciloscópio devido ao mínimo valor de ondulação, nesse caso os canais e escalas utilizados no osciloscópio foram:

- Canal 2 para a corrente com escala de 2.5 A.
- Canal 1 para a tensão com escala de 10 V.

Pela visualização apresentada com as formas de onda de saída, pode-se constatar que o conversor também foi capaz de operar com *ripple* mínimo, sendo que o mesmo capacitor de 40 μF foi utilizado. Este capacitor possui característica de filme de elevada vida útil, compatível com a vida útil da luminária como um todo.

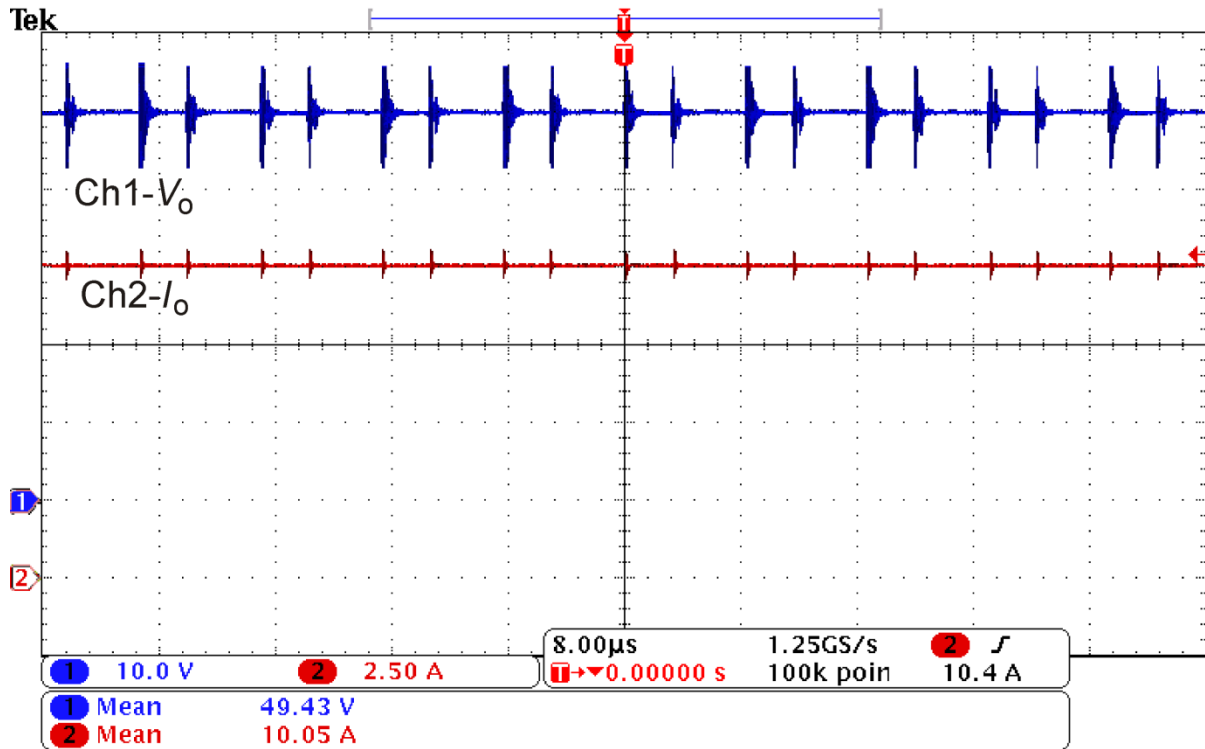


Fig. 3.10. Corrente e tensão de saída para o conversor *buck* entrelaçado de 3 células.

Como pode ser observado o conversor de 3 células também apresentou bons resultados chegando a ter uma eficiência de 94,41%, o que é bem próximo ao valor teórico encontrado mediante simulação computacional. Na implementação do protótipo, se fez necessário a confecção de uma placa com maiores dimensões se comparado ao conversor de 2 células, sendo esta uma consequência por apresentar um número maior de componentes no circuito de potência. Os resultados das potências de entrada, saída e eficiência experimental são mostrados na Tabela 3.2., as quais foram obtidas com o Wattímetro YOKOGAWA WT-230 para o conversor *buck* entrelaçado de 3 células.

Tabela 3.2. Parâmetros elétricos extraídos experimentalmente do conversor *buck* entrelaçado de 3 células utilizando o Wattímetro YOKOGAWA WT-230.

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência de entrada	523.58	W
Potência de saída	494.32	W
Eficiência do conversor	94.41%	-

Finalmente, pode ser apresentada uma tabela comparativa com as principais características de eficiência resultantes dos testes realizados com os conversores de 2 e 3

células, conforme mostrado a seguir. Assim, pode-se notar que os resultados teórico e experimental encontrados estão relativamente próximos e que, dessa forma, pôde ser confirmado que as perdas por condução são dominantes nestes tipos de aplicações em que elevadas correntes são requeridas.

Tabela 3.3. Eficiências teórica e experimental para os conversores *buck* entrelaçados estudados.

Tipo de conversor	Eficiência Teórica	Eficiência Experimental
Conversor <i>buck</i> de 2 células	93.51%	93,48%
Conversor <i>buck</i> de 3 células	94.73%	94,41%

4. CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Este trabalho se dedicou, de uma forma geral, ao estudo e avaliação dos conversores entrelaçados do tipo *buck* aplicados ao acionamento de luminárias que utilizam a tecnologia COB LED para aplicações de alta corrente. Foram analisados, de forma teórica e prática, conversores projetados para uma potência nominal de 500 W e corrente nominal de 10 A.

Inicialmente, pôde ser constatado que a estrutura *buck* convencional de única célula possui eficiência limitada quando utilizado neste tipo de aplicação, ficando abaixo de 90% nesse caso. De outro modo, analisando os resultados teóricos e práticos obtidos neste trabalho, pode-se concluir que ambos os *drivers* implementados, os quais utilizam topologias entrelaçadas, apresentaram níveis de eficiência satisfatórios ao se operar com elevadas correntes nominais. A eficiência do protótipo de 2 células ficou em 93,48% enquanto que, para o protótipo de 3 células, este valor chegou a 94,41%. Considerando que o *driver* de 2 células apresentou uma eficiência muito próxima àquela do conversor de 3 células e, além disso, ele necessita de um menor número de componentes que se traduzem em menores dimensões de PCB, não se justificaria o uso e o custo desses componentes sobressalentes. Nesse caso, deve-se pesar então qual premissa de projeto é primordial: o tamanho e custo final do protótipo, ou a maior porcentagem na eficiência de conversão.

A seguir, são mostradas as propostas de continuidade desse trabalho, para que, dessa forma, se possam representar todas as perdas envolvidas nestes conversores e não somente as perdas por condução nos elementos passivos do circuito. Sendo assim, podem ser consideradas as seguintes propostas de continuidade deste trabalho:

- Projeto e simulação não ideal de um conversor síncrono, ou seja, a substituição dos diodos das células por interruptores controlados (MOSFETs);
- Elaboração de simulações que incluam as perdas no núcleo dos indutores e consequente comparação prática;
- Elaboração de simulações utilizando “*thermal modules*” (ferramenta do *software* PSIM®) que incluam as perdas por comutação nos interruptores e consequente comparação prática.

REFERÊNCIAS

- [1] PEREIRA, D, C. “**Diodos emissores de luz integrados de alta potência (COB LEDs): caracterização e circuitos de acionamento**”. 140 ff. Exame de qualificação. UFJF. 2017.
- [2] FLIP CHIP OPTO, “**FCOpto – Starlite LED product catalogue**”, 2016a. Disponível em: <<https://goo.gl/mxWZtx>>. Acesso em: 10 ago. 2018.
- [3] CZYZEWSKI, D. “**Investigation of COB LED Luminance Distribution**”. Proc. IEEE Lighting Conference of the Visegrad Countries (Lumen V4), pp. 1-4, 2016.
- [4] FLIP CHIP OPTO, “**Apollo 600 datasheet**”, 2016c. Disponível em: <<https://goo.gl/CxkdGi>>. Acesso em: 10 ago. 2018.
- [5] Ashna, Joseph. Jebin, Francis. “**Design and simulation of two phase interleaved buck converter**”. Disponível em: <https://www.ijareeie.com/upload/2015/ncreee/2_PID126.pdf>. Acesso em: 10 ago. 2018.
- [6] HUANG, W.; LEHMAN, B. “**Analysis and verification of inductor coupling effect in interleaved multiphase dc-dc converters**”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, nº 7, pp. 5004-5017, 2016.
- [7] HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: AMGH, 2012.
- [8] RASHID, M. H. “**Power Electronics Handbook**”, Academic Press, 2001.
- [9] ERICKSON, R.; MAKSIMOVIC, D. “**Fundamentals of Power Electronics**”. 2. ed. [S.l.]: Springer, 2004.
- [10] MOHAN, N. “**Power Electronics: A First Course**”, John Wiley & Sons, Inc., 2012.

- [11] BARBI, I.; FONT, C. H.; ALVES, R. L. “**Projeto físico de indutores e transformadores**”, Universidade Federal de Santa Catarina, Instituto de eletrônica de potência – INEP, 2002. Disponível em: <<https://goo.gl/OM2Gk5>>. Acesso em: 10 ago. 2018.
- [12] F. L. TOFOLI, **Projeto físico de magnéticos**, Florianópolis, 2002
- [13] INFINEON, “**600V CoolMOS™ P6 Power Transistor IPx60R190P6 datasheet**”, 2015a. Disponível em: < https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPX60R190P6-DS-v02_01-en.pdf?fileId=db3a30433f2e70c5013f37c80e24240f > . Acesso em: 10 ago. 2018.
- [14] FAIRCHILD, “**15A, 400V - 600V Ultrafast Diodes datasheet**”, 2002. Disponível em: < <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/RURP1560.pdf>> . Acesso em: 10 ago. 2018.
- [15] TDK, “**Metallized Polypropylene Film Capacitors (MKP) datasheet**”, 2018. Disponível em:
<https://en.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/20/db/fc_2009/MKP_B32674_678.pdf>. Acesso em: 10 ago. 2018.
- [16] CIPELLI, A.C.V.; SANDRINI, V.J. “**Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos**”. 6. ed. São Paulo: Editora Erica, 1982.
- [17] BOYLESTAD, R. L. “**Introdução à Análise de Circuitos**”. 10. ed. São Paulo.: Pearson Prentice Hall, 2004.
- [18] TEXAS INSTRUMENTS, “**TMC4GH TIVA C Series**”. TI, 2018. Disponível em: <https://goo.gl/r8kVhF>.
- [19] MENDES, L. S. “**Desenvolvimento de Plataforma Compacta para Prototipagem de Conversores de Potência**”. Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Faculdade de Engenharia Elétrica, 2018.
- [20] AGILENT. “**Gate Driver Optocoupler HCPL-3120 datasheet**”. Agilent Inc., 2005.

[21] TEXAS INSTRUMENTS, “**DCH0105xxx, 1-W, 3-kV Isolated Unregulated dc-dc Converters**”. TI, 2006.

ANEXO A

Projeto Físico de Elementos Magnéticos [11]

O sucesso na construção e no perfeito funcionamento de um conversor estático está diretamente relacionado ao projeto adequado dos elementos magnéticos. O grande problema reside no fato que os indutores operando em alta frequência inserem no circuito de potência uma série de elementos parasitas, tais como: indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitâncias entre enrolamentos, capacitâncias entre espiras, entre outros.

Tais elementos parasitas se refletem em resultados indesejáveis no funcionamento do conversor, que tipicamente são picos de tensão nos semicondutores, aumento das perdas e emissão dos níveis de ruído (interferência eletromagnética conduzida e irradiada).

Escolha do núcleo Apropriado:

O núcleo e o carretel com perfil EE podem ser visualizados na Fig. A.1, sendo que A_e e A_w representam a área da seção transversal do núcleo e a área da janela do carretel, respectivamente.

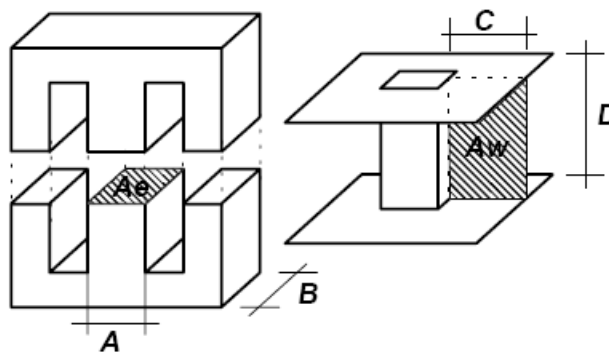


Fig. A.1. Núcleo e carretel do tipo EE.

O projeto físico do indutor é baseado nas leis de Ampère e Faraday:

$$\mathfrak{F} = \oint H \cdot dl = H \cdot l = N \cdot i \quad (\text{A.1})$$

sendo:

H – intensidade de campo magnético [A/m];

l – comprimento do condutor [m];

N – número de espiras;

i – corrente [A].

$$v(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (\text{A.2})$$

sendo:

$\Delta\Phi$ – variação de fluxo magnético.

É importante considerar também a relação volt-ampère no indutor e a relação entre indução magnética e campo magnético, dadas por (A.3) e (A.4), respectivamente:

$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (\text{A.3})$$

$$B = \mu_o \cdot H \quad (\text{A.4})$$

sendo:

L – indutância [H].

B – densidade de fluxo magnético [T].

μ_o – permeabilidade do vácuo.

Igualando (A.2) e (A.3), tem-se:

$$N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \Rightarrow N \cdot \Delta\phi = L \cdot \Delta i \quad (\text{A.5})$$

Além disso, a seguinte expressão é válida:

$$\Delta\phi = \Delta B \cdot Ae \quad (\text{A.6})$$

Considerando que a corrente no indutor $I_{L(pico)}$ é máxima, tem-se o máximo valor da densidade de fluxo magnético ($B_{m\acute{a}x}$). Substituindo-se (A.6) em (A.5), chega-se ao número de espiras de projeto:

$$N \cdot B_{\max} \cdot A_e = L \cdot I_{L(pico)} \Rightarrow N = \frac{L \cdot I_{L(pico)}}{B_{\max} \cdot A_e} \quad (\text{A.7})$$

A máxima densidade de corrente é dada por:

$$J_{\max} = \frac{N \cdot I_{L(ef.)}}{A_p} \quad (\text{A.8})$$

sendo:

A_p – área transversal do enrolamento de cobre [cm²].

$J_{m\acute{a}x}$ – máxima densidade de corrente [A/cm²].

É necessário definir o fator de ocupação do cobre dentro do carretel dado por k_w . O valor típico para a construção de indutores é 0,7, podendo variar de acordo com a aplicação.

Pode-se definir k_w como:

$$k_w = \frac{A_p}{A_w} \quad (\text{A.9})$$

Sendo assim, pode-se reescrever a expressão (A.8) como:

$$N = \frac{J_{\max} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{L(ef.)}} \quad (\text{A.10})$$

Igualando (A.7) e (A.10), define-se o valor do produto $A_e \cdot A_w$ necessário para a escolha do núcleo do indutor:

$$\frac{J_{\max} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{L(ef.)}} = \frac{L \cdot I_{L(pico)}}{B_{\max} \cdot A_e} \Rightarrow A_e A_w = \frac{L \cdot I_{L(pico)} \cdot I_{L(ef.)}}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot k_w} \cdot 10^4 [\text{cm}^4] \quad (\text{A.11})$$

sendo que o fator 10^4 é incluído para ajustar a unidade em cm^4 .

Entreferro:

A indutância depende diretamente do número de espiras e da relutância total do circuito magnético, conforme pode ser verificado na expressão (A.12).

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{total}} \quad (\text{A.12})$$

Sempre existirá uma oposição à passagem de fluxo em virtude da relutância, que pode ser calculada de acordo com:

$$\mathfrak{R}_{nucleo} = \frac{l_c}{\mu_{nucleo} \cdot A_e} \quad (\text{A.13})$$

sendo:

μ_{nucleo} – permeabilidade magnética do núcleo.

Considerando um entreferro de ar, a relutância adicionada por ser expressa por:

$$\mathfrak{R}_{entreferro} = \frac{l_{entreferro}}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (\text{A.14})$$

sendo:

$l_{entreferro}$ – comprimento do entreferro.

Considerando a relutância do entreferro muito maior que a relutância do núcleo, a expressão (A.12) pode ser reescrita como:

$$L = \frac{N^2}{R_{entreferro}} \quad (\text{A.15})$$

Substituindo (A.12) em (A.13), tem-se:

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} [\text{cm}] \quad (\text{A.16})$$

sendo que o fator 10^{-2} é incluído para ajustar a unidade em cm.

Cálculo da Seção Transversal dos Condutores:

Como o indutor é projetado para altas frequências, deve-se considerar o efeito pelicular que limita a área máxima do condutor a ser empregado. O raio de cada fio deve ser menor do que a profundidade de penetração dada pela expressão (A.17).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (\text{A.17})$$

sendo:

f_s – frequência de comutação.

Assim, o condutor utilizado não deve possuir o diâmetro superior a $2 \cdot \Delta$.

O cálculo da seção necessária para conduzir a corrente do enrolamento depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor, conforme pode ser verificado na expressão (A.18).

$$S_{condutor} = \frac{I_{L(ef.)}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (\text{A.18})$$

Para que o diâmetro do condutor não seja superior ao limite fixado, é necessário associar condutores em paralelo. Dessa forma pode-se conduzir a corrente sem superaquecimento dos fios condutores. O número de condutores é calculado por:

$$n_{condutores} = \frac{S_{condutor}}{S_{skin}} \quad (\text{A.19})$$

onde S_{skin} é a área do condutor escolhido.