

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Nelson da Silva Spode

**ANÁLISE EM REDUÇÃO DE PROCESSAMENTO REDUNDANTE DE ENERGIA
EM CONVERSORES DE DOIS ESTÁGIOS PARA ILUMINAÇÃO LED**

Santa Maria, RS, Brasil
2018

Nelson da Silva Spode

**ANÁLISE EM REDUÇÃO DE PROCESSAMENTO REDUNDANTE DE ENERGIA
EM CONVERSORES DE DOIS ESTÁGIOS PARA ILUMINAÇÃO LED**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de sistemas de iluminação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa

Coorientador: Prof. Dr. Douglas Camponogara

Santa Maria, RS, Brasil
2018

Spode, Nelson da Silva
ANÁLISE EM REDUÇÃO DE PROCESSAMENTO REDUNDANTE DE
ENERGIA EM CONVERSORES DE DOIS ESTÁGIOS PARA ILUMINAÇÃO
LED / Nelson da Silva Spode.- 2018.
103 p.; 30 cm

Orientador: Marco Antônio Dalla Costa
Coorientador: Douglas Camponogara
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2018

1. Redução de Processamento Redundante de Energia 2.
Diodos Emissores de Luz 3. Conversor Forward 4.
Conversor Flyback 5. Conversor Boost I. Dalla Costa,
Marco Antônio II. Camponogara, Douglas III. Título.

© 2018

Todos os direitos autorais reservados a Nelson da Silva Spode. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Endereço: Rua Anita Garibaldi, n. 26, Bairro Itararé, Santa Maria, RS. CEP: 97045-040
Fone (55) 9-9933-6093; E-mail: nspode@yahoo.com.br

Nelson da Silva Spode

**ANÁLISE EM REDUÇÃO DE PROCESSAMENTO REDUNDANTE DE ENERGIA
EM CONVERSORES DE DOIS ESTÁGIOS PARA ILUMINAÇÃO LED**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de sistemas de iluminação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 31 de Julho de 2018:



Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)

Presidente/Orientador



Douglas Camponogara, Dr. (UFSM)

Coorientador



Jonas Roberto Tibola, Dr. (UFSM)



Juliano de Pelegrini Lopes, Dr. (UTFPR)

(Videoconferência)

Santa Maria, RS, Brasil
2018

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha esposa, Graziela Mezzomo Spode e a meus filhos, Nelson Mezzomo Spode e Leonardo Mezzomo Spode por serem o real significado da minha vida, além da inspiração e suporte, servindo de energia para que eu pudesse superar os desafios da vida.

À minha mãe e pai, Clarinda Rocha da Silva e Nelson Abano Spode e demais familiares, amigos e colegas de faculdade pelo apoio e momentos de alegria, fundamentais para tornar o trabalho menos laborioso.

Ao Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa, pelos ensinamentos, estímulo e amizade dedicados durante o desenrolar das atividades de mestrado.

Aos colegas e amigos da empresa Zagonel. Em especial, Roberto Zagonel, Rodrigo Zagonel, Françoart Valdameri, Jones Defaveri, Ismael Scatolin, Theyllor H. Oliveira, Daniel Riffel, Aldair Wontroba, Luciano S. Silveira e Filipe Carloto.

A todos os colegas do GEDRE, pelo ambiente inspirador, em especial ao colega de pós-graduação Renan Duarte, pela ajuda em diversas situações no laboratório. Ao Prof. Douglas Camponogara pelo suporte e ajuda na concepção deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria, pela qualidade do ensino público e gratuito, e a todos os professores e servidores que fizeram parte de alguma forma para a minha formação.

A todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho, e não estão aqui nominalmente citados.

*“Para nós os grandes homens não são aqueles que resolveram os problemas,
mas aqueles que os descobriram”*

Albert Schweitzer

RESUMO

ANÁLISE EM REDUÇÃO DE PROCESSAMENTO REDUNDANTE DE ENERGIA EM CONVERSORES DE DOIS ESTÁGIOS PARA ILUMINAÇÃO LED

AUTOR: NELSON DA SILVA SPODE

ORIENTADOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

Este trabalho apresenta a análise matemática, simulação e testes práticos dos conversores isolados *forward* e *flyback*, em relação às suas potencialidades na realização do conceito da redução de processamento redundante de energia, ou simplesmente R^2P^2 , acrônimo em língua inglesa para “*Reduced Redundant Power Processing*”. A publicação da portaria nº 20 do INMETRO estabeleceu uma série de requisitos técnicos para sistemas de iluminação à base de LEDs. Dentre outras exigências, destaca-se a necessidade de cumprir a norma IEC 61000-3-2 Classe C, que estabelece limites ao conteúdo harmônico da corrente de entrada e fator de potência, bem como o atendimento a CISPR15, que regulamenta limites para interferências eletromagnéticas. Estas exigências, e em especial eficiências luminosas mínimas, abrem espaço para a utilização do conceito de R^2P^2 por permitir, teoricamente, melhorias na eficiência do conversor de dois estágios, além de reduções no tamanho físico e possivelmente custo. Dentre as configurações básicas possíveis do conceito R^2P^2 , o tipo I-IIIB é o único que permite reduzir a quantidade de reprocessamento sem degradar o fator de potência, visto que nesta configuração, o estágio de correção de fator potência processa a totalidade da energia proveniente da rede elétrica e o segundo estágio controla a energia entregue à carga, processando apenas uma parcela da energia proveniente do estágio PFC. De acordo com (SPIAZZI, 2016), diversos autores têm publicado melhorias na eficiência de conversores que utilizam o conceito de maneira equivocada. O conversor *buck-boost* seria o único conversor não isolado que poderia ser conectado na configuração I-IIIB por apresentar tensão de saída com polaridade invertida em relação à entrada. Uma análise mais minuciosa mostra que o conversor *buck-boost* em configuração I-IIIB é equivalente a um conversor *boost* processando a totalidade da energia, portanto uma implementação equivocada do conceito R^2P^2 . A implementação da configuração I-IIIB exige o uso de conversores isolados. Uma análise matemática, considerando as perdas por condução nos principais elementos de circuito presentes nos conversores *forward* e *flyback* é feita de maneira normalizada em relação ao conversor *boost*, e demonstra que é teoricamente possível atingir eficiências superiores às obtidas na contraparte *boost*. Os conversores isolados apresentam degradação acentuada das suas eficiências individuais quando processando pequenas parcelas de energia, em função da forma de interconexão I-IIIB, o que acaba por prejudicar o efeito da configuração R^2P^2 . Uma vez conhecidas as eficiências dos conversores em comparação, é possível calcular a quantidade máxima de energia que pode ser processada para que haja melhorias de eficiência. Os testes realizados, tanto por simulação, quanto por meio da construção de protótipos demonstram que somente pequenas melhorias em eficiência são possíveis de se obter, frente a contraparte *boost*. Por outro lado, menores esforços de tensão em componentes como capacitor de saída e diodos foram observados. Aspectos como redução de tamanho físico, custo e confiabilidade, se apresentam como fatores adicionais a serem levados em conta na escolha da arquitetura R^2P^2 I-IIIB como opção para projetos de *drivers* para LED.

Palavras-chave: Redução de Processamento Redundante de Energia; R2P2; Eficiência; Diodos Emissores de Luz. Redução de Capacitância.

ABSTRACT

ANALISYS IN REDUCED REDUNDANT POWER PROCESSING IN TWO STAGES CONVERTERS FOR LED LIGHTING

AUTHOR: NELSON DA SILVA SPODE
ADVISOR: MARCO ANTÔNIO DALLA COSTA

This work presents mathematics analysis, simulation and experimental results for two of the isolated converters, the *forward* and *flyback*, related to its potential concerning the realization of the *reduced redundant power processing*, or simply, R^2P^2 . A publication from INMETRO establishes a series of technical requirements for LED based lighting systems. Some of the requirements are the compliance with IEC 61000-3-2 C Class, which limits the harmonic distortion for input current and, consequently, the power factor, as well as the compliance with CISPR15, which regulates the limits for electromagnetic interferences. These requirements, in special minimal luminous efficacy, suggest the use of R^2P^2 concept, because it can, theoretically, improve two stages *drivers'* efficiency, and leads to reduction in size. Among the possible R^2P^2 basic configurations, the I-IIIB is the only one able to reduce the amount of reprocessed energy without degradation of power factor and THD. In this configuration, the power factor correction stage processes the entire input power and the second stage controls the energy to be delivered to the load and processes only a small fraction of the power supplied by the PFC stage. According to (SPIAZZI, 2016), many papers have been published and presented efficiency improvements in converters using the concept of R^2P^2 in a wrong way. The *buck-boost* converter would be the only non-isolated converter that could be connected in I-IIIB configuration due to the inverted output voltage. A meticulous analysis shows that a *buck-boost* converter in I-IIIB configuration is, in fact, equivalent to a *boost* converter processing total output power, so it is a wrong implementation of R^2P^2 concept. The R^2P^2 implementation requires an isolated converter. A mathematical analysis, considering the conduction loss in circuit elements of *forward* and *flyback* converters is done normalized with respect to the *boost* converter processing all the load power and shows that it is theoretically possible to achieve better efficiency than a counterpart *boost*. The studies of cases presented here show that the isolated converters' efficiencies are degraded when processing small energy due to the I-IIIB interconnection, and this affects R^2P^2 theoretical benefits. Once the converters' individual efficiencies are known, it is possible to calculate the maximum amount of energy that can be processed to achieve an increasing in efficiency. The executed tests, by simulation or by experimental prototypes, showed that only small improvements in efficiency are possible to achieve, on the other hand, smaller voltage stresses in components like output capacitors and diodes leads to advantages like smaller sizes or increased life cycles. Other aspects like reduction of overall converter size, cost and reliability could be taken into account to choose the R^2P^2 I-IIIB as an option for LED *drivers*.

Keywords: Reduced Redundant Power Processing; R^2P^2 ; Efficiency; Light Emitting Diode; Capacitances Reduction.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1 - Fluxo de Potência em R^2P^2 (a) Tipo I-I. (b)Tipo I-II. (c)Tipo I-III. (d)Tipo II-III. | 20 |
| Figura 2 - Conversor genérico em configuração R^2P^2 I-IIIIB | 22 |
| Figura 3 - Configuração R^2P^2 I-IIIIB usando topologia <i>buck-boost</i> | 24 |
| Figura 4 - Topologia <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB redesenhado mostrando sua equivalência ao conversor <i>boost</i> | 25 |
| Figura 5 - Tensão no capacitor <i>boost</i> nas configurações tradicional e alternativa | 26 |
| Figura 6 - Corrente no indutor - <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB e <i>boost</i> | 27 |
| Figura 7 - Tensão MOSFET - <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB e <i>boost</i> | 27 |
| Figura 8 - Tensão no capacitor - <i>buck-boost</i> R^2P^2 e <i>boost</i> | 27 |
| Figura 9 - Corrente no capacitor - <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB e <i>boost</i> | 28 |
| Figura 10 - Tensão na carga - <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB e <i>boost</i> | 28 |
| Figura 11 - Corrente no indutor - <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB e <i>boost</i> com ondulação em V_g | 29 |
| Figura 12 - Corrente no MOSFET - <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB e <i>boost</i> com ondulação em V_g | 30 |
| Figura 13 - Tensão no capacitor - <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB e <i>boost</i> com ondulação em V_g | 30 |
| Figura 14 - Corrente no capacitor - <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB e <i>boost</i> com ondulação em V_g | 30 |
| Figura 15 - Conversor <i>forward</i> em configuração R^2P^2 I-IIIIB | 34 |
| Figura 16 - Conversor <i>boost</i> (contraparte) | 34 |
| Figura 17 - Aproximação de valor eficaz trapezoidal por retângulo | 37 |
| Figura 18 - Circuito simulado - conversor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB | 38 |
| Figura 19 - Circuito simulado - conversor <i>boost</i> | 38 |
| Figura 20 - V_g aparece em série com o capacitor <i>forward</i> na saída | 42 |
| Figura 21 - Correntes indutor <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> $V_g=90V$ | 43 |
| Figura 22 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> com $V_g=70V$ | 44 |
| Figura 23 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> com $V_g=80V$ | 44 |
| Figura 24 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> com $V_g=90V$ | 44 |
| Figura 25 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs diodo <i>boost</i> com $V_g=70V$ | 45 |
| Figura 26 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs diodo <i>boost</i> com $V_g=80V$ | 45 |
| Figura 27 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs diodo <i>boost</i> com $V_g=90V$ | 46 |
| Figura 28 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> com $n=0,25$ | 49 |
| Figura 29 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> com $n=0,333$ | 49 |
| Figura 30 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> com $n=0,50$ | 49 |
| Figura 31 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> com $n=1$ | 50 |
| Figura 32 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> com $n=2$ | 50 |
| Figura 33 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs diodo <i>boost</i> com $n=0,25$ | 51 |
| Figura 34 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs diodo <i>boost</i> com $n=0,33$ | 51 |
| Figura 35 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs diodo <i>boost</i> com $n=0,50$ | 51 |
| Figura 36 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs diodo <i>boost</i> com $n=1$ | 52 |
| Figura 37 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs diodo <i>boost</i> com $n=2$ | 52 |
| Figura 38 - (a) <i>forward</i> com enrolamento de desmagnetização. (b) Desmagnetização RCD | 53 |
| Figura 39 - Etapa de desmagnetização com enrolamento auxiliar | 54 |
| Figura 40 - Etapas de desmagnetização por circuito RCD. (a) $0 \leq t < DT_s$. (b) $DT_s \leq t < t_m$. (c) $t_m \leq t < Ts$ | 57 |
| Figura 41 - Conversor <i>flyback</i> em configuração R^2P^2 I-IIIIB | 58 |
| Figura 42 - Conversor <i>boost</i> (contraparte) | 58 |
| Figura 43 - Aproximação de valor eficaz trapezoidal por retângulo (<i>flyback</i>) | 62 |

| | |
|---|----|
| Figura 44 - Circuito simulado - conversor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B | 64 |
| Figura 45 - Circuito simulado - conversor <i>boost</i> | 64 |
| Figura 46 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $n=0,25$ | 67 |
| Figura 47 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $n=0,33$ | 67 |
| Figura 48 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $n=0,50$ | 67 |
| Figura 49 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $n=1$ | 68 |
| Figura 50 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $n=2$ | 68 |
| Figura 51- Formas de onda das correntes nos diodos <i>flyback</i> e <i>boost</i> , $V_g=70$ e $n=0,5$ | 68 |
| Figura 52 - Formas de onda de tensão nos diodos <i>flyback</i> e <i>boost</i> com $n=0,50$ | 69 |
| Figura 53 - Formas de onda de tensão nos diodos <i>flyback</i> e <i>boost</i> com $n=1$ | 69 |
| Figura 54 - Formas de onda de tensão nos diodos <i>flyback</i> e <i>boost</i> com $n=2$ | 70 |
| Figura 55 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $V_g=70V$.73 | |
| Figura 56 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $V_g=80V$.73 | |
| Figura 57 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $V_g=90V$.73 | |
| Figura 58 - Formas de onda MOSFET e indutor <i>flyback</i> R^2P^2 I-III B vs <i>boost</i> com $V_g=100V$.74 | |
| Figura 59 - Esquema de ligação R^2P^2 I-III B | 75 |
| Figura 60 – Fotos dos protótipos implementados: (a) <i>forward</i> em configuração R^2P^2 I-III B. (b)contraparte <i>boost</i> com processamento total de energia. (c) <i>flyback</i> em configuração R^2P^2 I-III B..... | 81 |
| Figura 61 - Circuito do protótipo <i>forward</i> $n=1$ | 83 |
| Figura 62 - Circuito do protótipo <i>forward</i> $n=0,5$ | 84 |
| Figura 63 - Protótipo conversor <i>flyback</i> $n=0,5$ | 86 |
| Figura 64 - Gráfico dos rendimentos dos conversores individualmente. | 89 |
| Figura 65 – Gráfico comparativo dos conversores em R^2P^2 vs <i>boost</i> | 91 |
| Figura 66 - Formas de onda - V_{DS} , corrente no MOSFET e corrente no indutor <i>forward</i> $n=1$ 94 | |
| Figura 67 - Formas de onda - diodos de saída <i>forward</i> $n=1$ | 95 |
| Figura 68 - Formas de onda - V_{DS} , tensão na carga e corrente no indutor <i>forward</i> $n=0,5$ | 95 |
| Figura 69 - Formas de onda - diodos de saída <i>forward</i> $n=0,5$ | 96 |
| Figura 70 - Formas de onda - <i>flyback</i> $n=0,5$ | 96 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 1 - Parâmetros de simulação para comparação de <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> | 26 |
| Tabela 2 - Principais resultados de simulação <i>buck-boost</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> | 31 |
| Tabela 3 - Parâmetros de simulação <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> | 39 |
| Tabela 4 - Resultados de simulação <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> variando-se <i>M</i> | 41 |
| Tabela 5 - Resultados de simulação <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> variando-se <i>n</i> | 47 |
| Tabela 6 - Parâmetros dos circuitos simulados | 63 |
| Tabela 7 - Resultados de simulação <i>flyback</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> variando-se <i>n</i> | 65 |
| Tabela 8 - Resultados de simulação <i>flyback</i> R^2P^2 I-IIIIB vs <i>boost</i> variando-se <i>M</i> | 71 |
| Tabela 9 - Comparativo de rendimentos e máximo reprocessamento de energia | 77 |
| Tabela 10 – Detalhes construtivos do indutor <i>forward/boost</i> | 82 |
| Tabela 11 – Detalhes construtivos do transformador <i>forward</i> <i>n</i> =1 | 84 |
| Tabela 12 - Detalhes construtivos do transformador <i>forward</i> <i>n</i> =0,5..... | 85 |
| Tabela 13 – Parâmetros de projeto do circuito de desmagnetização <i>RCD</i> | 85 |
| Tabela 14 - Dados do indutor <i>flyback</i> <i>n</i> =0,5 | 87 |
| Tabela 15 - Resultados de medição conversor <i>boost</i> | 88 |
| Tabela 16 - Resultados de medição conversor <i>forward</i> <i>n</i> =1..... | 88 |
| Tabela 17 - Resultados de medição conversor <i>forward</i> <i>n</i> =0,5..... | 88 |
| Tabela 18 - Resultados de medição conversor <i>flyback</i> <i>n</i> =0,5..... | 89 |
| Tabela 19 - Resultados de medições <i>forward</i> R^2P^2 <i>n</i> =1 | 90 |
| Tabela 20 - Resultados de medições <i>forward</i> R^2P^2 <i>n</i> =0,5 | 90 |
| Tabela 21 - Resultados de medições <i>flyback</i> R^2P^2 <i>n</i> =0,5..... | 91 |
| Tabela 22 – Comparativos <i>forward</i> <i>n</i> =1 vs <i>boost</i> | 92 |
| Tabela 23 – Comparativos <i>forward</i> <i>n</i> =0,5 vs <i>boost</i> | 93 |
| Tabela 24 – Comparativos <i>flyback</i> <i>n</i> =0,5 vs <i>boost</i> | 93 |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | Introdução | 15 |
| 1.1 | Contextualização | 15 |
| 1.2 | Definição do problema e contribuição..... | 16 |
| 1.3 | Delimitações do trabalho | 17 |
| 1.4 | Organização da dissertação | 17 |
| 2 | Processamento Parcial de Energia..... | 19 |
| 2.1 | Introdução..... | 19 |
| 2.2 | Princípios básicos | 19 |
| 2.3 | Implementação Errônea do Conceito R^2P^2 | 22 |
| 2.3.1 | Implementação Errônea do Conceito R^2P^2 usando topologia não isolada..... | 23 |
| 2.3.2 | R^2P^2 com topologia não isolada com componentes AC..... | 29 |
| 2.4 | Conclusão | 32 |
| 3 | Conversores Isolados no Processamento Parcial de Energia | 33 |
| 3.1 | Introdução..... | 33 |
| 3.2 | Análise do conversor <i>forward</i> em R^2P^2 I-IIIB | 33 |
| 3.2.1 | Ganho estático da configuração R^2P^2 I-IIIB utilizando o conversor <i>forward</i> | 34 |
| 3.2.2 | Corrente média no indutor <i>forward</i> | 35 |
| 3.2.3 | Perda normalizada no indutor <i>forward</i> | 35 |
| 3.2.4 | Perda normalizada nos diodos <i>forward</i> | 36 |
| 3.2.5 | Perda Normalizada por condução no Interruptor do Conversor <i>Forward</i> | 36 |
| 3.2.6 | Estudo de caso 1: <i>forward</i> R^2P^2 vs <i>boost</i> variando-se o ganho estático..... | 38 |
| 3.2.7 | Estudo de caso 2: <i>forward</i> R^2P^2 vs <i>boost</i> variando-se a relação de transformação. | 46 |
| 3.2.8 | Limitações quanto a razão cíclica no conversor <i>forward</i> | 52 |
| 3.3 | Análise do Conversor <i>flyback</i> em R^2P^2 I-IIIB | 58 |
| 3.3.1 | Ganho Estático <i>Flyback</i> R^2P^2 | 58 |
| 3.3.2 | Corrente Média no Indutor <i>Flyback</i> | 59 |
| 3.3.3 | Perda por Condução Normalizada no Indutor <i>Flyback</i> | 60 |
| 3.3.4 | Perda Normalizada no Diodo <i>Flyback</i> | 61 |
| 3.3.5 | Perda Normalizada por condução no interruptor <i>Flyback</i> | 61 |
| 3.3.6 | Estudo de caso 3: <i>flyback</i> R^2P^2 vs <i>boost</i> variando-se a relação de transformação. | 62 |
| 3.3.7 | Estudo de caso 4: <i>flyback</i> R^2P^2 vs <i>boost</i> variando-se o ganho estático. | 70 |
| 3.4 | Máxima energia reprocessada. | 74 |
| 3.5 | Ganho estático máximo. | 75 |
| 3.6 | Conclusão | 78 |
| 4 | Resultados Experimentais..... | 80 |
| 4.1 | Introdução..... | 80 |
| 4.2 | Detalhes construtivos dos conversores utilizados. | 82 |
| 4.2.1 | Protótipo conversor <i>boost</i> | 82 |
| 4.2.2 | Protótipo conversor <i>forward</i> $n=1$ | 83 |
| 4.2.3 | Protótipo conversor <i>forward</i> $n=0,5$ | 84 |
| 4.2.4 | Protótipo conversor <i>flyback</i> $n=0,5$ | 86 |
| 4.3 | Resultados experimentais | 87 |
| 4.4 | Conclusão | 97 |
| 5 | Considerações Finais | 99 |
| 5.1 | Conclusão geral | 99 |
| 5.2 | Trabalhos futuros | 100 |
| 5.3 | Produção científica resultante..... | 101 |

| | |
|--|------------|
| Referências bibliográficas..... | 102 |
|--|------------|

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo contextualiza o uso da redução de processamento redundante de energia, em especial, quanto à sua aplicação em *drivers* que utilizam LEDs em iluminação artificial. Discute sua aplicação em sistemas de iluminação, apresentando trabalhos que levantaram a técnica como vantajosa em *drivers* para LEDs, verificando as vantagens teóricas, os desafios e os problemas encontrados.

1.1 Contextualização

Diversas mudanças vêm ocorrendo, tanto no cenário técnico quanto comercial, no que diz respeito a sistemas eletrônicos voltados para a iluminação artificial. Os diodos emissores de luz (LEDs - acrônimo em língua inglesa para *Light Emitting Diodes*) estão indiscutivelmente dominando o mercado e suas vantagens sobre lâmpadas incandescentes, fluorescentes, lâmpadas de sódio e mercúrio de alta pressão são amplamente discutidas e fundamentadas (COLE; DRISCOLL, 2012), (COLE; CLAYTON; MARTIN, 2014).

Empresas nacionais e associações do setor de iluminação já discutem juntamente ao INMETRO, por meio da consulta pública intitulada Portaria n 478, de 24 de novembro de 2013, a respeito da certificação de luminárias LED (INMETRO, 2013). Em 15 de Fevereiro de 2017, o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (Inmetro) tornou pública a portaria nº 20, a qual, além de determinar a certificação compulsória de luminárias LEDs e descarga destinadas a iluminação pública, também define a regulamentação técnica da qualidade para as mesmas (INMETRO, 2017). A partir desta, ficam definidos prazos para adequação ao mercado.

Tais medidas, além de garantirem que produtos seguros e de qualidade garantida ganhem mercado frente ao produto de baixo custo e baixa qualidade, abre portas para que trabalhos acadêmicos voltados a melhorias de desempenho tenham espaço e demanda na indústria nacional.

Com base nas inúmeras especificações técnicas trazidas pela portaria nº 20, destaca-se que alto fator de potência, baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada, boa regulação da corrente de saída e eficácia energética tornam-se especificações primordiais para luminárias LED (INMETRO, 2017).

Em *drivers* de LEDs com potências tipicamente abaixo de 60W, onde o custo final é crucial, *drivers* de um único estágio são amplamente disseminados, mas possuem várias

limitações. Embora um alto fator de potência e conteúdo harmônico em conformidade com a IEC61000-3-2, classe C para a corrente de entrada sejam possíveis de serem obtidos, grandes ondulações na corrente de saída é uma das desvantagens que *drivers* de estágio único apresentam. (ALMEIDA et al., 2015). A tentativa de se reduzir tal ondulação sem comprometer o fator de potência e distorção harmônica da corrente de entrada se faz através do aumento da capacitância de saída, o que além de indesejável em termos de custo e vida útil, ainda prejudica o comportamento dinâmico do conversor.

Deste modo, de forma a se manter o compromisso de um baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada associado ao alto fator de potência e, simultaneamente, atingir baixa ondulação na corrente de saída, dinâmica mais rápida e menores capacitâncias, *drivers* de dois estágios independentes se tornaram a topologia mais escolhida.

Tipicamente, em *drivers* de dois estágios, o segundo estágio reprocessa toda a energia proveniente do estágio CFP. A principal desvantagem associada a esta solução é a redução da eficiência global do sistema (CAMPONOGARA, 2015). Um conceito denominado redução de processamento redundante de energia, ou simplesmente, R^2P^2 – acrônimo em língua inglesa para “*Reduced Redundant Power Processing*” foi introduzido em (TSE; CHOW, 2000) e (TSE; CHOW; CHEUNG, 2000) e reexaminado em (SPIAZZI, 2016). De acordo com essa abordagem, é possível conectar os estágios em um número apropriado de configurações de forma a se ter apenas uma fração da energia total processada por um dos conversores, ou ambos. Diversas configurações são possíveis, conforme mostrado em (TSE; CHOW; CHEUNG, 2001), e cada configuração possui suas características específicas, conforme será mostrado adiante.

A busca por *drivers* para iluminação LEDs com maior eficiência, menor custo, menor tamanho físico e em conformidade com as especificações técnicas exigidas pela portaria nº 20 coloca o conceito de R^2P^2 como uma opção vantajosa para a indústria.

1.2 Definição do problema e contribuição

O princípio da redução do processamento redundante de energia é, em primeira vista, bastante apelativo quanto a sua utilização em *drivers* para luminárias LEDs, pois sua realização remete a, não apenas melhorias na eficiência do *driver*, e conseqüentemente, melhorias na eficácia luminosa das luminárias, mas também à redução em tamanho físico do *driver*, uma vez que apenas uma fração de energia é reprocessada no segundo estágio do conversor. Assim, é possível trabalhar com elementos magnéticos e capacitores menores, bem

como utilizar dispositivos semicondutores submetidos a menores esforços de tensão ou corrente, levando a uma diminuição no custo final do *driver*.

De acordo com (SPIAZZI, 2016), diversos autores têm explorado tal princípio e obtido resultados animadores, porém muitas vezes equivocados com relação ao ganho de eficiência do conversor, como será explorado em maiores detalhes ao longo deste trabalho.

Tendo-se em vista a importância, tanto técnica quanto comercial, que tal princípio carrega em teoria, este trabalho avalia sua implementação sob o enfoque trazido por (SPIAZZI, 2016).

1.3 Delimitações do trabalho

Este trabalho está limitado à análise dos conversores isolados *forward* e *flyback* como alternativas na implementação do princípio da redução do processamento redundante de energia na configuração I-III_B, por ser a configuração que permeia os objetivos por trás do projeto de um *driver* para luminárias LED em conformidade com a portaria nº 20 do INMETRO.

O trabalho constitui-se de uma previa revisão bibliográfica do tema, apresentando uma análise matemática da viabilidade de utilização dos conversores *forward* e *flyback* na implementação do conceito, simulações e resultados experimentais.

1.4 Organização da dissertação

O trabalho a seguir está estruturado da seguinte forma:

No capítulo dois é apresentada a técnica denominada R^2P^2 . Quatro configurações básicas são mostradas e as vantagens e desvantagens de cada configuração são apontadas. A configuração tipo I-III_B é apresentada como a melhor opção para utilização em *drivers* para LEDs, por apresentar as características técnicas que permitem realizar um *driver* em conformidade com os requisitos técnicos vigentes. É demonstrada uma implementação equivocada do conceito de R^2P^2 e que o conversor *buck-boost* não deve ser utilizado para realizar tal conceito, ficando a implementação limitada a conversores isolados.

O terceiro capítulo apresenta uma análise matemática dos dois conversores isolados de segunda ordem, o conversor *forward* e o conversor *flyback*, quando conectados na configuração R^2P^2 I-III_B. Por meio da verificação do ganho estático que ambos os conversores apresentam na configuração I-III_B, o conversor *boost* é estabelecido como a contraparte adequada à correta verificação de ganho de eficiência. São estudadas analiticamente as perdas por condução nos principais elementos dos conversores através do equacionamento das

mesmas de forma normalizada em relação às perdas equivalentes no conversor *boost* processando a totalidade da energia. As equações normalizadas são definidas em função do ganho estático e relação de enrolamento do transformador *forward* ou indutor *flyback*. Quatro estudos de caso são efetuados por meio de simulações onde apenas as perdas equacionadas são consideradas, e conclusões a respeito da eficácia da utilização do conceito de R^2P^2 são estabelecidas. Com base no estudo das perdas nos conversores, é apresentado o equacionamento da máxima energia que pode ser reprocessada pelo estágio em configuração R^2P^2 para que a configuração proposta atinja eficiência superior à da contraparte *boost*. A máxima energia é calculada com base na eficiência apresentada pelo conversor isolado e pelo conversor *boost*.

O quarto capítulo apresenta os resultados experimentais onde dois conversores *forward* e um conversor *flyback* trabalhando em configuração R^2P^2 I-IIIB são comparados a um conversor *boost* processando a totalidade de energia para uma carga de 100W. O experimento objetiva verificar se na prática, onde perdas desconsideradas na simulação estão presentes, a configuração proposta pode efetivamente apresentar ganhos em eficiência em relação a contraparte *boost*.

O quinto e último capítulo apresenta as conclusões gerais acerca do trabalho e sugere trabalhos futuros.

2 PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA

Este capítulo trata da técnica de redução de processamento redundante de energia. Seu princípio teórico é explicado, uma revisão sobre trabalhos publicados utilizando a técnica é realizada e um exemplo sobre implementação errônea do princípio de redução de processamento redundante de energia é apresentado. É demonstrada a obrigatoriedade do uso de conversores isolados na realização do conceito de R^2P^2 na configuração *I-III*B. Os requisitos para atender-se às normas técnicas vigentes também são abordados.

2.1 Introdução

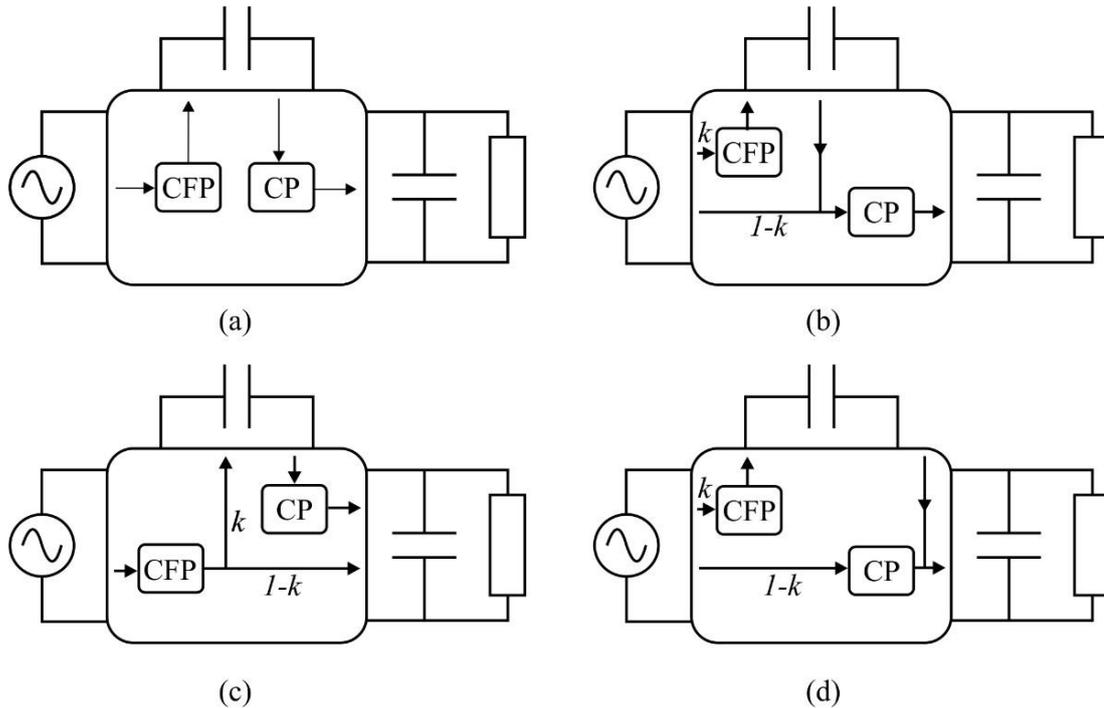
Alto fator de potência, corrente de entrada com baixo conteúdo harmônico, boa regulação de corrente e alta eficácia luminosa (lm/W) estão se tornando obrigatórios em projetos de *drivers* para LEDs conforme as regulamentações técnicas se tornam mais exigentes (DUARTE, 2017). Luminárias destinadas a iluminação pública e substituição de lâmpadas de alta pressão apresentam potências tipicamente superiores a 100W e conversores de dois estágios são amplamente empregados a fim de se obter boa regulação da corrente de saída, além de alto fator de potência associado a baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada.

Uma das desvantagens desta forma típica de conexão entre o estágio CFP e o estágio de controle de corrente de saída, é que toda a energia proveniente do primeiro estágio é novamente processada no segundo estágio. A técnica da redução do processamento redundante de energia permite otimizar a eficiência global do *driver* através da redução da quantidade de energia processada duas vezes (CAMPONOVARA, 2015).

2.2 Princípios básicos

A redução de processamento redundante de energia ocorre através da conexão apropriada de conversores aliada a técnicas específicas de controle (CAMPONOVARA, 2015). Possíveis variações destas topologias são mostradas em (TSE; CHOW, 2000). Estes tipos de conexões de conversores são conhecidos como não cascateadas ou R^2P^2 . A Figura 1 mostra o diagrama do fluxo de potência para conversores em diversas configurações R^2P^2 . A constante k denota a fração de energia entregue aos estágios. Esta classificação foi proposta em (CHEUNG; CHOW; TSE, 2010).

Figura 1 - Fluxo de Potência em R^2P^2 (a) Tipo I-I. (b)Tipo I-II. (c)Tipo I-III. (d)Tipo II-III.



Fonte: (CAMPONOGARA, 2015) adaptado .

A Figura 1(a) mostra o fluxo de potência de dois conversores em cascata tradicional. A totalidade da potência de entrada é processada pelo conversor CFP, armazenada no capacitor de barramento, e então completamente reprocessada pelo segundo estágio, CP. Obviamente, a energia é completamente processada duas vezes, e a eficiência total para esta topologia é a multiplicação direta da eficiência de cada um dos conversores, conforme equação (1).

$$\eta = \eta_{CFP} \cdot \eta_{CP} \quad (1)$$

A Figura 1(b) mostra a conexão denominada I-IIB, onde a potência de saída é completamente controlada pelo estágio CP. A potência de entrada é dividida em duas partes, uma alimentada diretamente ao estágio CFP e outra diretamente direcionada ao estágio CP. A eficiência para esta configuração é mostrada na equação (2).

$$\eta = \eta_{PC} + k \cdot \eta_{PC} \cdot (\eta_{PFC} - 1) \quad (2)$$

A principal característica deste fluxo de potência é a relação entre a eficiência e o fator de potência (CAMPONOGARA, 2015). Quanto maior for a parcela de energia que o estágio

CFP processa, maior será o fator de potência, mas menor será a eficiência, já que a redução no processamento redundante passa a ser limitada.

A Figura 1(c) pertence ao tipo I-III B de conversores não cascateados. Neste caso, o estágio CFP processa a totalidade da energia de entrada, e a qualidade da corrente de entrada será tão boa quanto o conversor empregado puder desempenhar. A energia proveniente do estágio CFP é parcialmente direcionada de forma direta à carga e parcialmente reprocessada pelo estágio CP. A potência processada pelo estágio CP representa uma fração da potência total demandada pela carga. Esta fração é denotada pela constante k . A eficiência é dada pela equação (3). Neste caso, existe uma relação direta entre o tamanho do capacitor de barramento e a eficiência, mas é possível atuar em favor de reduzir a ondulação de baixa frequência através de estratégias de controle (CAMPONOGARA, 2015), (GARCIA et al., 2012).

Esta é a configuração explorada neste trabalho e o principal objetivo de um *driver* para LEDs nesta configuração é obter um ponto de operação ideal de forma a se atingir uma eficiência global melhor do que seria obtido perante o uso de conversores em cascata tradicional, além de menores capacitâncias, melhor regulação da corrente de saída associada a baixa ondulação na corrente dos LEDs.

$$\eta = k \cdot \eta_{PFC} \cdot \eta_{PC} + (1 - k) \cdot \eta_{PFC} \quad (3)$$

Por fim, a Figura 1(d) mostra a terceira categoria de fluxo de potência. Nesta configuração, a potência de entrada é parcialmente entregue ao estágio CFP e parcialmente reprocessada no estágio CP. Assim como no caso da Figura 1(c), a fração de energia reprocessada é denotada pela constante k . A expressão que determina a eficiência total é mostrada na equação (4).

$$\eta = (1 - k) \cdot \eta_{PFC} + k \cdot \eta_{PC} \quad (4)$$

Pode ser esperado que, dentre as três categorias, aquela da Figura 1(d) leva a uma maior eficiência global, visto que ambos os conversores são conectados em paralelo e não existe energia reprocessada. No entanto, na Figura 1(b) e Figura 1(d), parte da energia não é processada pelo estágio CFP e isto leva a deterioração do fator de potência devido ao aumento na *THD*. Desta forma, a configuração da Figura 1(c) é a única que atende que pode alcançar

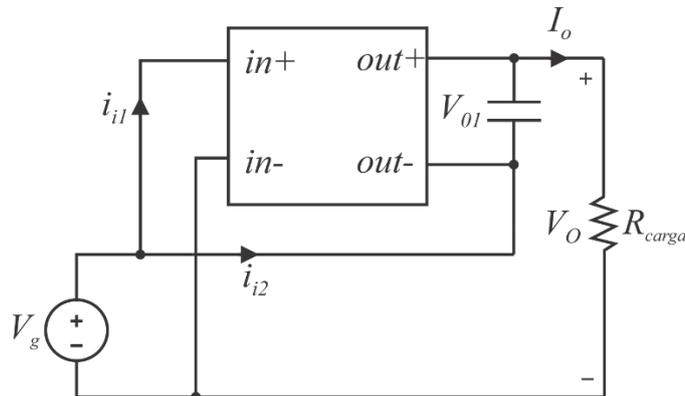
fator de potência teoricamente unitário e prover redução de processamento redundante de energia.

2.3 Implementação Errônea do Conceito R^2P^2

De acordo com (SPIAZZI, 2016), diversas implementações do conceito R^2P^2 propostas na literatura não são capazes de alcançar nenhuma melhoria em eficiência quando comparada à correta contraparte com processamento total de energia. O autor ainda mostra que algumas topologias são absolutamente equivalentes à sua contraparte com processamento total de energia, e em alguns casos, apresentam pior performance.

Na seção 2.2, foi mostrado que o tipo I-IIIB de conversores não cascateados é a configuração mais adequada ao uso em *drivers* para luminárias LEDs e, portanto, por ser a configuração explorada neste trabalho, será mostrada a implementação errônea do conceito na configuração I-IIIB.

Figura 2 - Conversor genérico em configuração R^2P^2 I-IIIB



Fonte: Autor.

A Figura 2 mostra um exemplo simplificado onde o esquema é derivado da configuração I-IIIB. Aqui o conversor CFP é omitido sem impactar na conclusão final, uma vez que, nesta configuração, o primeiro estágio processa a totalidade da energia entregue à carga ou a totalidade da energia de entrada. Se chamarmos de η_1 a eficiência do conversor da Figura 2 e k a fração da potência total de saída entregue pelo conversor em questão, a eficiência global dos estágios será dada por:

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_g} = \frac{\eta_1}{k + (1-k)\eta_1} > \eta_1 \quad (5)$$

A eficiência global aumenta conforme a potência processada pelo conversor é reduzida - menores valores de k . O circuito da Figura 2 é uma topologia elevadora, sendo a tensão de saída igual a $V_0 = V_{01} + V_g$.

O ganho de *eficiência* estabelecido na equação (5) é apenas teórico, visto que a eficiência do conversor é assumida como constante e independente da potência processada kP_0 , o que não é uma verdade prática, conforme será mostrado nas seções posteriores. De qualquer forma, o conceito R^2P^2 se apresenta como uma proposta extremamente interessante, pois teoricamente é possível se obter conversores menores e mais eficientes, visto que menos energia pode ser processada em um dos estágios.

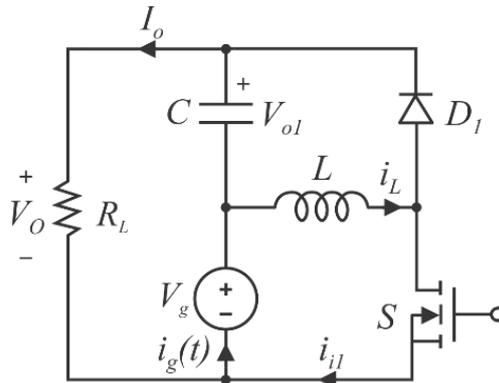
De acordo com (SPIAZZI, 2016), o principal erro está no fato dos autores compararem o ganho de eficiência do conversor em configuração R^2P^2 com a própria topologia processando a totalidade da energia. Quando comparados com a contraparte adequada, muitas vezes nenhum ganho de eficiência é realmente alcançado, e em alguns casos, eficiências ainda piores são obtidas.

2.3.1 Implementação Errônea do Conceito R^2P^2 usando topologia não isolada.

Diversas implementações das configurações gerais R^2P^2 têm sido publicadas em diversos artigos e produções acadêmicas usando topologias básicas de conversores de 2ª ordem como o *buck* e *buck-boost*, bem como suas versões isoladas. A seguir, será analisado o caso onde um conversor *buck-boost* é conectado em configuração I-IIIB, e mostrado que tal configuração não corresponde à implementação adequada do princípio R^2P^2 . Nesta análise é assumido o modo de condução contínua (MCC).

A Figura 3 mostra um conversor *buck-boost* conectado na configuração I-IIIB. De acordo com (SPIAZZI, 2016), esta configuração foi proposta em (M. AGAMY, M. HARFMAN-TODOROVIC, A. ELASSER, S. CHI, R. STEIGERWALD, J. SABATE, A. MCCANN, L. ZHANG, 2014), (LOERA-PALOMO et al., 2014)(LOERA-PALOMO; MORALES-SALDAÑA; PALACIOS-HERNÁNDEZ, 2013) e (E. MARTI-ARBONA, D. MANDAL, B. BAKKALOGLU, 2015) para aplicações CC-CC e em (TSE; CHOW; CHEUNG, 2000), (TSE; CHOW; CHEUNG, 2001), (M. CHOW, C. TSE, 1999) e (CHEUNG; CHOW; TSE, 2010) em pré-reguladores de fator de potência em aplicações CA-CC.

Figura 3 - Configuração R^2P^2 I-III B usando topologia *buck-boost*



Fonte: (SPIAZZI, 2016) adaptado.

Como se pode observar, a fonte de entrada V_g fornece simultaneamente a corrente média de saída e a corrente média de entrada do estágio *buck-boost*, como pode ser inferido pela seguinte relação:

$$I_g = I_L = DI_L + (1-D)I_L = I_{i1} + I_o \quad (6)$$

Além disto, a taxa de conversão de tensão é dada por:

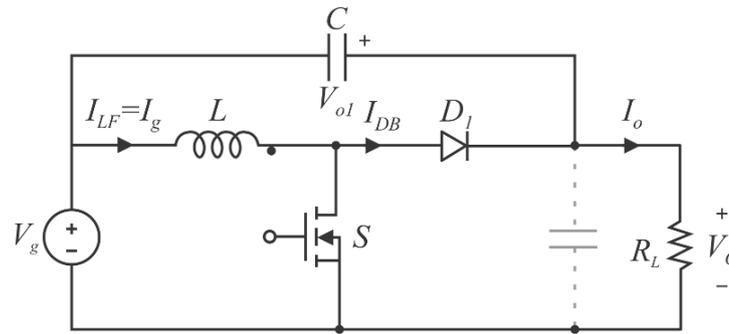
$$V_o = V_{o1} + V_g = \left(\frac{D}{1-D} + 1 \right) V_g = V_g \frac{1}{1-D} \quad (7)$$

Então,

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad (8)$$

A equação (8) apresenta o mesmo ganho de um conversor *boost*. Na verdade, o circuito da Figura 3 é exatamente um conversor *boost* processando a potência total, o que pode ser facilmente verificado redesenhando o mesmo circuito de forma alternativa, como mostrado na Figura 4.

Figura 4 - Topologia *buck-boost* R^2P^2 I-III B redesenhado mostrando sua equivalência ao conversor *boost*



Fonte: (SPIAZZI, 2016) adaptado.

De acordo com (SPIAZZI, 2016), a conexão diferente do capacitor na Figura 4 não altera o comportamento do conversor e, em particular, não muda as perdas. Então, a eficiência em ambos os circuitos é exatamente igual. Esta implementação errônea do conceito foi reconhecida em (ZHAO; YEATES; HAN, 2013).

Observa-se, no entanto, que de acordo com a equação (8), a tensão sobre o capacitor, quando posicionado em paralelo com a carga é dada por:

$$V_c = V_g \frac{1}{1-D} \quad (9)$$

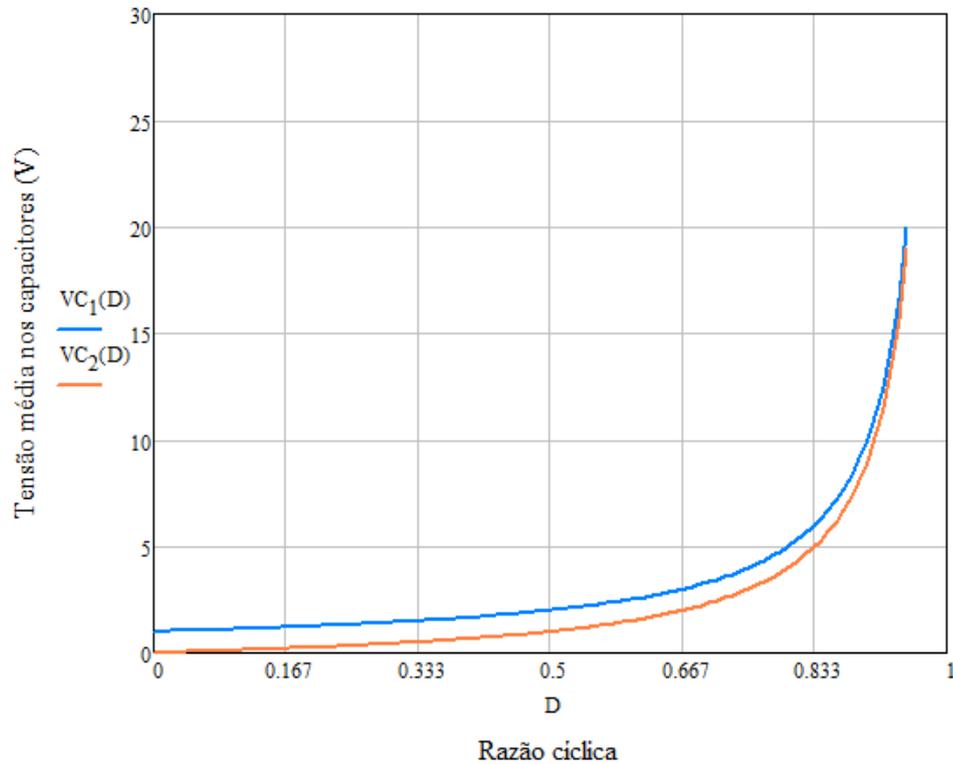
Por outro lado, a tensão sobre o capacitor na configuração alternativa mostrada na Figura 4, onde o mesmo aparece entre a entrada e a saída, é dada por:

$$V_c = V_o - V_g = V_g \frac{D}{1-D} \quad (10)$$

A equação (10) é idêntica à equação de ganho estático de um conversor *buck-boost*, e pode-se mostrar que para um mesmo V_g e mesmo D , a tensão no capacitor, quando utilizado na configuração alternativa da Figura 4, é sempre menor que a tensão no capacitor na configuração tradicional.

O gráfico da Figura 5 mostra a tensão no capacitor para as configurações tradicional e alternativa, variando-se a razão cíclica entre 0 e 0,95.

Figura 5 - Tensão no capacitor *boost* nas configurações tradicional e alternativa



Fonte: Autor.

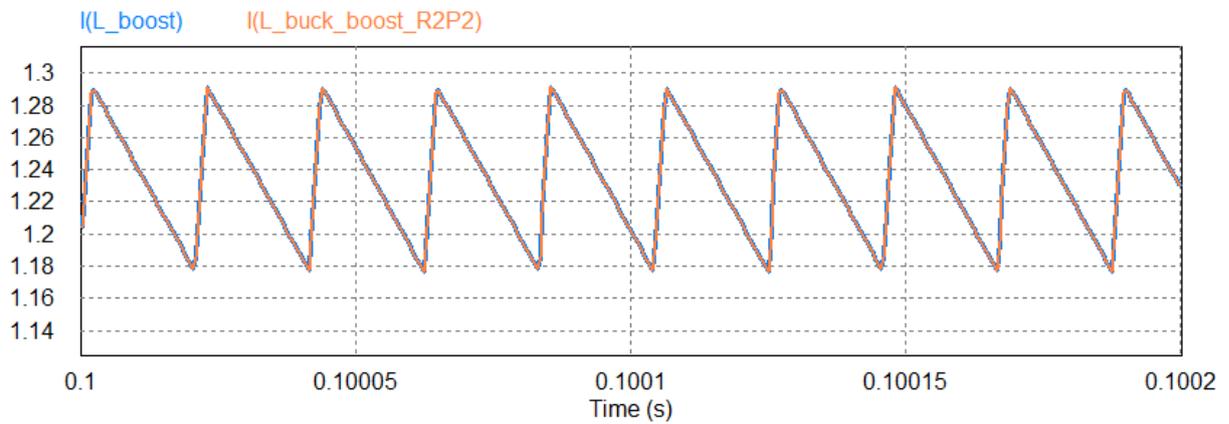
Esta constatação é importante pois impacta no tamanho físico do capacitor, uma vez que um capacitor de menor tensão pode ser selecionado para a mesma aplicação. Ainda, há de se considerar a contribuição sobre a vida útil, já que a mesma é favorecida pela diminuição da tensão aplicada sobre o capacitor eletrolítico.

Da Figura 6 até a Figura 10, são mostrados os comparativos dos principais valores de correntes e tensões para um conversor boost com capacitor em configuração tradicional e em configuração alternativa, no caso onde nenhuma ondulação de baixa frequência está presente na fonte de entrada. Nesta simulação foi estabelecida uma tensão de entrada $V_g=100V$, nenhuma ondulação de baixa frequência e $D = 0,1$. Os principais parâmetros usados na simulação são resumidos na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros de simulação para comparação de *buck-boost* R^2P^2 I-III B vs *boost*

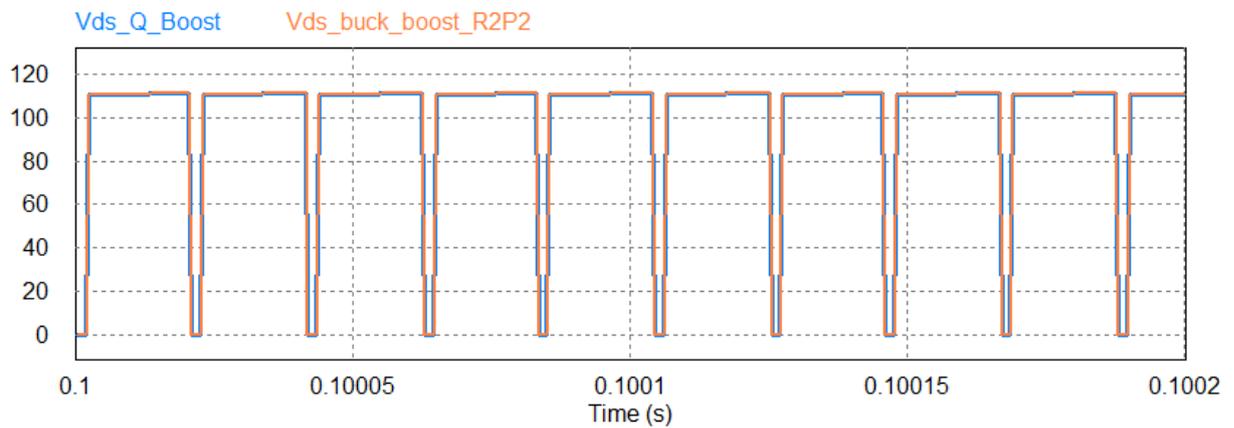
| Parâmetro | Valor |
|---------------------------|--------------|
| Indutor <i>boost</i> | 1,8 mH |
| Capacitor | 10 μ F |
| Tensão de entrada CC | 100 V |
| Frequência de chaveamento | 48 kHz |
| Resistência de carga | 100 Ω |

Figura 6 - Corrente no indutor - *buck-boost* R^2P^2 I-IIIIB e *boost*.



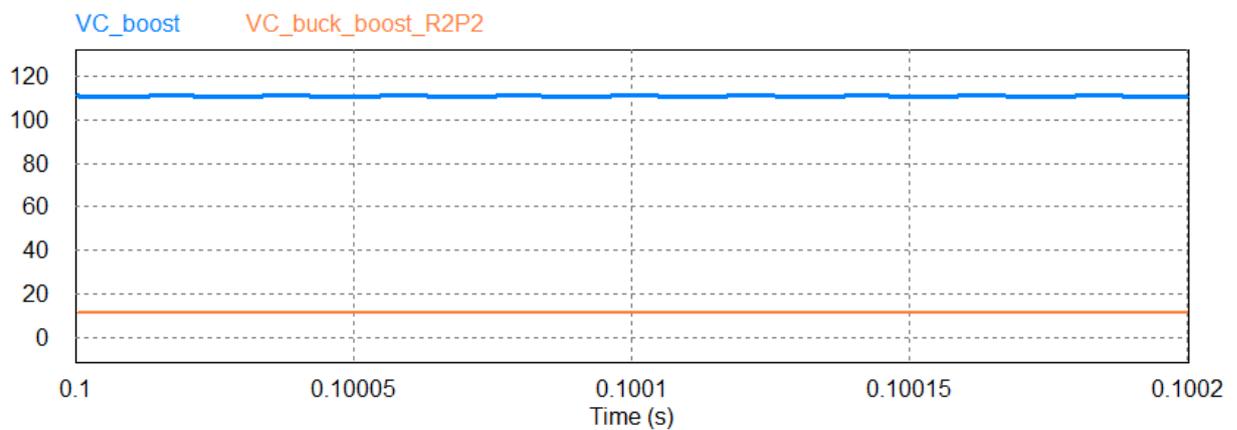
Fonte: Autor.

Figura 7 - Tensão MOSFET - *buck-boost* R^2P^2 I-IIIIB e *boost*.



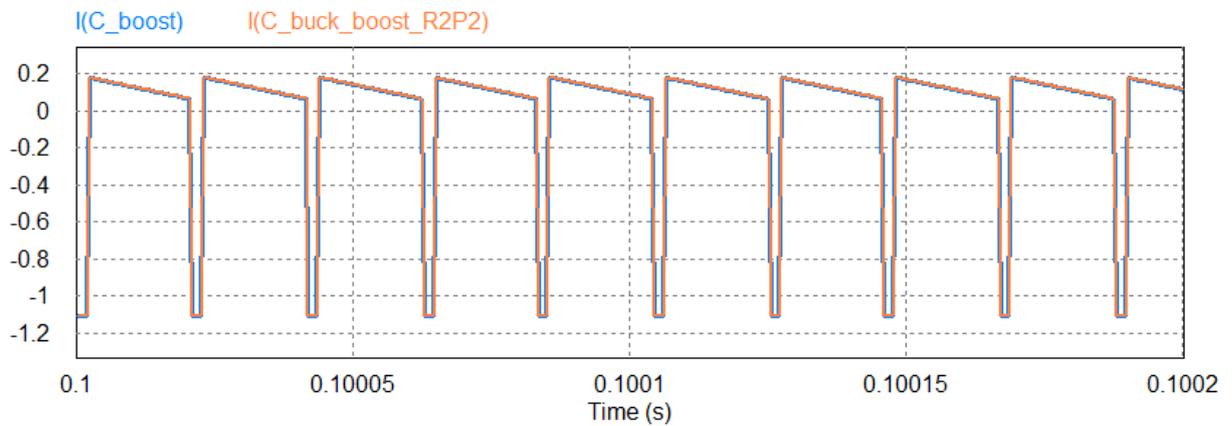
Fonte: Autor.

Figura 8 - Tensão no capacitor - *buck-boost* R^2P^2 e *boost*.



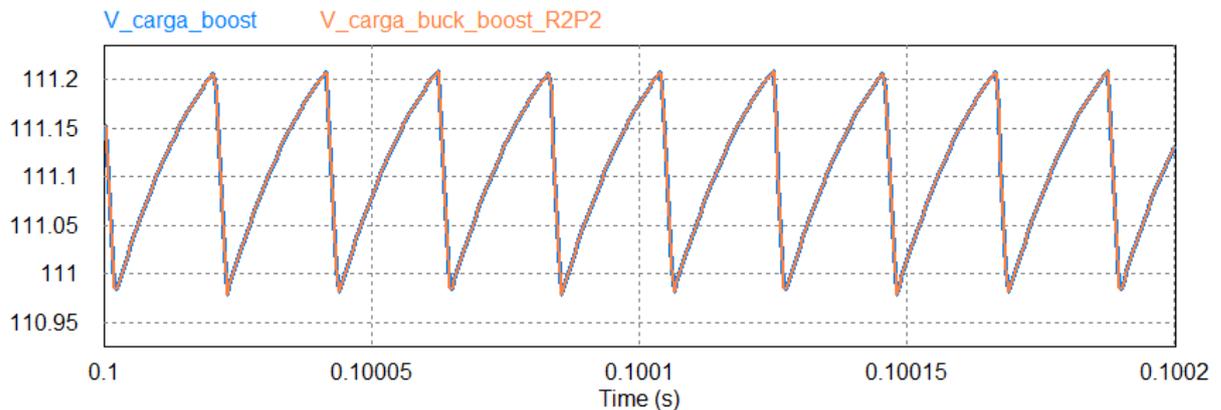
Fonte: Autor.

Figura 9 - Corrente no capacitor - *buck-boost* R^2P^2 I-III B e *boost*.



Fonte: Autor.

Figura 10 - Tensão na carga - *buck-boost* R^2P^2 I-III B e *boost*.



Fonte: Autor.

Observa-se que o único gráfico que apresenta diferença é o gráfico da tensão nos terminais dos capacitores, onde se nota que o capacitor em configuração alternativa é submetido a uma tensão menor que o capacitor em configuração convencional. Com relação às correntes nos indutores, esforços de tensão nos interruptores, ondulação de corrente nos capacitores e tensão na carga, os gráficos mostram que ambos os circuitos se comportam de forma idêntica, ou seja, um conversor *buck-boost*, que seria ao único conversor não isolado de segunda ordem apto ser conectado de acordo com o princípio da R^2P^2 , configuração I-III B, não apresenta qualquer melhoria no ponto de vista de eficiência, e que este conversor é, em fato, um conversor *boost* processando a totalidade da energia. Estas observações demonstram não se tratar da implementação correta do conceito de redução de processamento parcial de energia, uma vez que a energia não é parcialmente processada pelo estágio de saída.

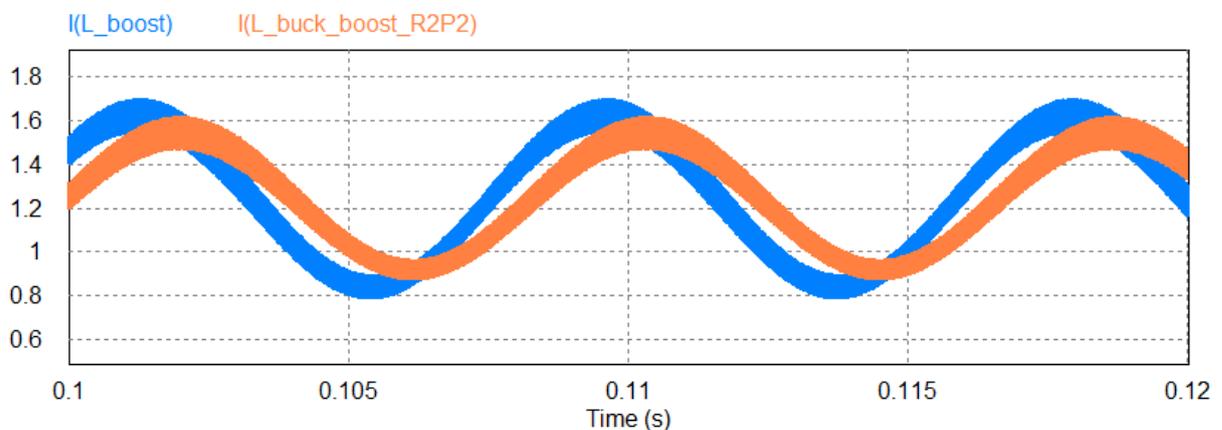
O que há de errado com o raciocínio que levou a equação (5)? De acordo com (SPIAZZI, 2016), o problema está em considerar que o mesmo conversor *buck-boost* seja usado para comparar a implementação R^2P^2 com o caso do processamento total. No exemplo anterior, o conversor *buck-boost* foi usado para se obter uma estrutura equivalente à estrutura *boost*, que por sua vez, possui intrinsicamente melhores eficiências quando comparado ao *buck-boost*.

2.3.2 R^2P^2 com topologia não isolada com componentes AC.

Na seção anterior foi observado que um conversor *buck-boost* conectado em configuração R^2P^2 I-IIIIB é equivalente a um conversor *boost* processando toda a energia, porém com o capacitor realocado entre a entrada e saída de forma não convencional. O caso foi avaliado sob o ponto de vista de uma tensão de entrada completamente livre de componentes AC de baixa frequência, porém quando se adiciona uma componente alternada na fonte de entrada, situação típica da tensão de barramento proveniente do estágio de correção de fator de potência, observa-se alguma diferença.

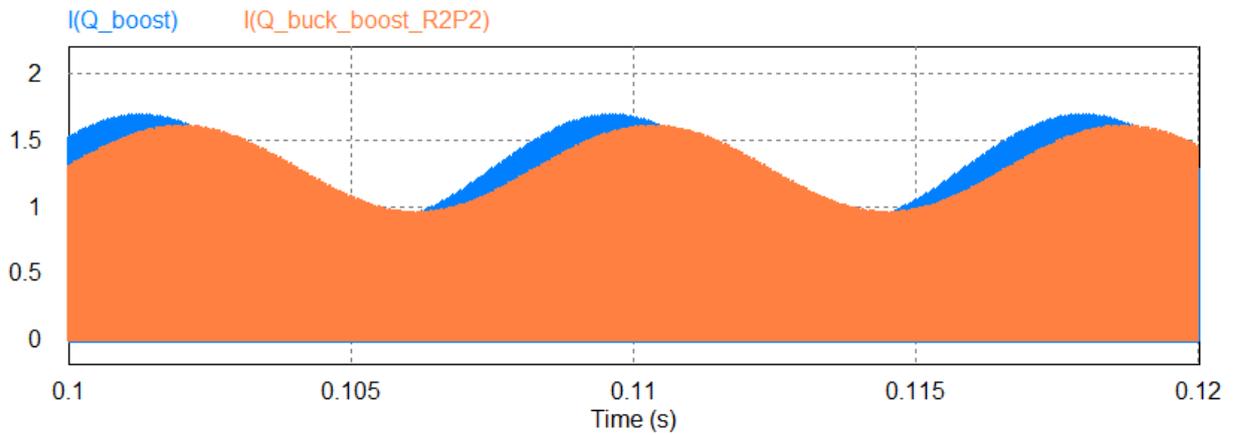
Da Figura 11 até a Figura 14, pode-se ver o mesmo ponto de operação do caso da seção anterior, porém adicionando-se uma componente alternada de 25V de amplitude e 120Hz de frequência à fonte V_g .

Figura 11 - Corrente no indutor - *buck-boost* R^2P^2 I-IIIIB e *boost* com ondulação em V_g .



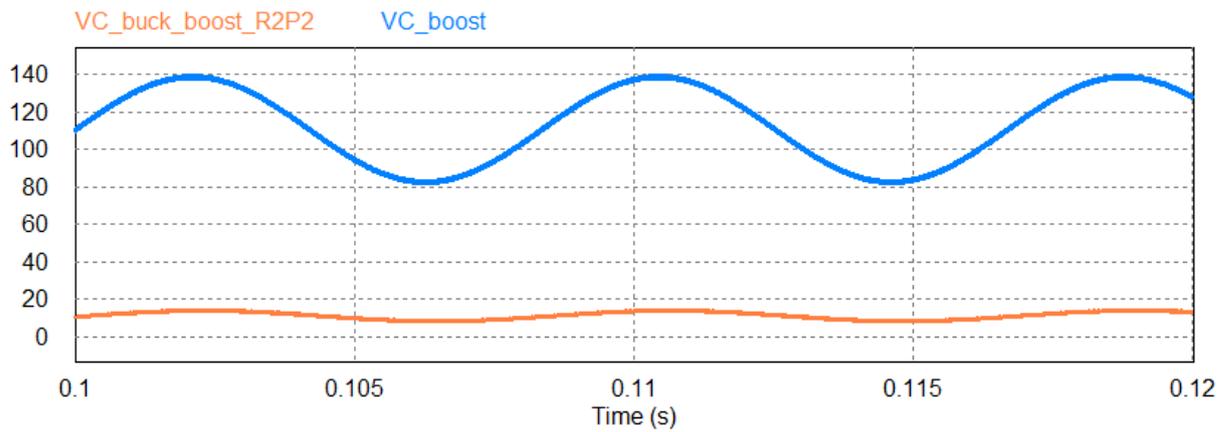
Fonte: Autor.

Figura 12 - Corrente no MOSFET - *buck-boost* R^2P^2 I-III B e *boost* com ondulação em V_g .



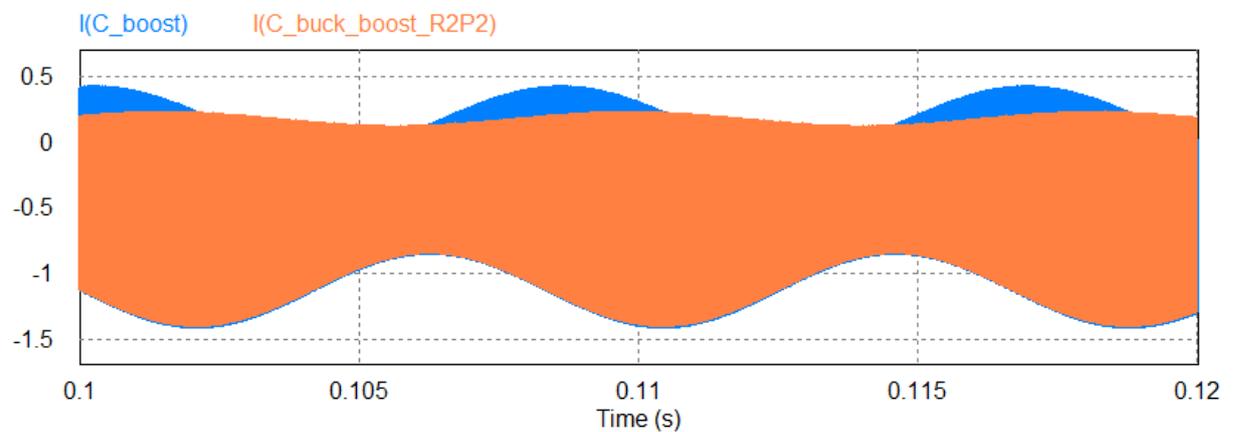
Fonte: Autor.

Figura 13 - Tensão no capacitor - *buck-boost* R^2P^2 I-III B e *boost* com ondulação em V_g .



Fonte: Autor.

Figura 14 - Corrente no capacitor - *buck-boost* R^2P^2 I-III B e *boost* com ondulação em V_g .



Fonte: Autor.

Os valores das correntes e tensões desta simulação são resumidos na Tabela 2 em três pontos de operação. Nota-se que existe uma pequena melhoria nos valores eficazes de corrente para o caso do capacitor em configuração alternativa, bem como reduções nos esforços de tensão no capacitor.

Embora seja observada alguma melhoria nos esforços de tensão e corrente nos elementos do circuito, o que tende a levar a um aumento de eficiência, nota-se que a corrente média entregue à carga é completamente proveniente do conversor em questão, pois o braço de circuito formado pela colocação alternativa do capacitor somente provê caminho à componente alternada responsável pelo ripple de baixa frequência. Desta forma, toda potência média entregue à carga é fornecida pelo conversor, o que a despeito da possível melhoria em termos de eficiência, ainda é uma implementação errônea do conceito R^2P^2 , pois não há redução de reprocessamento de energia.

Novamente, a única contribuição positiva que o conversor *buck-boost* em configuração I-IIIB pode agregar ao circuito, é a substancial redução da tensão no capacitor, o que favorece no sentido de reduzir o tamanho físico do capacitor ou melhorar a vida útil.

Tabela 2 - Principais resultados de simulação *buck-boost* R^2P^2 I-IIIB vs *boost*

| Parâmetro | D=0,1 | | D=0,5 | | D=0,75 | |
|---------------------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|-----------------------|
| | Capacitor convencional | Capacitor alternativo | Capacitor convencional | Capacitor alternativo | Capacitor convencional | Capacitor alternativo |
| Corrente eficaz no Indutor | 1,31 A | 1,29 A | 4,20 A | 4,21 A | 17,2 A | 17,1 A |
| Corrente eficaz no interruptor | 407 mA | 401 mA | 3 A | 2,97 A | 14,8 A | 14,7 A |
| Corrente de pico no interruptor | 1,69 A | 1,55 A | 5,64 A | 5,43 A | 22,3 A | 21,8 A |
| Corrente eficaz no diodo | 1,55 A | 1,42 A | 3,02 A | 2,99 A | 8,7 A | 8,6 A |
| Corrente eficaz no capacitor | 483 mA | 420 mA | 2,15 A | 2,11 A | 7,54 A | 7,47 A |
| Tensão média no capacitor | 132 V | 13 V | 209 V | 104 V | 420 V | 314 V |

2.4 Conclusão

Este capítulo apresentou a técnica de redução de processamento redundante de energia. Foram apresentadas suas características básicas, princípio de funcionamento, equacionamento e uma revisão dos trabalhos existentes na literatura.

A utilização dos conversores não isolados de segunda ordem, como o caso do conversor *buck-boost* na configuração I-IIIB, não é uma implementação correta do conceito. A implementação com conversores isolados pode oferecer melhorias em termos de rendimento global, mas deve ser analisado quanto. Um conversor *flyback* e um conversor *forward* operando em MCC e conectados ao barramento CC na configuração I-IIIB serão estudados analiticamente no capítulo 3.

3 CONVERSORES ISOLADOS NO PROCESSAMENTO PARCIAL DE ENERGIA

Neste capítulo é apresentada uma análise matemática normalizada que visa comparar as potencialidades dos conversores isolados *forward* e *flyback* em configuração R^2P^2 I-III B.

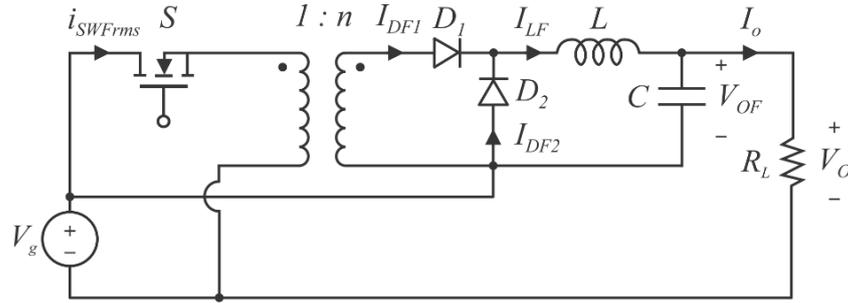
3.1 Introdução

No capítulo 2 foi demonstrado que o único conversor não-isolado de segunda ordem que poderia ser utilizado na implementação do conceito R^2P^2 I-III B é uma implementação errônea. Neste capítulo serão estudadas analiticamente as potencialidades de dois conversores isolados, o conversor *forward* e o conversor *flyback* quanto a sua utilização na implementação do conceito de R^2P^2 . A conexão dos conversores em configuração R^2P^2 I-III B leva a conversores elevadores, conforme será mostrado a seguir pela análise dos ganhos estáticos dos circuitos resultantes. Deste modo, a contraparte adequada a ser escolhida na comparação deverá ser o conversor *boost* em ambos os casos. Uma análise matemática das perdas normalizadas em relação ao conversor *boost* nos principais elementos será obtida. A configuração I-III B é escolhida por alcançar alto fator de potência associado à alta eficiência. Por simplicidade, apenas o estágio CP é apresentado sem perda de generalidade, pois o estágio CFP processa 100% da energia de entrada e estaria presente na configuração R^2P^2 e na contraparte que processa toda energia, portanto será omitido nesta análise.

3.2 Análise do conversor *forward* em R^2P^2 I-III B

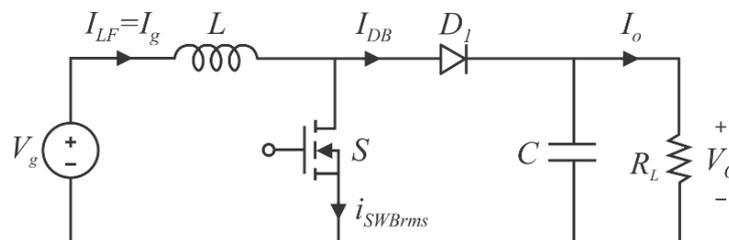
A Figura 15 mostra um conversor *forward* na configuração I-III B. O estágio CFP é simplesmente representado pela fonte de tensão V_g . As principais perdas nos componentes serão derivadas e normalizadas com respeito à contraparte processando a totalidade da potência. Esta comparação é válida para ambos os conversores operando em MCC e considerando uma ondulação de corrente pequena no indutor, de forma que o valor eficaz da corrente possa ser aproximado pelo valor médio. As perdas no transformador *forward* serão negligenciadas na comparação por não estarem presentes no conversor *boost*. Considera-se que o mesmo MOSFET, diodo e indutor sejam utilizados, tanto no conversor *forward* isolado, quanto na contraparte *boost* processando a totalidade da energia. Deste modo, os mesmos elementos parasitas são considerados.

Figura 15 - Conversor *forward* em configuração R^2P^2 I-III B



Fonte: Autor.

Figura 16 - Conversor *boost* (contraparte)



Fonte: Autor.

3.2.1 Ganho estático da configuração R^2P^2 I-III B utilizando o conversor *forward*.

Conforme pode ser visto na Figura 15, a tensão na carga é a soma da tensão de saída do conversor *forward* e a tensão de saída do estágio CFP, aqui representados pela fonte de tensão V_g .

$$V_o = V_g + V_{OF} = V_g + V_g \cdot n \cdot D \quad (11)$$

Manipulando-se algebricamente a equação (11), obtém-se o ganho estático para um conversor *forward* na configuração I-III B:

$$M = \frac{V_o}{V_g} = 1 + n \cdot D \quad (12)$$

A equação (12) mostra que, neste caso, o ganho estático é sempre maior que um, sugerindo que a configuração proposta precisa ser comparada a um conversor *boost* processando a totalidade da energia entregue à carga. A Figura 16 mostra a contraparte representada pelo conversor *boost* processando a totalidade da potência entregue à carga e

trabalhando no mesmo ganho estático do conversor em configuração R^2P^2 I-III B da Figura 15. Desta forma, a tensão de entrada, saída e potência entregue à carga são iguais em ambos os circuitos.

3.2.2 Corrente média no indutor *forward*.

Para calcular a perda por condução normalizada no indutor, a corrente no indutor *forward* e a corrente no indutor *boost* foram obtidas com base na corrente de carga.

A corrente média no indutor do conversor *forward* em configuração R^2P^2 I-III B é igual à corrente de carga, conforme dado em (13).

$$I_{LF} = I_O \quad (13)$$

A corrente no indutor para o conversor *boost* trabalhando no mesmo ganho estático e mesma potência de saída que a configuração R^2P^2 dada na equação (14). D_B é a razão cíclica necessária para que o conversor *boost* alcance o ganho estático M da configuração R^2P^2 dado em (12).

$$I_O = I_{LB} \cdot (1 - D_B) = I_{LB} \cdot \left(1 - \left(\frac{M-1}{M}\right)\right), \quad (14)$$

$$I_{LB} = I_O \cdot M$$

A relação entre as correntes médias no conversor *boost* e *forward* em R^2P^2 I-III B é dada por:

$$I_{LF} = I_{LB} \cdot \frac{1}{M} \quad (15)$$

A equação (15) mostra que a corrente média no indutor do conversor *forward* em R^2P^2 I-III B é sempre menor que a corrente média no indutor *boost*, porque o ganho estático M nesta configuração é sempre maior que a unidade, conforme demonstrado em (12).

3.2.3 Perda normalizada no indutor *forward*.

A perda por condução no indutor *forward*, normalizada em relação à perda no indutor *boost* é dada pela equação (16). A resistência parasita r_L , é considerada a mesma, tanto para o indutor *boost* quanto para o indutor *forward*.

$$\Pi_L = \frac{r_L \cdot I_{LF}^2}{r_L \cdot I_{LB}^2} = \frac{1}{M^2} \quad (16)$$

3.2.4 Perda normalizada nos diodos *forward*

A corrente média no diodo *boost* é igual a corrente média de carga,

$$I_{DB} = I_O \quad (17)$$

No caso do conversor *forward*, D_1 é diretamente polarizado quando o MOSFET estiver conduzindo e D_2 conduz quando o MOSFET está desligado. A corrente média é a soma das correntes médias dos diodos D_1 e D_2 . A corrente média total nos diodos para o conversor *forward* é dada por (18).

$$I_{DF} = I_{DF1} + I_{DF2} = I_{LF} \cdot D + I_{LF} \cdot (1-D) = I_{LF} = I_O \quad (18)$$

Em que a porção $I_{LF} \cdot D$ é relacionada ao diodo D_1 e $I_{LF} \cdot (1-D)$ é relacionada ao diodo D_2 .

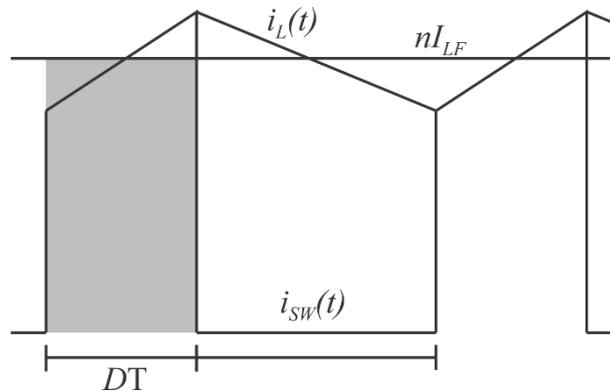
As equações (17) e (18) resultam na equação (19), que relaciona as perdas nos diodos *forward* à perda no diodo *boost*. Observa-se que a soma das perdas em D_1 e D_2 equivale à perda no diodo *boost*. Neste caso, não há melhoria alguma em eficiência relacionada às perdas por condução nos diodos quando comparado ao conversor *boost* processando toda a potência de saída.

$$\Pi_D = \frac{I_O \cdot V_D}{I_O \cdot V_D} = 1 \quad (19)$$

3.2.5 Perda Normalizada por condução no Interruptor do Conversor *Forward*

A corrente eficaz no interruptor para o conversor *forward* em R^2P^2 I-IIIB pode ser obtida pela equação (20). Aqui o valor eficaz da corrente no interruptor, que tem formato trapezoidal, é aproximado pelo valor eficaz de uma onda retangular onde o valor de pico da onda é dado pelo valor médio da corrente no indutor *forward* refletida ao lado primário, conforme melhor visualizado pela Figura 17.

Figura 17 - Aproximação de valor eficaz trapezoidal por retângulo.



Fonte: Autor.

$$I_{SW_forward_RMS} = n \cdot I_{LF} \cdot \sqrt{D} = n \cdot I_O \cdot \sqrt{D} \quad (20)$$

De forma similar, a corrente eficaz no interruptor para o conversor *boost* operando no mesmo ganho estático que o arranjo R^2P^2 é obtida na equação (21).

$$I_{SW_boost_RMS} = I_g \cdot \sqrt{D_B} = I_O \cdot M \cdot \sqrt{\frac{M-1}{M}}, \quad (21)$$

Onde D_B é a razão cíclica necessária para o conversor *boost* atingir o ganho estático M .

Considerando que ambos MOSFETs possuem a mesma resistência r_{sw} , a perda normalizada por condução no interruptor pode ser calculada pela equação (22).

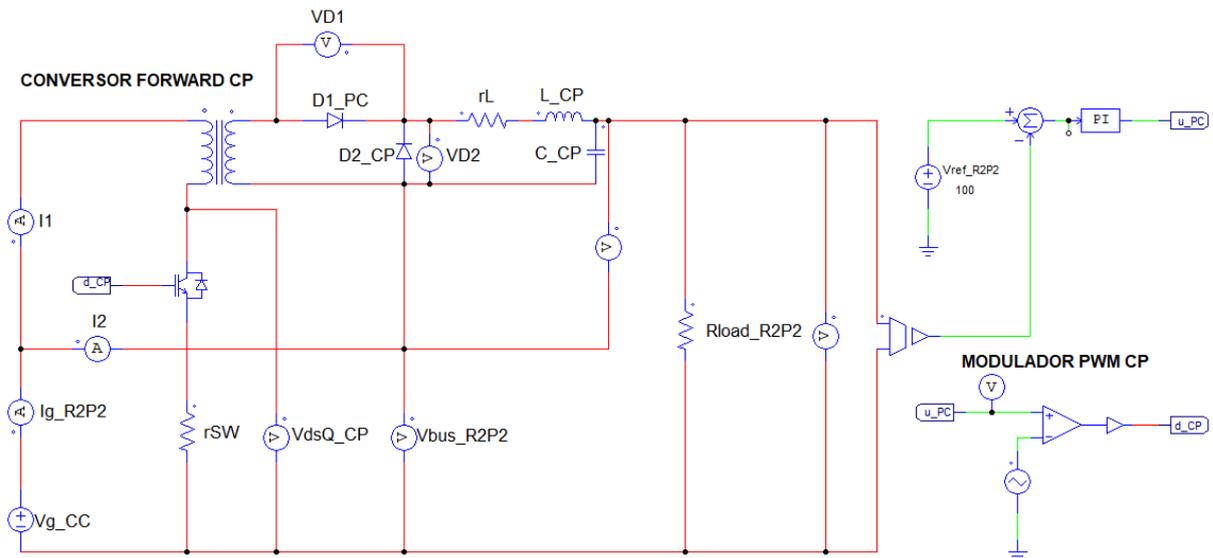
$$\Pi_{SW} = \frac{r_{sw} \cdot (n \cdot I_O \cdot \sqrt{D})^2}{r_{sw} \cdot (M \cdot I_O \cdot \sqrt{D_B})^2} = \frac{n^2 \cdot D}{M^2 \cdot \frac{(M-1)}{M}} = \frac{n}{M} \quad (22)$$

A equação (22) mostra que, sendo $n < M$, as perdas por condução no interruptor em configuração R^2P^2 I-IIIB são menores que no conversor *boost* processando a totalidade da potência de saída e trabalhando no mesmo ganho estático.

3.2.6 Estudo de caso 1: *forward R²P²* vs *boost* variando-se o ganho estático

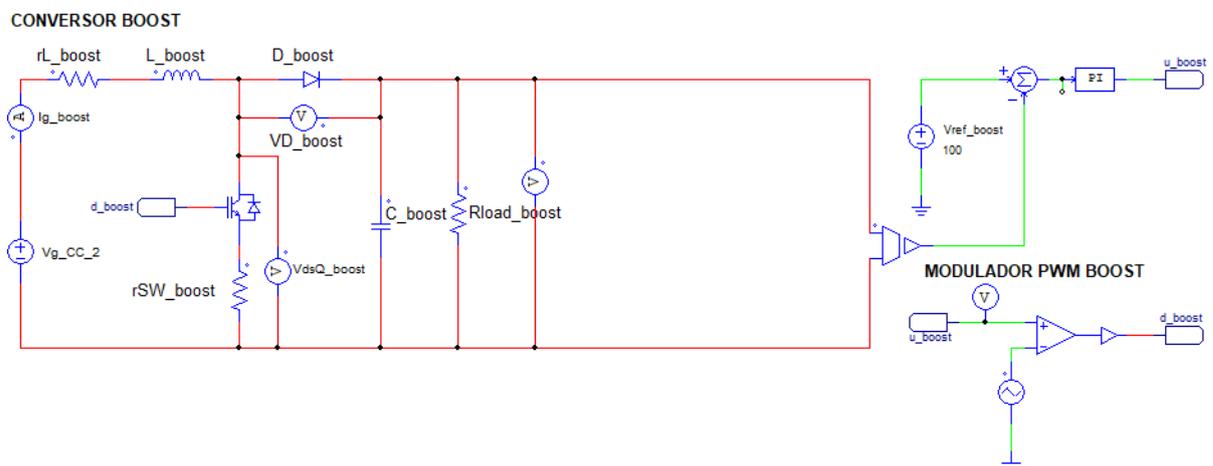
Na seção 3.2 foi demonstrada analiticamente a potencialidade do conversor *forward* na realização do conceito de R^2P^2 . A implementação do conceito de R^2P^2 em configuração I-IIIb leva a um conversor elevador, portanto, a contraparte adequada e utilizada na comparação foi o conversor *boost*. Com base na análise matemática das perdas normalizadas em relação ao conversor *boost* mostrada nas seções anteriores, serão apresentados alguns resultados de simulações que visam ilustrar e evidenciar as conclusões retiradas da análise matemática. Para tal, foi utilizado o software PSIM. As Figura 18 e Figura 19 mostram os esquemas elétricos dos circuitos simulados. Os controladores PI que aparecem na simulação são extremamente lentos. A observação da simulação se dá após os transitórios.

Figura 18 - Circuito simulado - conversor *forward R²P²* I-IIIb



Fonte: Autor.

Figura 19 - Circuito simulado - conversor *boost*



Fonte: Autor.

No esquema elétrico da Figura 18 pode-se ver o conversor *forward* em configuração R^2P^2 I-IIIB. Já a contraparte *boost* processando a totalidade da energia pode ser vista na Figura 19. O objetivo aqui não é levar em conta na simulação a totalidade de perdas que os dois conversores apresentariam na prática, resumindo-se ao comparativo das perdas analisadas nas seções anteriores. Comparações mais completas serão feitas no capítulo de resultados experimentais. Desta forma, o transformador *forward* é considerado ideal. São simuladas perdas por condução nos interruptores, nos indutores e nos diodos. Os diodos são simulados com tensão direta constante. Os valores de resistências parasitas nos interruptores e indutores, bem como tensões diretas nos diodos, foram escolhidos próximos aos valores encontrados nos resultados experimentais do capítulo 5.

A Tabela 3 sumariza os principais parâmetros utilizados na simulação. Os indutores *boost* e *forward* são considerados idênticos, bem como os interruptores e capacitores presentes em ambos os conversores. O valor da indutância foi escolhido com o objetivo de se obter o modo de condução contínua (MCC), com ondulação suficientemente pequena, de forma que o valor médio das correntes se aproxime dos valores eficazes, conforme considerado na análise matemática. Ambos os conversores operam a partir da mesma fonte de tensão V_g , que representa a tensão de barramento proveniente de um estágio de correção de fator de potência. Ambos os circuitos fornecem a mesma tensão de saída à carga, e, portanto, a mesma potência.

Tabela 3 - Parâmetros de simulação *forward* R^2P^2 I-IIIB vs *boost*

| Parâmetro | Valor |
|---|-----------------|
| Frequência de chaveamento | 40 kHz |
| Capacitor <i>forward</i> | 22 μ F |
| Capacitor <i>boost</i> | 22 μ F |
| Indutor <i>forward</i> | 190 μ H |
| Resistência Parasita indutor <i>forward</i> | 0,7 Ω |
| Indutor <i>boost</i> | 190 μ H |
| Resistência Parasita indutor <i>boost</i> | 0,7 Ω |
| R_{DS} MOSFET <i>forward</i> | 0,79 Ω |
| R_{DS} MOSFET <i>boost</i> | 0,79 Ω |
| Resistência de carga | 66,667 Ω |
| Tensão na carga | 100 V |
| Potência na carga | 150 W |

A Tabela 4 sumariza os resultados da simulação dos circuitos da Figura 18 e Figura 19, confronta com a análise matemática das seções 3.2.1 a 3.2.5 para quatro tensões de entrada diferentes - 70V, 80V, 90V e 100V. Nas quatro simulações todos os parâmetros do circuito são mantidos constantes e iguais aos da Tabela 3.

A relação de transformação do transformador *forward* foi mantida em $n=0,5$ nas quatro simulações para que o *forward* fosse capaz de excursionar a razão cíclica ao longo das quatro tensões de entrada escolhidas e produzir a tensão de saída necessária. Nas quatro simulações obtém-se 100V de tensão de saída, tanto para o conversor *forward* em arranjo R^2P^2 I-IIIB, quanto para o conversor *boost*. Desta forma, 150W são entregues à carga em qualquer das circunstâncias.

Observando-se o circuito em configuração R^2P^2 da Figura 18, observa-se que a fonte de tensão de entrada V_g aparece em série com o capacitor de saída do conversor *forward* devido à conexão em configuração R^2P^2 , como pode ser visto com mais clareza na Figura 20. Desta forma, o conversor *forward* deverá colocar uma tensão de saída que complemente a tensão de entrada V_g , a fim de produzir o total de 100V na tensão de saída, reprocessando apenas uma parcela da energia total entregue à carga. Por outro, lado o conversor *boost* deverá elevar a tensão de entrada e colocar os mesmos 100V no capacitor de saída, processando a totalidade da potência entregue à carga.

Fica evidente que ambos os circuitos deverão produzir o mesmo ganho estático M e fornecerem a mesma potência de 150W. A linha 1 da Tabela 4 mostra o ganho estático M para cada tensão de entrada simulada. Este ganho estático deverá ser comum à ambas configurações de circuito, *forward* em R^2P^2 e *boost* com processamento total de energia. As linhas 2 e 3 mostram a razão cíclica que cada conversor opera a fim de produzir o mesmo ganho estático.

As linhas 4 e 5 da Tabela 4 apresentam a potência de entrada e de saída do conversor *forward* utilizado na configuração R^2P^2 . Observa-se que, quanto menor for o ganho estático que a configuração R^2P^2 precisar oferecer, menor será a potência processada pelo conversor *forward*, mas menor a eficiência apresentada pelo mesmo conforme mostrado na linha 6.

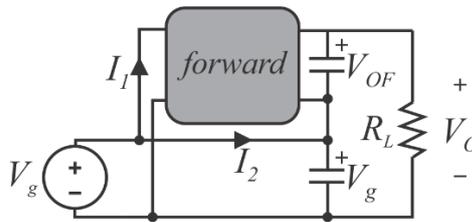
Tabela 4 - Resultados de simulação *forward R²P²* I-III B vs *boost* variando-se *M*.

| Linha | Parâmetro | Tensões de Entrada <i>V_g</i> | | | |
|-------|--|---|---------|---------|---------|
| | | 70 V | 80 V | 90 V | 100 V |
| 1 | Ganho estático <i>M</i> | 1,43 | 1,25 | 1,11 | 1 |
| 2 | Razão cíclica <i>forward</i> | 0,94 | 0,57 | 0,28 | 0,051 |
| 3 | Razão cíclica <i>boost</i> | 0,33 | 0,23 | 0,13 | 0,025 |
| 4 | Potência de entrada <i>forward</i> | 48,58 W | 34,16 W | 19,71 W | 3,9 W |
| 5 | Potência de saída <i>forward</i> | 44,97 W | 29,98 W | 14,99 W | 0 W |
| 6 | Rendimento <i>forward</i> | 92,57 % | 87,76 % | 76,05 % | 0 % |
| 7 | Rendimento arranjo <i>R²P²</i> | 97,65 % | 97,29 % | 96,95 % | 97,46 % |
| 8 | Rendimento <i>boost</i> | 94,96 % | 96,04 % | 96,83 % | 97,34 % |
| 9 | Corrente média Indutor <i>forward</i> , <i>I_F</i> | 1,50 A | 1,50 A | 1,50 A | 1,50 A |
| 10 | Corrente média Indutor <i>boost</i> , <i>I_B</i> | 2,25 A | 1,95 A | 1,72 A | 1,54 A |
| 11 | <i>I_F/I_B</i> | 0,67 | 0,77 | 0,87 | 0,97 |
| 12 | <i>1/M</i> | 0,70 | 0,80 | 0,90 | 1 |
| 13 | Perda Indutor <i>forward</i> , <i>perda_{LF}</i> | 1,58 W | 1,67 W | 1,68 W | 1,58 W |
| 14 | Perda Indutor <i>boost</i> , <i>perda_{LBI}</i> | 4,05 W | 2,98 W | 2,19 W | 1,66 W |
| 15 | <i>perda_{LF}/perda_{LB}</i> | 0,39 | 0,56 | 0,77 | 0,95 |
| 16 | <i>1/M²</i> | 0,49 | 0,64 | 0,81 | 1 |
| 17 | Corrente eficaz MOSFET <i>forward</i> | 722 mA | 585 mA | 420 mA | 171 mA |
| 18 | Corrente eficaz MOSFET <i>boost</i> | 1,385 A | 996 mA | 644 mA | 247 mA |
| 19 | Perda MOSFET <i>forward</i> , <i>perda_{QF}</i> | 411 mW | 270 mW | 139 mW | 23 mW |
| 20 | Perda MOSFET <i>boost</i> , <i>perda_{QB}</i> | 1,51 W | 783 mW | 327 mW | 48 mW |
| 21 | <i>perda_{QF}/perda_{QB}</i> | 27,2 % | 34,5 % | 42,5 % | 47,9 % |
| 22 | <i>n/M</i> | 35 % | 40 % | 45 % | 50 % |
| 23 | Corrente media Diodo <i>D₁ forward</i> | 1,407 A | 853 mA | 429 mA | 79 mA |
| 24 | Corrente media Diodo <i>D₂ forward</i> | 93 mA | 646 mA | 1,07 A | 1,42 A |
| 25 | Corrente média Diodo <i>boost</i> | 1,5 A | 1,5 A | 1,5 A | 1,5 A |
| 26 | Perda diodo <i>D₁ forward</i> | 2,11 W | 1,28 W | 640 mW | 118 mW |
| 27 | Perda diodo <i>D₂ forward</i> | 139 mW | 970 mW | 1,6 W | 2,13 W |
| 28 | Perda diodo <i>boost</i> | 2,25 W | 2,25 W | 2,25 W | 2,25 W |

Com relação ao caso específico onde o ganho estático é unitário, sabe-se que a tensão de entrada *V_g* aparece diretamente em série com o capacitor de saída do conversor *forward*, conforme pode novamente ser visto pela Figura 20, já contribuindo com os 100V necessários.

No entanto, observa-se pela Figura 18 que a corrente I_2 circula pelo diodo D_2 do conversor *forward* e pelo indutor de saída, produzindo certa queda de tensão e contribuindo com a redução da tensão de saída total a ser entregue à carga. Desta forma, mesmo com o ganho estático unitário, o conversor *forward* não pode trabalhar com razão cíclica nula, pois devido às quedas de tensão nos elementos de saída, não seria possível entregar os 100V necessários à carga.

Figura 20 - V_g aparece em série com o capacitor *forward* na saída.



Fonte: Autor.

Assim, o conversor *forward* necessita processar uma quantidade mínima de energia para compensar a queda em seus componentes de saída devido à circulação da corrente I_2 . Nesta situação, a fonte V_g contribui com 100V à tensão de saída e o conversor *forward* contribui com zero volts de tensão de saída, trabalhando apenas para compensar as referidas quedas de tensão ocasionadas pela circulação da corrente I_2 .

Neste caso, a eficiência do conversor *forward* atinge o valor limite de 0%, já que precisa consumir cerca de 3,9W para contribuir com 0W à carga. Assim, a energia processada pelo conversor *forward* para compensar a queda de tensão em seus componentes de saída contribui para a redução da eficiência do arranjo R^2P^2 , mesmo quando teoricamente nenhuma energia deveria ser reprocessada pelo conversor *forward* e a eficiência, neste caso, seria apenas a eficiência do estágio CFP, aqui representado pela fonte ideal V_g .

Salienta-se ainda, que a corrente I_2 é sempre igual à corrente de saída, e ela é a corrente comum que circula por ambos os sistemas em série que alimentam a carga.

As linhas 7 e 8 da Tabela 4 confrontam a eficiência do arranjo R^2P^2 com a eficiência apresentada pelo conversor *boost*, enquanto a linha 6 mostra o rendimento do conversor *forward* utilizado na configuração R^2P^2 . Observa-se a queda acentuada da eficiência *forward* conforme a energia reprocessada pelo conversor diminui.

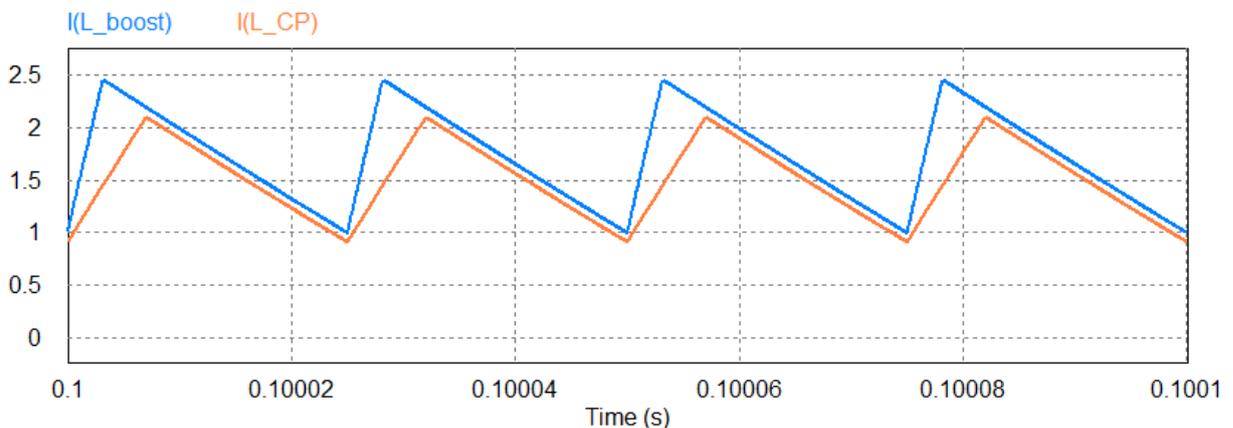
Conclui-se que, justamente nos pontos onde a energia reprocessada é menor, o que tenderia a favorecer a utilização do conceito R^2P^2 I-IIIB, conforme equação (3), o conversor

forward opera com menores eficiências devido à própria forma de conexão R^2P^2 I-III B, o que acaba por prejudicar o benefício teórico oferecido pela estrutura em R^2P^2 .

As linhas 9 e 10 da Tabela 4 mostram as correntes médias do indutor *boost* e *forward* para os quatro pontos de operação. Nota-se que para ganhos estáticos maiores, a corrente no indutor *forward* é menor que a corrente no indutor *boost*, conforme estabelecido pela equação (15).

As linhas 11 e 12 da Tabela 4 confrontam os valor médio da corrente no indutor obtidos na simulação com a equação (15). A Figura 21 apresenta as formas de onda para as correntes nos indutores *boost* e *forward* quando $V_g=90V$.

Figura 21 - Correntes indutor *buck-boost* R^2P^2 I-III B vs *boost* $V_g=90V$



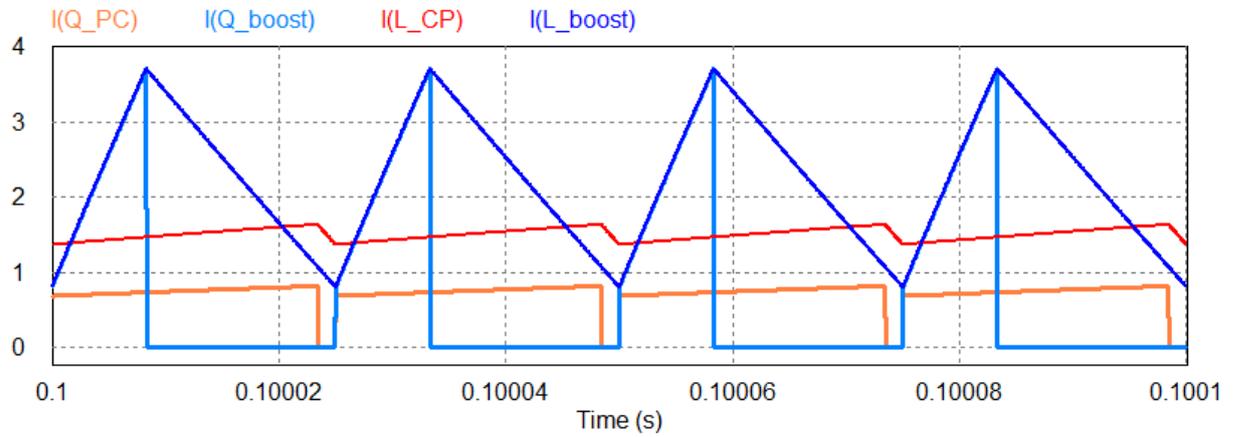
Fonte: Autor.

As linhas 13 e 14 da Tabela 4 mostram as perdas nos indutores *forward* e *boost*. A linha 15 mostra a razão entre as perdas, enquanto a linha 16 mostra o valor obtido por meio da equação (16) que visa estimar as perdas no indutor *forward* em R^2P^2 I-III B normalizadas em relação à contraparte *boost* processando a totalidade da energia entregue à carga.

As linhas 17 e 18 da Tabela 4 mostram as correntes eficazes para o MOSFET dos conversores *forward* e *boost*, respectivamente. As linhas 19 e 20 apresentam as perdas por condução quando uma resistência entre dreno e fonte de $0,79\Omega$ é considerada para ambos os MOSFETs. A linha 21 mostra a razão entre as perdas por condução no MOSFET *forward* normalizadas em relação à contraparte *boost*, enquanto a linha 22 mostra o resultado esperado para esta razão quando utilizada a equação (22).

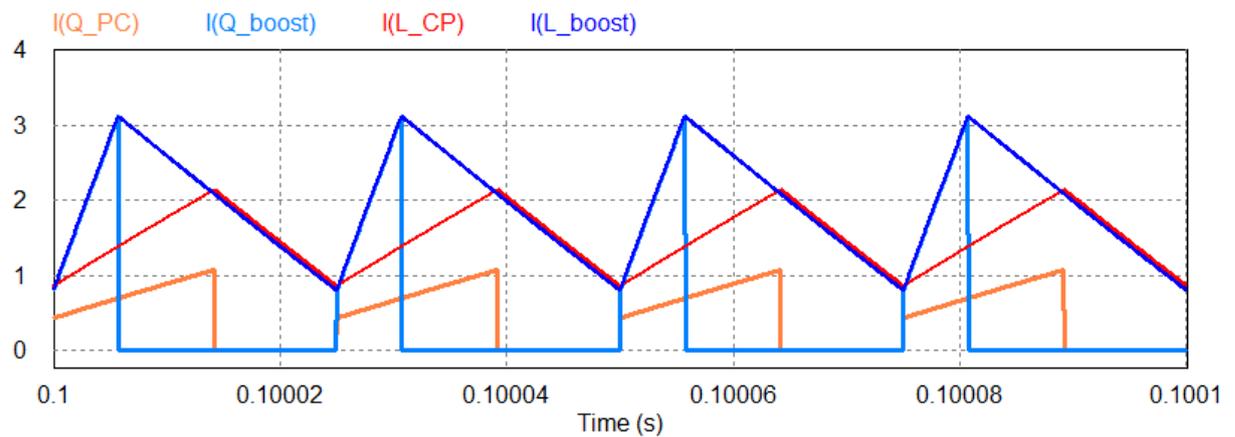
A Figura 22, Figura 23 e Figura 24 mostram as formas de onda para as correntes do MOSFET e indutor do conversor *buck-boost* em R^2P^2 I-III B confrontados com as respectivas formas de onda para o conversor *boost* para $V_g = 70V, 80V$ e $90V$, respectivamente.

Figura 22 - Formas de onda MOSFET e indutor *forward R²P²* I-III B vs *boost* com $V_g=70V$



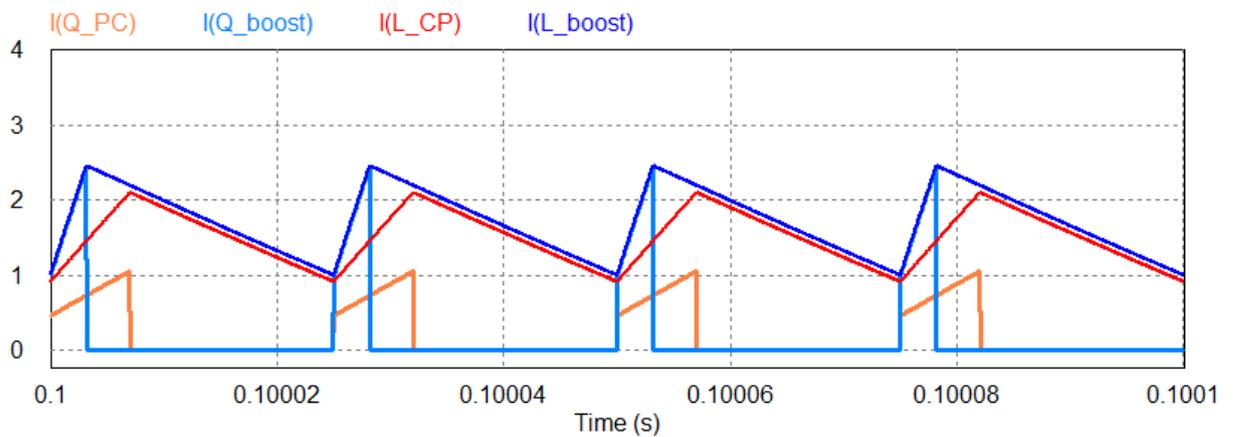
Fonte: Autor.

Figura 23 - Formas de onda MOSFET e indutor *forward R²P²* I-III B vs *boost* com $V_g=80V$



Fonte: Autor.

Figura 24 - Formas de onda MOSFET e indutor *forward R²P²* I-III B vs *boost* com $V_g=90V$

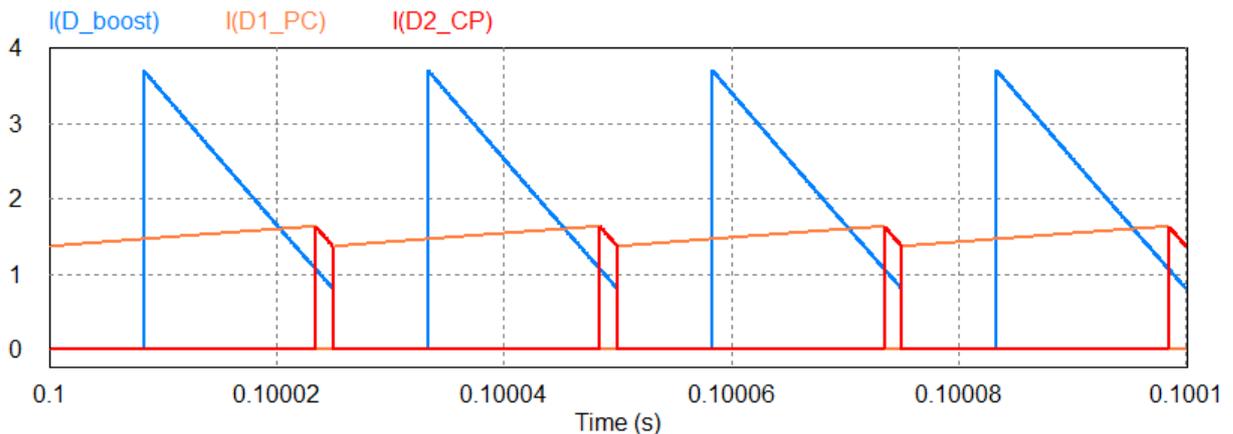


Fonte: Autor.

Por fim, as linhas 23 a 28 da Tabela 4 mostram as correntes nos diodos D_1 e D_2 do conversor *forward*, a corrente no diodo *boost*, bem como as respectivas perdas quando uma tensão direta e fixa de 1.5V é considerada na simulação. É possível constatar pela inspeção das linhas 26, 27 e 28 que a soma das perdas nos diodos D_1 e D_2 do conversor *forward* equivale às perdas no diodo do conversor *boost*, conforme estabelecido pela equação (19). Observa-se ainda, que conforme o ganho estático diminui e a participação do conversor *forward* na potência de saída também diminui, as perdas no diodo D_1 diminuem enquanto as perdas no diodo D_2 aumentam.

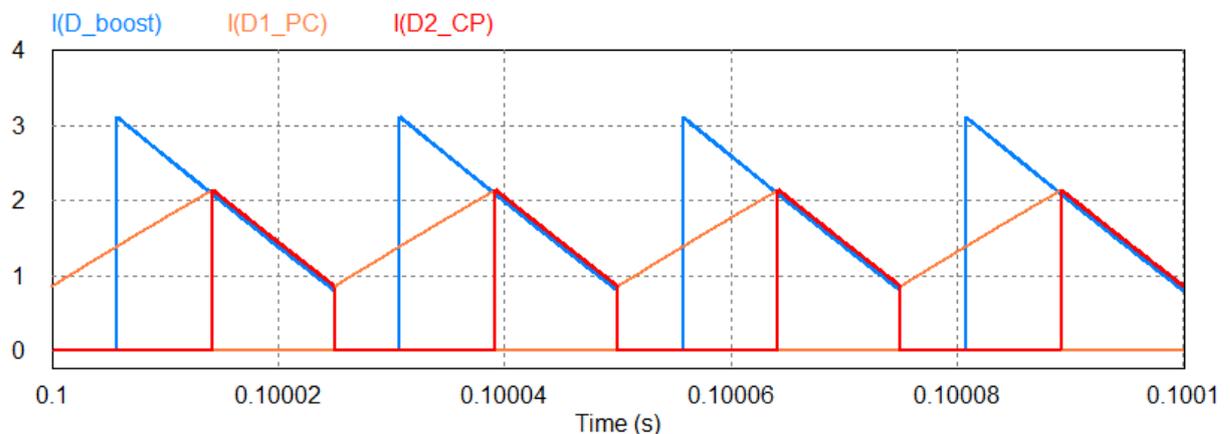
A Figura 25, Figura 26 e Figura 27 mostram as formas de onda para os diodos D_1 , D_2 e para o diodo *boost* em $V_g=70V$, 80V e 90V, respectivamente.

Figura 25 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 *forward* R^2P^2 I-III B vs diodo *boost* com $V_g=70V$



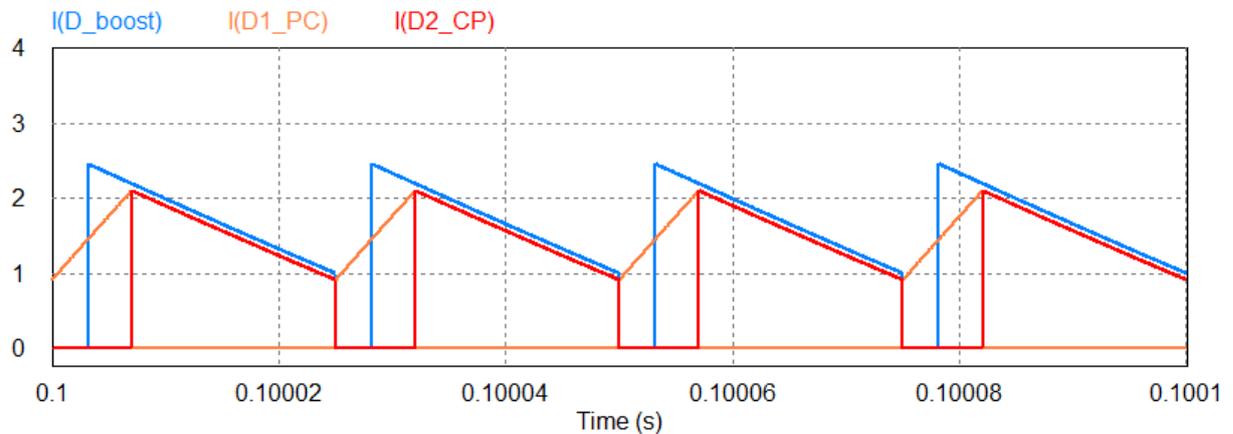
Fonte: Autor.

Figura 26 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 *forward* R^2P^2 I-III B vs diodo *boost* com $V_g=80V$



Fonte: Autor.

Figura 27 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 *forward* R^2P^2 I-III B vs diodo *boost* com $V_g=90V$



Fonte: Autor.

3.2.7 Estudo de caso 2: *forward* R^2P^2 vs *boost* variando-se a relação de transformação.

Nas simulações da seção 3.2.6, foi variada a tensão de alimentação e mantida a tensão de saída e demais parâmetros do circuito, com o objetivo de colocar ambos os conversores em quatro pontos de operação onde se pôde observar o impacto da variação do ganho estático na eficiência do conversor *forward* em configuração R^2P^2 I-III B, e suas perdas, quando comparado à contraparte *boost*.

Nesta seção, o ganho estático e demais parâmetros dos conversores serão mantidos fixos, e será variada a relação de transformação *forward* a fim de se confirmar as constatações analíticas das seções 3.2.1 a 3.2.5, onde se observou que a relação de transformação impacta na perda normalizada por condução no MOSFET. Novamente os circuitos da Figura 18 e Figura 19 são simulados através do software PSIM, e os parâmetros listados na Tabela 3 seguem válidos.

Embora alguns parâmetros como ganho estático M e resultados para o conversor *boost* permaneçam constantes, conforme se varia a relação de transformação n do transformador *forward*, estes valores foram repetidos na tabela dos resultados para fins de referência.

A Tabela 5 sumariza os resultados de simulação para relação de transformação $1:n$ assumindo valores entre 0,25 e 2. A tensão de entrada V_g tem valor de 90V para todas as simulações, portanto o ganho estático, tanto para o conversor *forward* em R^2P^2 I-III B quanto para o conversor *boost* processando toda a energia é igual a 1,111 em todas as simulações, conforme mostrado na linha 1 da Tabela 5.

As linhas 2 e 3 da Tabela 5 mostram a razão cíclica que cada conversor opera para atingir o ponto de operação proposto.

Tabela 5 - Resultados de simulação *forward R²P² I-III B vs boost* variando-se *n*

| | Parâmetro | Relação de transformação <i>forward - n</i> | | | | |
|----|--|---|---------|---------|---------|---------|
| | | 0,25 | 0,333 | 0,5 | 1 | 2 |
| 1 | Ganho estático <i>M</i> | 1,111 | 1,111 | 1,111 | 1,111 | 1,111 |
| 2 | Razão cíclica <i>forward</i> | 0,55 | 0,42 | 0,28 | 0,14 | 0,07 |
| 3 | Razão cíclica <i>boost</i> | 0,13 | 0,13 | 0,13 | 0,13 | 0,13 |
| 5 | Potência de entrada <i>forward</i> | 18,9 W | 18,99 W | 19,08 W | 19,17 W | 19,35 W |
| 6 | Potência de saída <i>forward</i> | 14,99 W | 14,99 W | 14,99 W | 14,99 W | 14,99 W |
| 7 | Rendimento <i>forward</i> | 79,31 % | 78,94 % | 78,56 % | 78,20 % | 77,47 % |
| 8 | Rendimento arranjo <i>R²P²</i> | 97,46 % | 97,40 % | 97,34 % | 97,29 % | 97,17 % |
| 9 | Rendimento <i>boost</i> | 96,83 % | 96,83 % | 96,83 % | 96,83 % | 96,83 % |
| 10 | Corrente média Indutor <i>forward, I_F</i> | 1,5 A | 1,5 A | 1,5 A | 1,5 A | 1,5 A |
| 11 | Corrente média Indutor <i>boost, I_B</i> | 1,72 A | 1,72 A | 1,72 A | 1,72 A | 1,72 A |
| 12 | $1/M$ | 0,9 | 0,9 | 0,9 | 0,9 | 0,9 |
| 13 | Perda Indutor <i>forward, perda_{LF}</i> | 1,60 W | 1,62 W | 1,65 W | 1,69 W | 1,71 W |
| 14 | Perda Indutor <i>boost, perda_{LB}</i> | 2,19 W | 2,19 W | 2,19 W | 2,19 W | 2,19 W |
| 15 | $perda_{LB}/perda_{LB}$ | 0,73 | 0,74 | 0,75 | 0,77 | 0,78 |
| 16 | $1/M^2$ | 0,81 | 0,81 | 0,81 | 0,81 | 0,81 |
| 17 | Corrente eficaz MOSFET <i>forward</i> | 283 mA | 331 mA | 410 mA | 587 mA | 838 mA |
| 18 | Corrente eficaz MOSFET <i>boost</i> | 635 mA | 635 mA | 635 mA | 635 mA | 635 mA |
| 19 | Perda MOSFET <i>forward, perda_{QF}</i> | 63 mW | 86 mW | 133 mW | 272 mW | 554 mW |
| 20 | Perda MOSFET <i>boost, perda_{QB}</i> | 318 mW | 318 mW | 318 mW | 318 mW | 318 mW |
| 21 | $perda_{QF}/perda_{QB}$ | 0,20 | 0,27 | 0,42 | 0,85 | 1,74 |
| 22 | n/M | 0,22 | 0,3 | 0,45 | 0,9 | 1,8 |
| 23 | Corrente media Diodo <i>D₁ forward</i> | 841 mA | 635 mA | 424 mA | 214 mA | 108 mA |
| 24 | Corrente media Diodo <i>D₂ forward</i> | 659 mA | 865 mA | 1,07 A | 1,28 A | 1,39 A |
| 25 | Corrente média Diodo <i>boost</i> | 1,5 A | 1,5 A | 1,5 A | 1,5 A | 1,5 A |
| 26 | Perda diodo <i>D₁ forward</i> | 1,26 W | 952 mW | 636 mW | 321 mW | 162 mW |
| 27 | Perda diodo <i>D₂ forward</i> | 988 mW | 1,29 W | 1,60 W | 1,92 W | 2,08 W |
| 28 | Perda diodo <i>boost</i> | 2,25 W | 2,25 W | 2,25 W | 2,25 W | 2,25 W |

Nas linhas 5 e 6 são mostradas as potências de entrada e saída, respectivamente, do conversor *forward*. As linhas 7 e 8 mostram o rendimento do conversor *forward* e da configuração R^2P^2 I-IIIB, respectivamente. Nota-se que a eficiência do conversor *forward* diminui conforme a relação de transformação n aumenta, e conseqüentemente, o impacto na diminuição do rendimento da configuração R^2P^2 . A linha 9 mostra o rendimento do conversor *boost*, que é o mesmo em todos os pontos, já que o ganho estático permanece o mesmo, o ponto de operação do conversor *boost* é sempre o mesmo.

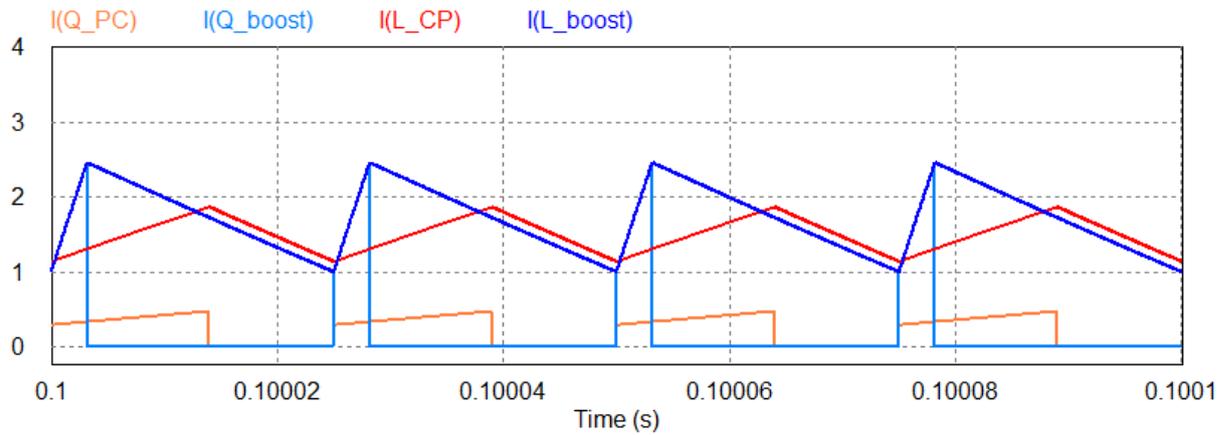
As linhas 10 e 11 da Tabela 5 mostram as correntes médias nos indutores dos conversores *forward* e *boost*, respectivamente. Observa-se que o valor da corrente média no indutor *forward* e no *boost* permanecem constantes em todas as simulações, demonstrando que a razão entre a corrente no indutor *forward* em configuração I-IIIB e a corrente média no indutor *boost* é independente da relação de transformação. A razão entre as correntes da tabela obedecem a equação (15).

As linhas 13 e 14 da Tabela 5 demonstram que as perdas por condução nos indutores, enquanto as linhas 15 e 16 confrontam a perda normalizada no indutor *forward* com o resultado da equação (16). As diferenças entre os valores simulados e calculados se devem à divergência entre o valor médio e o valor eficaz das correntes simuladas.

As linhas 17 e 18 da Tabela 5 mostram as correntes eficazes nos MOSFETs dos conversores *forward* e *boost*, respectivamente. As linhas 19 e 20 mostram as respectivas perdas e a linha 21 mostra a relação entre as perdas no MOSFET *forward* e *boost*. Pode-se notar, comparando-se as linhas 21 e 22, que a relação entre tais perdas tendem a seguir, com boa aproximação, os valores estabelecidos pela equação (22). Inclusive, a equação (22) estabelece que as perdas no MOSFET do conversor *forward* em configuração R^2P^2 I-IIIB são menores que as perdas da contraparte *boost* enquanto $n < M$, o que pode ser constatado pelos resultados sumarizados nas linhas 19 a 22.

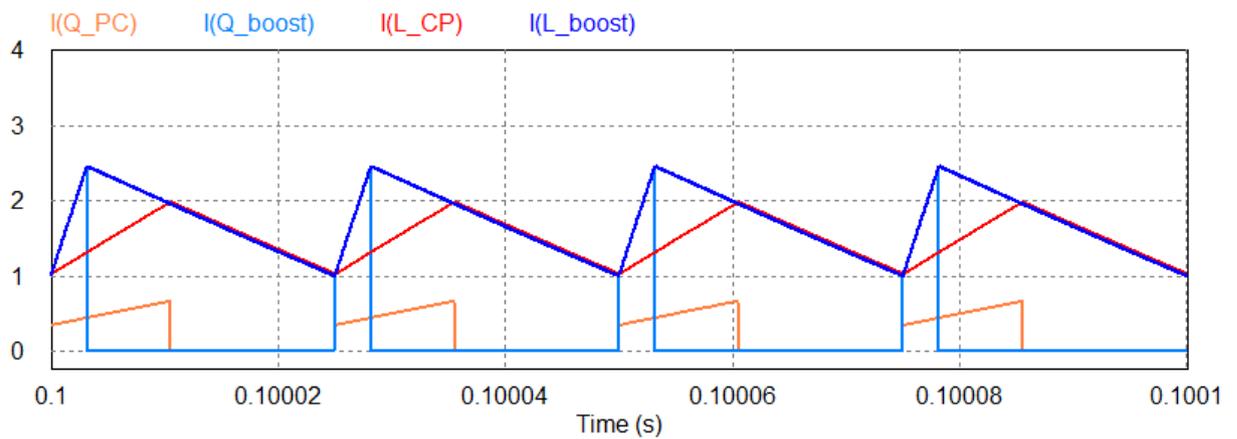
As formas de onda de corrente nos MOSFETs e indutores simulados para as cinco relações de transformação são apresentadas na Figura 28 até Figura 32.

Figura 28 - Formas de onda MOSFET e indutor *forward* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=0,25$



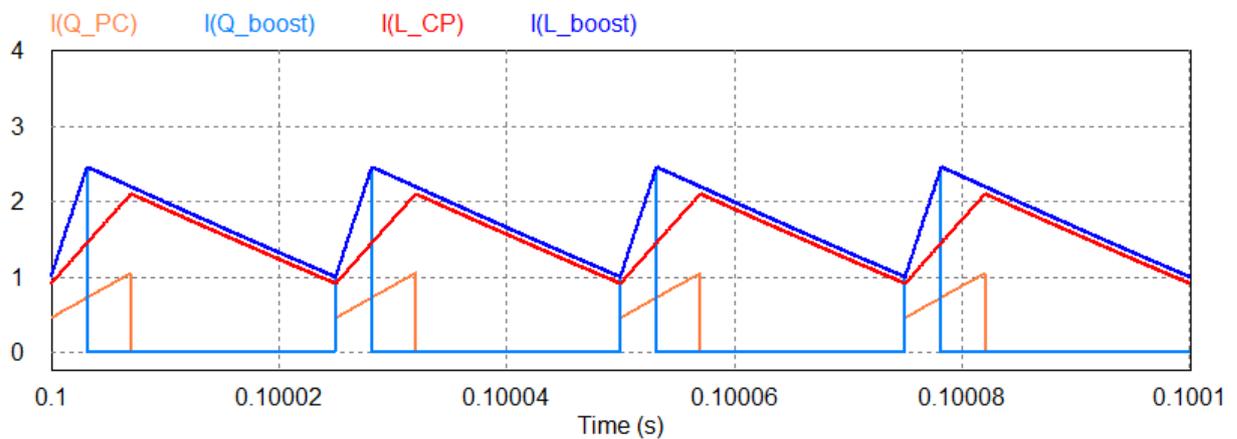
Fonte: Autor.

Figura 29 - Formas de onda MOSFET e indutor *forward* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=0,333$



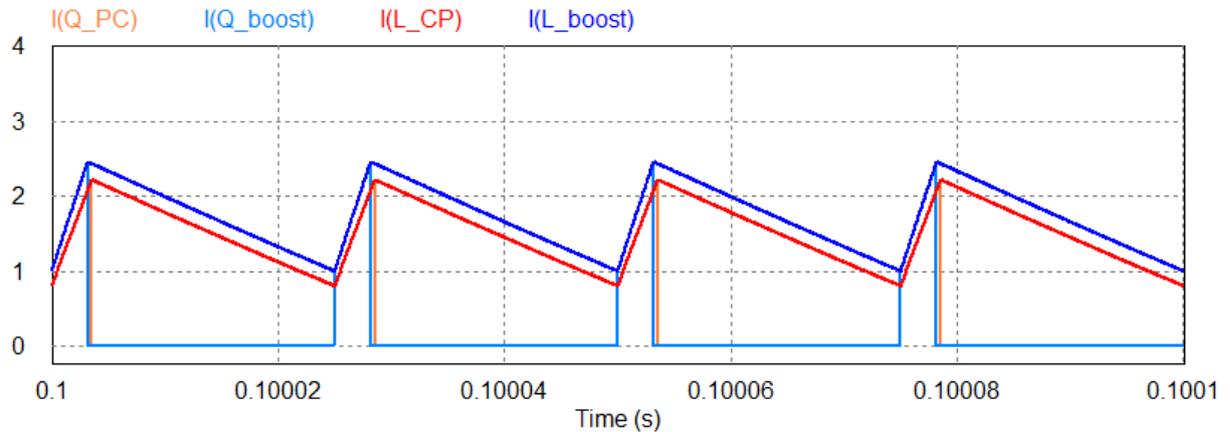
Fonte: Autor.

Figura 30 - Formas de onda MOSFET e indutor *forward* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=0,50$



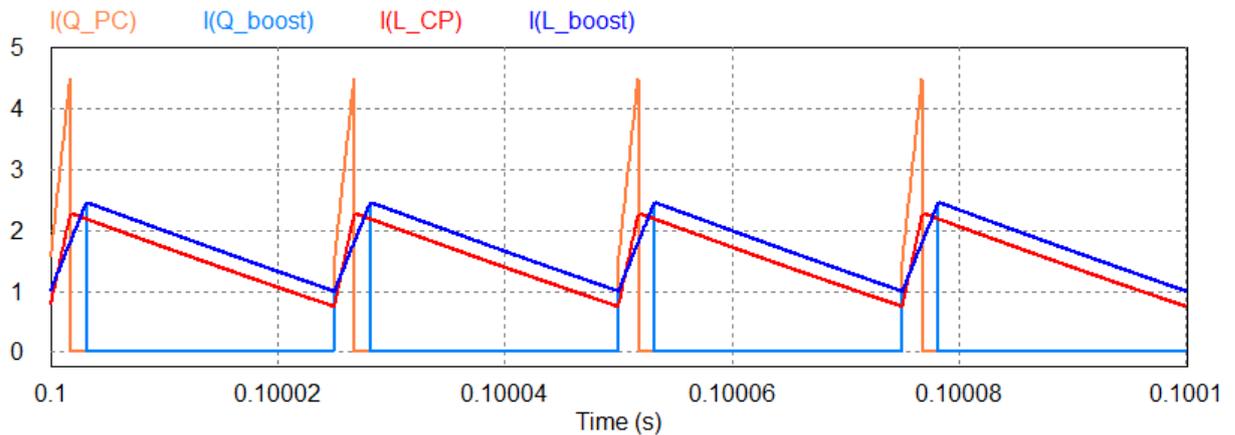
Fonte: Autor.

Figura 31 - Formas de onda MOSFET e indutor *forward* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=1$



Fonte: Autor.

Figura 32 - Formas de onda MOSFET e indutor *forward* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=2$

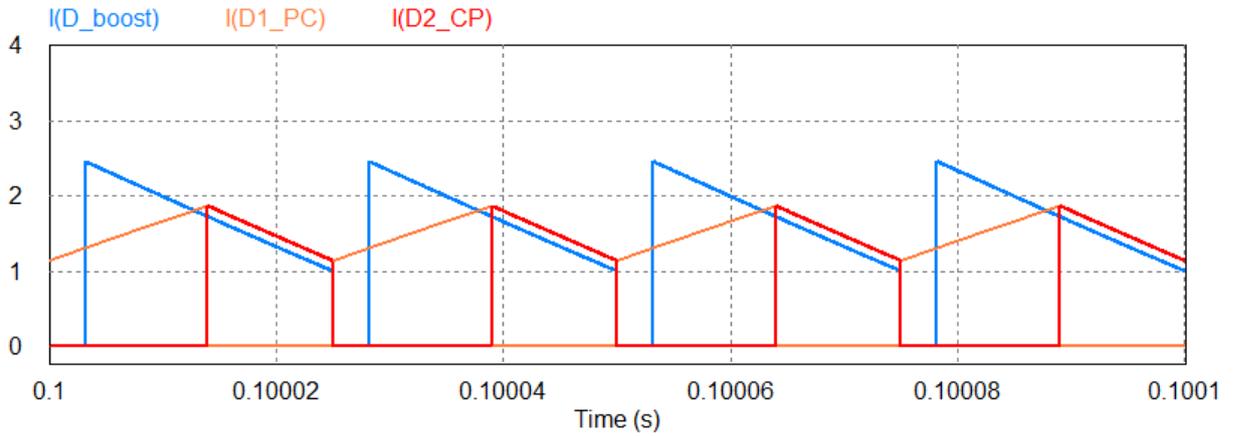


Fonte: Autor.

Novamente, as linhas 23 a 28 da Tabela 5 mostram as correntes nos diodos D_1 e D_2 do conversor *forward*, a corrente no diodo *boost* e suas respectivas perdas quando uma tensão direta e fixa de 1,5V é considerada na simulação. Novamente, é possível constatar pela inspeção das linhas 26, 27 e 28 que a soma das perdas nos diodos D_1 e D_2 do conversor *forward* equivale às perdas no diodo do conversor *boost*, conforme estabelecido pela equação (19), porém as perdas podem ser maiores em D_1 ou D_2 , conforme a relação de transformação se altera, tendendo para perdas maiores no diodo D_1 em relações de transformações menores, ou perdas maiores no diodo D_2 em relações de transformações maiores.

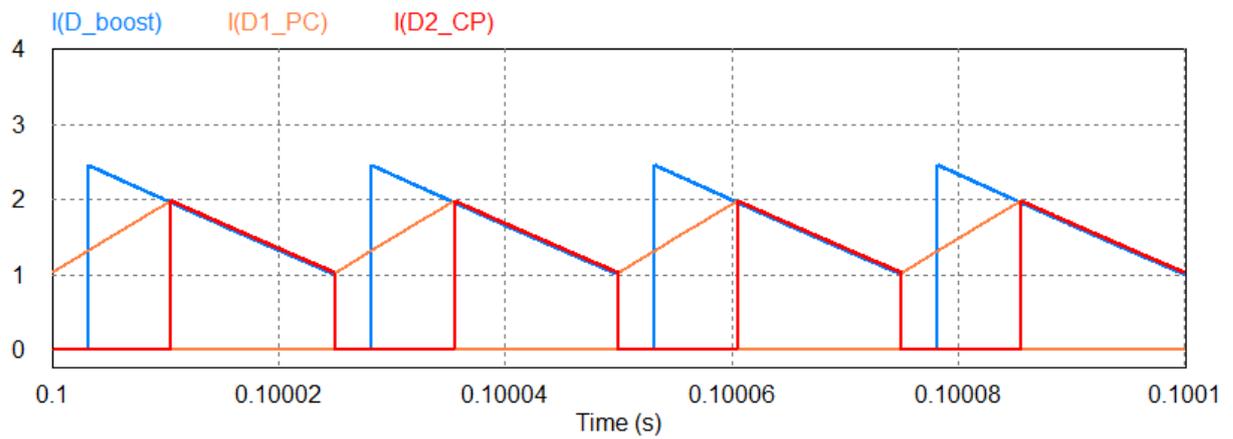
As formas de onda de correntes nos diodos D_1 , D_2 e diodo *boost* podem ser vistas na Figura 33 até a Figura 37.

Figura 33 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 forward R^2P^2 I-III B vs diodo boost com $n=0,25$



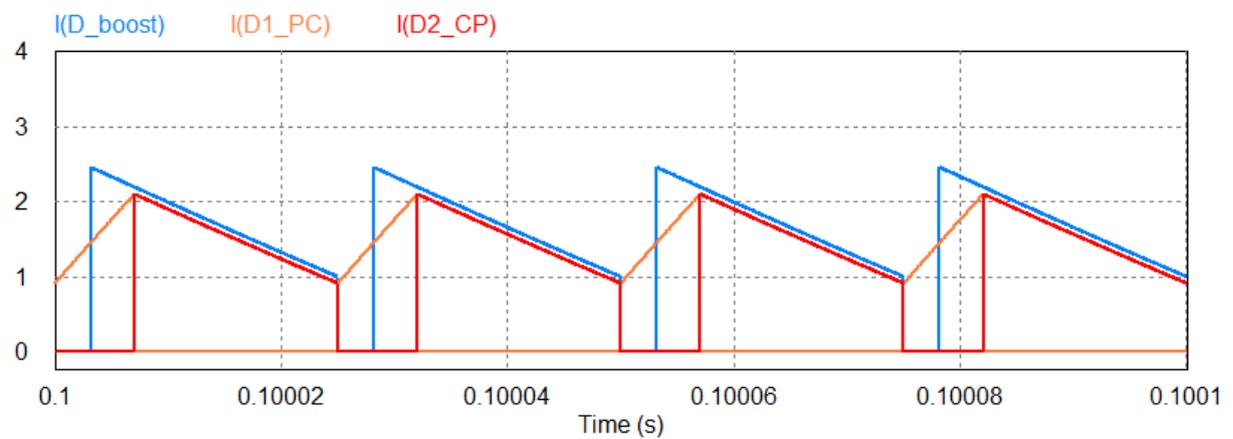
Fonte: Autor.

Figura 34 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 forward R^2P^2 I-III B vs diodo boost com $n=0,33$



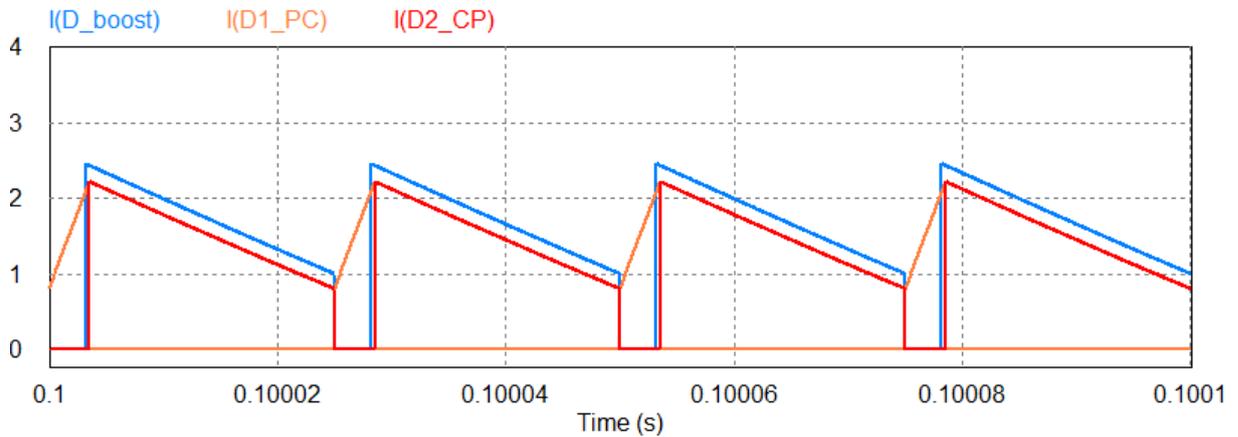
Fonte: Autor.

Figura 35 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 forward R^2P^2 I-III B vs diodo boost com $n=0,50$



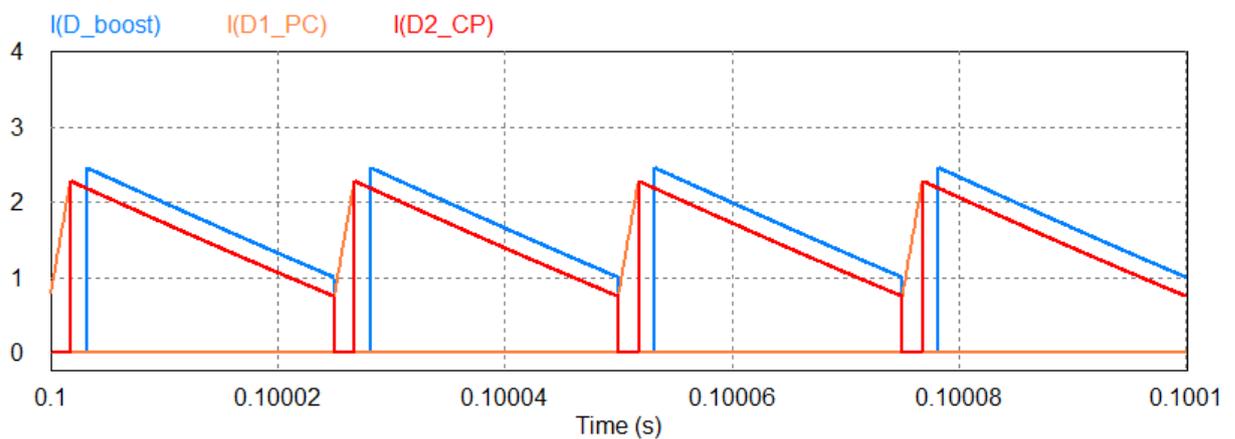
Fonte: Autor.

Figura 36 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 *forward* R^2P^2 I-III B vs diodo *boost* com $n=1$



Fonte: Autor.

Figura 37 - Formas de onda diodos D_1 e D_2 *forward* R^2P^2 I-III B vs diodo *boost* com $n=2$



Fonte: Autor.

3.2.8 Limitações quanto a razão cíclica no conversor *forward*.

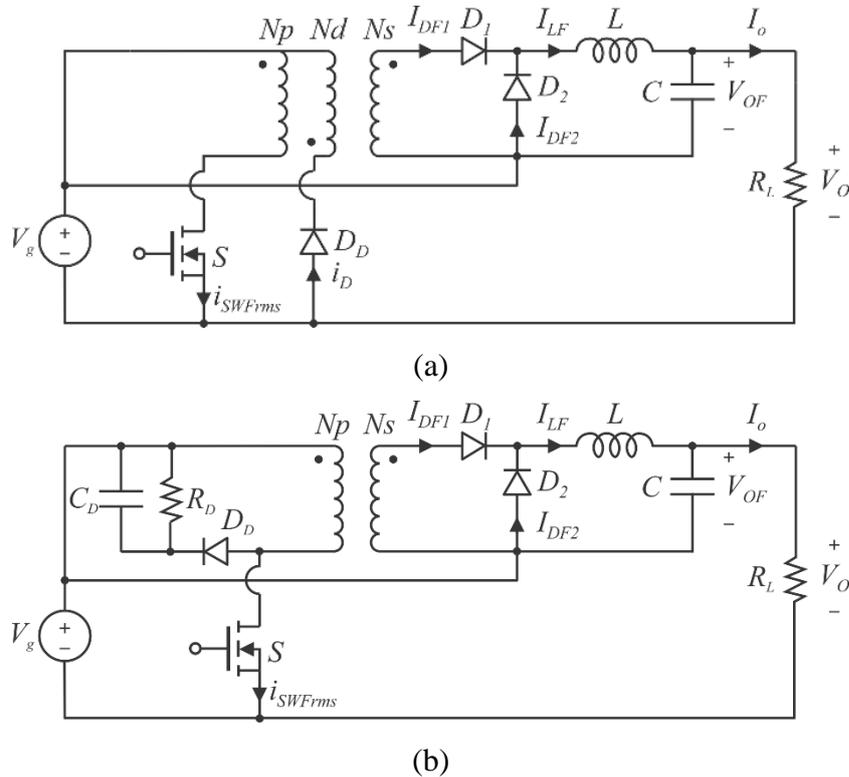
A seção 3.2.5 e os resultados de simulação da seção 3.2.7 demonstraram que é possível alcançar menores perdas por condução no interruptor *forward* desde que a relação de transformação, $1:n$, seja menor que o ganho estático M .

Nas simulações da seção 3.2.7 a relação de transformação assumiu o valor mais baixo em 0,25. Na Tabela 5 é possível observar que a razão cíclica necessária para o conversor *forward* atingir o ganho estático de 1,111, ou seja, elevação de tensão de 90V para 100V, foi 0,7. Razões cíclicas altas são difíceis de atingir no conversor *forward* devido à necessidade de desmagnetização.

A Figura 38 mostra dois esquemas de desmagnetização. Embora existam outras técnicas de desmagnetização, como por ressonância entre a capacitância intrínseca do interruptor e indutância de magnetização, desmagnetização por circuito *LCD* e

desmagnetização ativa, as opções da Figura 38 (a) e (b), podem ser as opções mais usuais, foram implementadas na seção de resultados experimentais e, portanto, serão discutidas em maiores detalhes nesta seção.

Figura 38 - (a) *forward* com enrolamento de desmagnetização. (b) Desmagnetização RCD.



Fonte: Autor.

A Figura 38(a) mostra um conversor *forward* com enrolamento de desmagnetização. Este tipo de configuração possui a vantagem de reciclar a energia envolvida no processo de desmagnetização, mas normalmente é limitada a usos em que a razão cíclica máxima é 0,5, devido aos grandes esforços de tensão aos quais os semicondutores são submetidos.

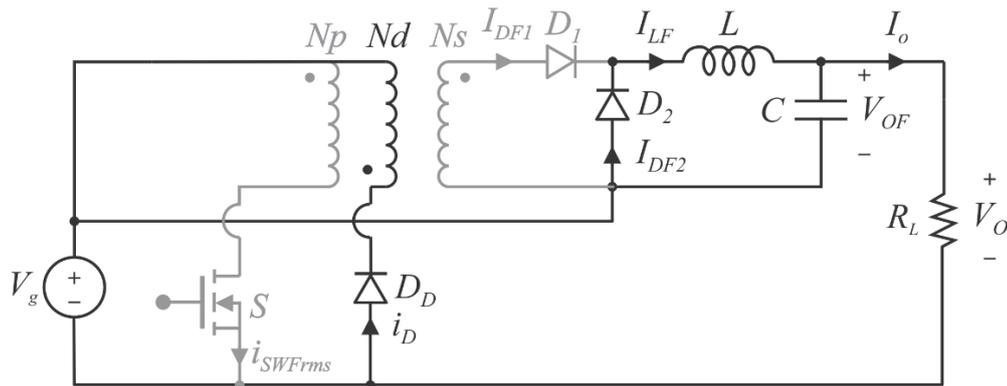
A relação de transformação entre o enrolamento de desmagnetização e o enrolamento primário, necessário para haver a desmagnetização em função da razão cíclica máxima é dada pela equação (23).

$$\frac{Nd}{Np} = \frac{1}{D_{Máx}} - 1 \quad (23)$$

A Figura 39 mostra a etapa de desmagnetização do esquema da Figura 38(a). Esta etapa se inicia com a abertura do interruptor e do diodo D_1 , bem como a entrada em condução

do diodo D_2 . Nota-se que a tensão imposta ao enrolamento de desmagnetização é V_g . A equação (23) mostra que razões cíclicas maiores do que 0,5 exigem que a relação Nd/Np seja menor que a unidade. Como consequência, tem-se a tensão de alimentação, V_g , multiplicada e refletida ao enrolamento primário e ao enrolamento secundário, conforme as equações (24) e (25).

Figura 39 - Etapa de desmagnetização com enrolamento auxiliar



Fonte: Autor.

$$V_s = V_g \frac{N_s}{N_d} \quad (24)$$

$$V_p = V_g \frac{N_p}{N_d} \quad (25)$$

A fim de ilustração, seja o caso hipotético onde $V_g=70V$, $V_o= 100V$ e a relação entre primário e secundário é $n=0,5$. Neste caso o reprocessamento de energia é de 30% e a relação de transformação tende a favorecer a redução de perdas no MOSFET, conforme demonstrado na seção 3.2.5. Para se obter o ganho estático, nesta relação de transformação, a razão cíclica necessária ao conversor *forward* é de aproximadamente 0,93. Desta forma, considerando-se 0,95 como razão cíclica máxima de operação, a relação de transformação necessária para garantir a desmagnetização do transformador *forward* precisa ser de aproximadamente 0,05, conforme equação (23).

Assim, a tensão refletida ao enrolamento primário durante a desmagnetização seria de 20 vezes a tensão de alimentação, ou neste caso, 1400V. e a tensão refletida ao enrolamento secundário, 700V. Esforços de tensões destas magnitudes exigem semicondutores com grandes capacidades de suportar tensões, e normalmente são evitados.

De forma a limitar os esforços de tensão nos dispositivos semicondutores, normalmente o projeto de um conversor *forward* com enrolamento de desmagnetização é feito adotando-se a relação de transformação unitária entre os enrolamentos primário e de desmagnetização. Desta forma, a razão cíclica máxima que o conversor poderá apresentar é de 0,5, e a tensão que o interruptor deverá suportar será de duas vezes a tensão de entrada, V_g .

O fator de reprocessamento de energia, k , pode ser escrito da seguinte forma:

$$k = \frac{V_o - V_g}{V_g} \quad (26)$$

Utilizando-se a equação (12) para o ganho estático do conversor *forward* na configuração I-IIIB, e a equação (26) chega-se na equação (27), que relaciona a fração de reprocessamento máximo em função da relação de transformação do transformador *forward* e a razão cíclica máxima.

$$k_{Máx} = nD_{Máx} \quad (27)$$

Assim, adotando-se o esquema com enrolamento de desmagnetização e razão cíclica máxima de 0,5, como é usual, a máxima parcela de energia processável fica limitada a 50% da relação de transformação entre o primário e secundário.

O circuito da Figura 38 (b) elimina o enrolamento de desmagnetização e o respectivo diodo, e usa um circuito de desmagnetização do tipo *RCD*. Esta configuração é dissipativa, mas interessante por ser de baixo custo e por permitir razões cíclicas superiores a 0,5 sem grandes esforços de tensão nos semicondutores.

Se na implementação do esquema de desmagnetização do transformador *forward* por meio de enrolamento de desmagnetização, a obtenção de razões cíclicas maiores que 0,5 se dá às custas de grandes esforços de tensão nos semicondutores, a realização por meio de circuito *RCD* se dá às custas de grandes perdas de eficiência.

A Figura 40 apresenta as três etapas de funcionamento do circuito de desmagnetização *RCD*. A primeira etapa se dá durante o período de condução do interruptor. Durante este momento, o capacitor de desmagnetização, C_D , está se descarregando por meio do resistor R_D e o diodo de desmagnetização está reversamente polarizado. Quando o interruptor desliga, a energia da componente de corrente magnetizante é direcionada ao circuito *RCD* e o diodo de desmagnetização encontra-se em condução. A terceira etapa ocorre quando o transformador

termina de desmagnetizar, mas o interruptor ainda está desligado. Nesta etapa, o capacitor novamente se descarrega através resistor R_D .

O projeto de um circuito de desmagnetização RCD se dá pela determinação da tensão e capacitância do capacitor C_D , associada a resistência de dissipação R_D necessários para se garantir a desmagnetização completa do transformador antes que o interruptor entre em condução novamente.

A tensão mínima necessária é dada pela equação (28).

$$V_C > \frac{V_{g_{Min}} D_{Máx}}{1 - D_{Máx}} \quad (28)$$

A tensão máxima no interruptor pode ser obtida dada por:

$$V_{ds} = V_{g_{Máx}} + V_C \quad (29)$$

O resistor de dissipação R_D é calculado com base na indutância de magnetização do transformador, L_m e frequência de comutação, f_{sw} , e é obtido pela equação (30).

$$R_D = \left(\frac{V_{g_{Máx}}}{V_{g_{Min}}} - 1 \right)^2 \cdot \frac{2L_m \cdot f_{sw}}{D_{Min}^2} \quad (30)$$

O valor de projeto para a tensão do capacitor de desmagnetização é obtido a partir da determinação prévia do resistor R_D e obtido pela equação (31).

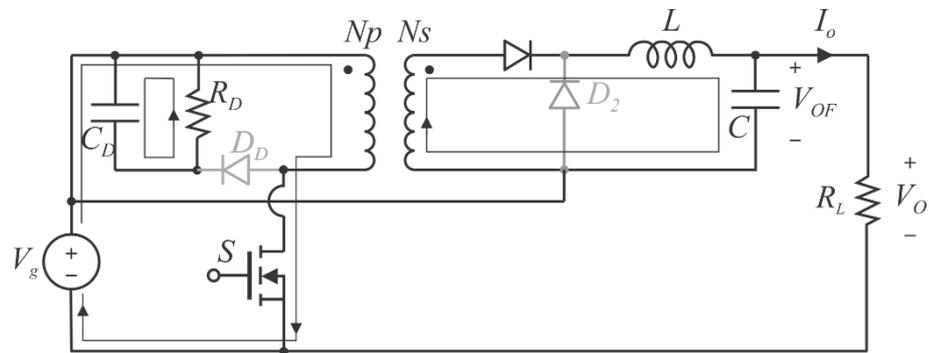
$$V_{C_{proj}} = \sqrt{\frac{R_D}{2L_m \cdot f_{sw}}} \cdot D_{Máx} V_{g_{Min}} \quad (31)$$

De posse da tensão de projeto do capacitor, da resistência R_D e da ondulação de tensão no capacitor em funcionamento normal, ΔV_C , o valor da capacitância necessária pode ser calculado pela equação (32).

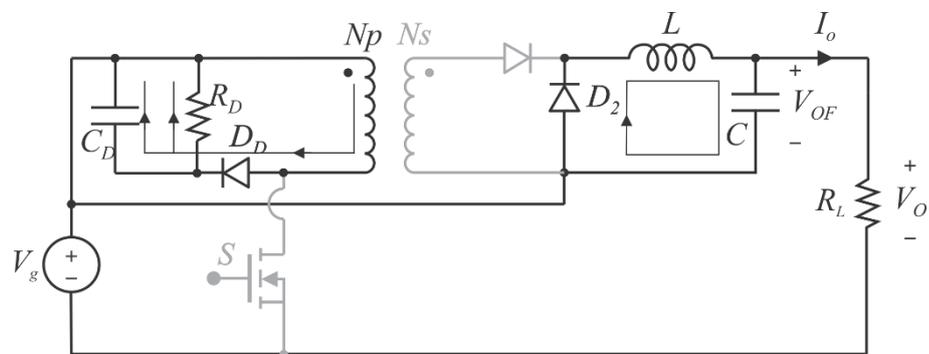
$$C_D = \frac{V_{C_{proj}} \cdot D_{Máx}}{R_D \cdot \Delta V_C \cdot f_{sw}} \quad (32)$$

Figura 40 - Etapas de desmagnetização por circuito RCD. (a) $0 \leq t < DT_s$. (b) $DT_s \leq t < t_m$.

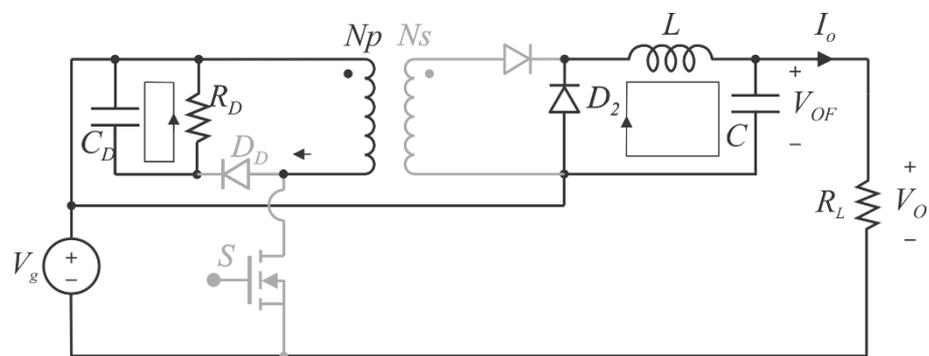
(c) $t_m \leq t < Ts$;



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

A corrente e tensão no diodo de desmagnetização D_D são obtidos pelas equações (33) e (34), respectivamente.

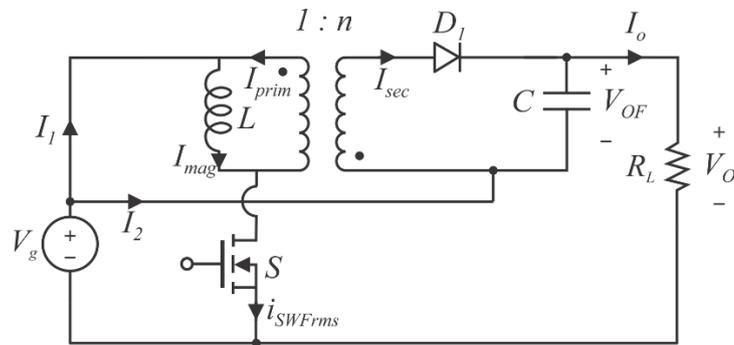
$$I_D = \frac{Vg_{Mín} D_{Máx}}{Lm \cdot f_{sw}} \quad (33)$$

$$V_D = Vg_{Máx} + Vc_{proj} \quad (34)$$

3.3 Análise do Conversor *flyback* em R^2P^2 I-III B

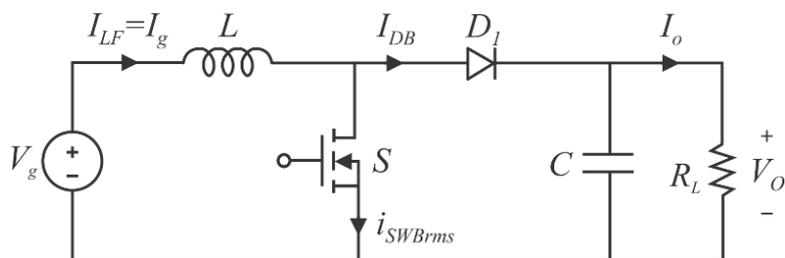
A Figura 41 mostra um conversor *flyback* na configuração I-III B. Novamente, o estágio CFP é representado pela fonte de tensão V_g . As principais perdas nos componentes serão derivadas e normalizadas com respeito à contraparte processando a totalidade da potência. Ambos os conversores operam em MCC e é considerada uma ondulação de corrente pequena no indutor, de forma que o valor eficaz da corrente possa ser aproximado pelo valor contínuo. Considera-se que o mesmo interruptor, diodo e indutor sejam utilizados, tanto no conversor *flyback*, quanto na contraparte *boost* processando toda a energia. Deste modo, os mesmos elementos parasitas são considerados.

Figura 41 - Conversor *flyback* em configuração R^2P^2 I-III B.



Fonte: Autor.

Figura 42 - Conversor *boost* (contraparte)



Fonte: Autor.

3.3.1 Ganho Estático *Flyback* R^2P^2 .

Conforme pode ser visto na Figura 41, a tensão na carga é a soma da tensão de saída do conversor *flyback* e a tensão de saída do estágio CFP, novamente representada pela fonte de tensão V_g , conforme a equação (35).

$$V_o = V_g + V_{OFB} = V_g + V_g \cdot \frac{n \cdot D}{1 - D} \quad (35)$$

O que leva ao ganho estático:

$$M = \frac{V_o}{V_g} = 1 + \frac{nD}{1 - D} \quad (36)$$

Observa-se pela equação (36), que se a relação entre o número de espiras do lado primário e secundário do indutor *flyback* for unitário, a equação do ganho estático se torna:

$$M = \frac{1}{1 - D} \quad (37)$$

A equação (37) é idêntica ao ganho estático do conversor *boost* processando toda a energia, conforme obtido nas equações (7) e (8) da seção 2.3.1, onde se identificou que um conversor *buck-boost* em configuração R^2P^2 I-III B equivale a um conversor *boost* processando a totalidade da energia. Desta forma, um conversor *flyback* com relação de transformação unitária não apresenta melhoria em rendimento quando comparado ao conversor *boost* em reprocessamento total de energia.

A equação (36) demonstra que o ganho estático de um conversor *flyback* em configuração R^2P^2 I-III B, assim como no caso do conversor *forward*, é sempre maior que um, o que remete novamente ao estudo comparativo em relação ao conversor *boost*. A Figura 42 mostra o conversor *boost* utilizado como contraparte processando a totalidade da energia.

3.3.2 Corrente Média no Indutor *Flyback*

Novamente, para calcular a perda por condução normalizada no indutor *flyback* em relação ao indutor *boost*, ambas as correntes nos indutores foram equacionadas em relação a corrente de saída, que é a mesma para os dois conversores em comparação. A corrente média no indutor *boost* já foi obtida anteriormente e é dada pela equação (14).

Pela Figura 41, é possível notar que a indutância de magnetização funciona da mesma maneira que o indutor do conversor *buck-boost*. Desta forma, equaciona-se a corrente no indutor de magnetização da seguinte maneira:

$$I_{PRIM} = I_2 \cdot n \quad (38)$$

$$I_1 = I_2 \cdot \frac{n \cdot D}{1-D} \quad (39)$$

A corrente de magnetização é dada por:

$$\begin{aligned} I_M &= I_1 + I_{PRIM}, \\ I_M &= \frac{I_2 \cdot n \cdot D}{1-D} + I_2 \cdot n = I_2 \cdot \frac{n}{1-D} \end{aligned} \quad (40)$$

Como $I_2 = I_0$,

$$\frac{I_{LFB}}{I_{LB}} = 1 + \frac{n-1}{M} \quad (41)$$

A equação (41) mostra que para $n < 1$ a corrente média no indutor *flyback* é menor que a corrente média no indutor da contraparte *boost*. Para $n = 1$, o conversor comporta-se como um *buck-boost* em R^2P^2 , e a corrente média no indutor *flyback* é igual à corrente média do indutor *boost*. Por fim, para $n > 1$, a corrente média no indutor *flyback* é superior à corrente média no indutor *boost*.

3.3.3 Perda por Condução Normalizada no Indutor *Flyback*.

A perda normalizada no indutor *flyback* em relação ao indutor *boost* é obtida assumindo-se que o valor eficaz da corrente no indutor é próximo ao valor médio em MCC. Assim, a perda normalizada será aproximada pela corrente média do indutor *boost*, dada pela equação (14) e pela corrente média no indutor *flyback* obtida na equação (40). Lembrando que $I_2 = I_0$, tem-se:

$$\Pi_L = \frac{r_L \cdot I_{LFB}^2}{r_L \cdot I_{LB}^2} = \left(1 + \frac{n-1}{M} \right)^2 \quad (42)$$

A equação (42) demonstra que para as perdas no indutor *flyback* em configuração R^2P^2 I-III B serem, teoricamente menores que a do indutor *boost*, a relação de transformação n , precisa ser menor que um.

3.3.4 Perda Normalizada no Diodo *Flyback*.

Neste caso, tanto para o caso do conversor *boost*, quanto para o conversor *flyback* em configuração R^2P^2 I-IIIB, a corrente média de saída é igual à corrente média do diodo de saída dos conversores.

Como a comparação implica na mesma corrente de saída, não existe nenhuma melhoria em termos de eficiência no que diz respeito a perdas por condução no diodo do conversor *flyback* em configuração R^2P^2 .

$$I_{DFB} = I_O \quad (43)$$

$$I_{DB} = I_O \quad (44)$$

$$\Pi_D = \frac{I_O \cdot V_D}{I_O \cdot V_D} = 1 \quad (45)$$

3.3.5 Perda Normalizada por condução no interruptor *Flyback*

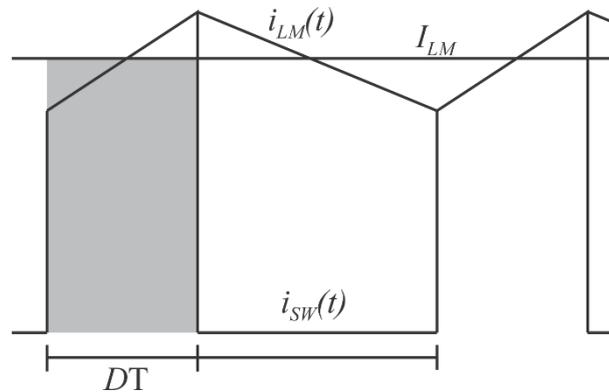
A Figura 43 mostra a aproximação do valor eficaz da corrente no interruptor do *flyback*. O valor eficaz da corrente no interruptor, que tem formato trapezoidal, é aproximado pelo valor eficaz de uma onda retangular onde o valor de pico da onda é dado pelo valor médio da corrente na indutância de magnetização da Figura 41. Desta forma, o valor eficaz da corrente no interruptor é obtido pelo produto da corrente média de magnetização, conforme equação (40), pela raiz quadrada da razão cíclica que o conversor *flyback* precisa operar para atingir o ganho estático necessário.

$$I_{Q_flyback_RMS} = I_O \frac{n}{1 - D_{FB}} \sqrt{D_{FB}} \quad (46)$$

De forma similar, o valor eficaz da corrente no interruptor do conversor *boost* é dado pela equação (47).

$$I_{Q_boost_RMS} = I_O M \sqrt{D_B} \quad (47)$$

Figura 43 - Aproximação de valor eficaz trapezoidal por retângulo (*flyback*).



Fonte: Autor.

Considerando que ambos os interruptores possuam a mesma resistência parasita, r_{sw} , e através da manipulação algébrica das equações (46), (47), (36) e (8), chega-se à perda por condução no interruptor *flyback* normalizada em relação à mesma perda no interruptor da contraparte *boost*, conforme equação (48).

$$\Pi_{SW} = \frac{r_{sw} \cdot \left[\frac{n}{(1-D_{FB})} \cdot I_O \cdot \sqrt{D_{FB}} \right]^2}{r_{sw} \cdot (M \cdot I_O \cdot \sqrt{D_B})^2} = \frac{n-1}{M} + 1 \quad (48)$$

A equação (48) é idêntica a equação (41) e, portanto, as perdas normalizadas por condução no interruptor *flyback* na configuração I-IIIB podem ser interpretadas da mesma forma que a relação entre as correntes médias no indutor *flyback* e *boost*. Ou seja, para $n < 1$ as perdas por condução no interruptor *flyback* são menores as perdas por condução no interruptor da contraparte *boost*. Para $n = 1$, o conversor comporta-se como um *buck-boost* em R^2P^2 , portanto, as perdas são idênticas. Para $n > 1$, as perdas por condução no interruptor *flyback* são superiores às perdas de mesma natureza no interruptor *boost*.

3.3.6 Estudo de caso 3: *flyback* R^2P^2 vs *boost* variando-se a relação de transformação.

Nas seções 3.3.1 a 3.3.5 foi apresentada a análise normalizada das perdas por condução nos principais elementos do conversor *flyback* em configuração R^2P^2 I-IIIB em relação a um conversor *boost* processando a totalidade da energia a ser destinada para a carga. Nesta seção serão apresentados alguns resultados de simulações que visam, novamente, ilustrar e evidenciar as conclusões retiradas da análise matemática.

A Figura 44 e Figura 45 mostram os esquemas elétricos dos circuitos simulados e a Tabela 6 apresenta os parâmetros dos circuitos utilizados na simulação.

De modo a comparar a corrente no indutor *boost* com a corrente no indutor *flyback*, o último está representado pela indutância de magnetização com resistência parasita série, associada a um transformador ideal.

A análise da seção 3.3.2 conclui que, se a relação de transformação do indutor *flyback* for unitária, a configuração R^2P^2 I-IIIB se comportará exatamente como um conversor *boost* processando a totalidade da energia. Desta forma, deverá possuir as mesmas formas de onda nos indutores e interruptores, ficando apenas a tensão no capacitor de saída, a única grandeza diferente, conforme também estudado na seção 2.3.1.

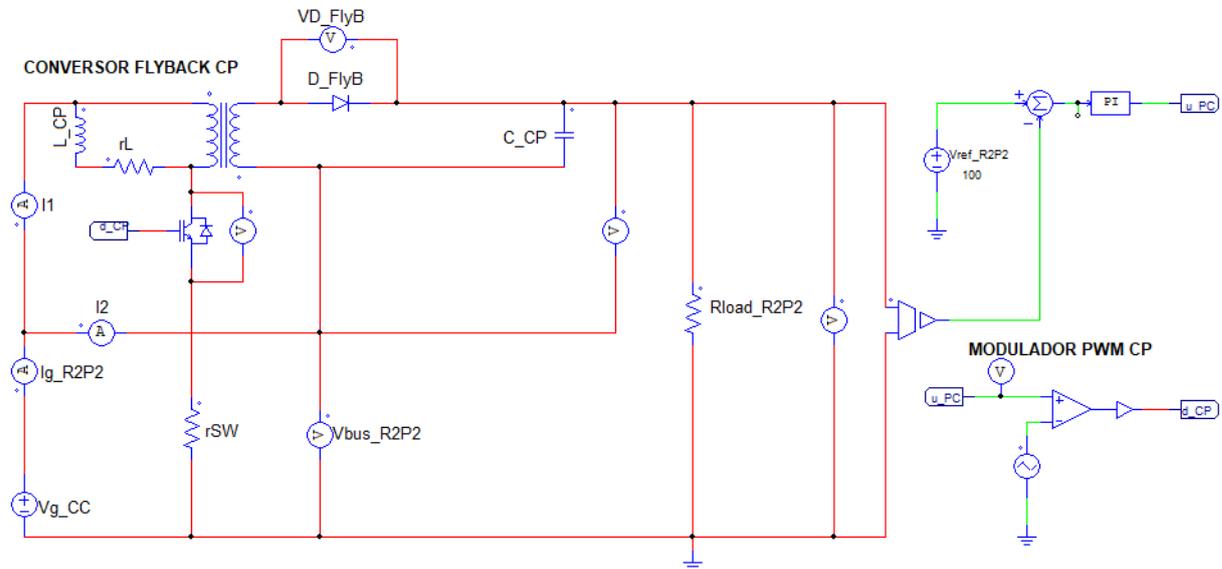
Por outro lado, se a relação de transformação $1:n$ for menor do que um, a corrente média no indutor *flyback* deverá ser menor que a corrente média do conversor *boost*. E se $n > 1$, a corrente média no indutor *flyback* será superior à corrente média no indutor *boost*.

De forma a explorar estas observações, serão apresentados os resultados de quatro simulações onde a tensão de alimentação e demais parâmetros de ambos os circuitos das figuras Figura 44 e Figura 45 são mantidos constantes, e é variada a relação de transformação do indutor *flyback*. A tensão de entrada é mantida constante e igual a 70V em todos os casos simulados. A Tabela 6 resume os principais parâmetros dos circuitos simulados.

Tabela 6 - Parâmetros dos circuitos simulados

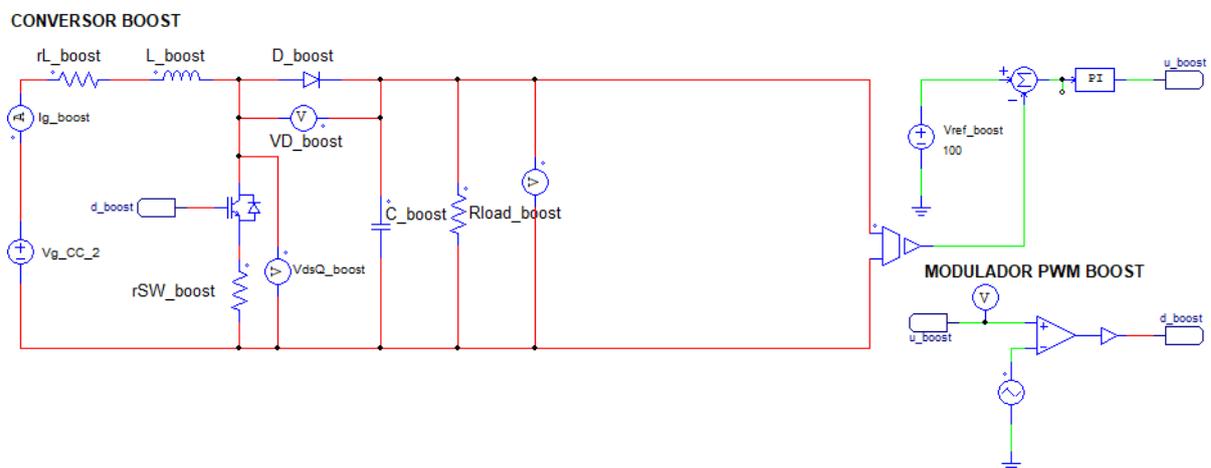
| Parâmetro | Valor |
|---|-----------------|
| Frequência de chaveamento | 40 kHz |
| Capacitor <i>flyback</i> | 22 μ F |
| Capacitor <i>boost</i> | 22 μ F |
| Indutância de magnetização <i>flyback</i> | 870 μ H |
| Resistência Parasita indutor <i>flyback</i> | 0,9 Ω |
| Indutor <i>boost</i> | 870 μ H |
| Resistência Parasita indutor <i>boost</i> | 0,9 Ω |
| R_{DS} MOSFET <i>flyback</i> | 0,79 Ω |
| R_{DS} MOSFET <i>boost</i> | 0,79 Ω |
| Resistência de carga | 66,667 Ω |
| Tensão na carga | 100 V |
| Potência na carga | 150 W |

Figura 44 - Circuito simulado - conversor *flyback* R^2P^2 I-III B



Fonte: Autor.

Figura 45 - Circuito simulado - conversor *boost*



Fonte: Autor.

A Tabela 7 resume os principais resultados das simulações. As linhas 4, 5 e 6 mostram que a eficiência do conversor *flyback* diminui com o aumento da relação de transformação e a linha 7 mostra o impacto da diminuição da eficiência do conversor *flyback* na eficiência do arranjo R^2P^2 . Nota-se inclusive, que para os casos simulados, a eficiência do conversor *boost* processando a totalidade da energia já passa a ser maior que a do circuito em R^2P^2 quando a relação de transformação se torna maior que 1.

Tabela 7 - Resultados de simulação *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* variando-se n

| Parâmetro | | Relação de transformação <i>flyback</i> - n | | | | |
|-----------|---|---|---------|---------|---------|---------|
| | | 0,25 | 0,333 | 0,5 | 1 | 2 |
| 1 | Ganho estático M | 1,428 | 1,428 | 1,428 | 1,428 | 1,428 |
| 2 | Razão cíclica <i>flyback</i> | 0,65 | 0,58 | 0,48 | 0,33 | 0,23 |
| 3 | Razão cíclica <i>boost</i> | 0,33 | 0,33 | 0,33 | 0,33 | 0,33 |
| 4 | Potência de entrada <i>flyback</i> | 49,14 W | 49,49 W | 50,33 W | 53,48 W | 64,05 W |
| 5 | Potência de saída <i>flyback</i> | 45 W | 45 W | 45 W | 45 W | 45 W |
| 6 | Rendimento <i>flyback</i> | 91,58 % | 90,93 % | 89,41 % | 84,14 % | 70,26 % |
| 7 | Rendimento arranjo R^2P^2 | 97,31 % | 97,09 % | 96,57 % | 94,65 % | 88,73 % |
| 8 | Rendimento <i>boost</i> | 94,82 % | 94,82 % | 94,82 % | 94,82 % | 94,82 % |
| 9 | Corrente média Indutor <i>flyback</i> , I_F | 1,078 A | 1,207 A | 1,467 A | 2,261 A | 3,913 A |
| 10 | Corrente média Indutor <i>boost</i> , I_B | 2,261 A | 2,261 A | 2,261 A | 2,261 A | 2,261 A |
| 11 | I_F/I_B | 0,476 | 0,533 | 0,649 | 1 | 1,73 |
| 12 | $1+(n-1)/M$ | 0,475 | 0,533 | 0,650 | 1 | 1,7 |
| 13 | Corrente eficaz Indutor <i>flyback</i> | 1,177 A | 1,279 A | 1,508 A | 2,273 A | 3,916 A |
| 14 | Corrente eficaz Indutor <i>boost</i> | 2,273 A | 2,273 A | 2,273 A | 2,273 A | 2,273 A |
| 15 | Perda Indutor <i>flyback</i> , $perda_{LF}$ | 1,25 W | 1,47 W | 2,04 W | 4,65 W | 13,8 W |
| 16 | Perda Indutor <i>boost</i> , $perda_{LB}$ | 4,65 W | 4,65 W | 4,65 W | 4,65 W | 4,65 W |
| 17 | $perda_{LF}/perda_{LB}$ | 0,27 | 0,32 | 0,44 | 1 | 2,97 |
| 18 | $(1+(n-1)/M)^2$ | 0,225 | 0,28 | 0,42 | 1 | 2,89 |
| 19 | Corrente eficaz MOSFET <i>flyback</i> | 949 mA | 978 mA | 1,056 A | 1,322 A | 1,694 A |
| 20 | Corrente eficaz MOSFET <i>boost</i> | 1,322 A | 1,322 A | 1,322 A | 1,322 A | 1,322 A |
| 21 | Perda MOSFET <i>flyback</i> , $perda_{QF}$ | 711 mW | 755 mW | 881 mW | 1,38 W | 2,27 W |
| 22 | Perda MOSFET <i>boost</i> , $perda_{QB}$ | 1,38 W | 1,38 W | 1,38 W | 1,38 W | 1,38 W |
| 23 | $perda_{QF}/perda_{QB}$ | 0,51 | 0,54 | 0,64 | 1 | 1,65 |
| 24 | $1+(n-1)/M$ | 0,475 | 0,53 | 0,65 | 1 | 1,7 |

Nota-se que a eficiência de ambos os circuitos simulados é praticamente igual no caso de $n=1$, caso em que o conversor se torna equivalente ao conversor *boost*, conforme verificado na seção 2.3.1. Obviamente, esta simulação não leva em conta as perdas adicionais

que o conversor *flyback* teria sobre o *buck-boost*, como perdas no indutor acoplado e no circuito *snubber*. Como a simulação leva em conta apenas as perdas por condução, as eficiências se tornam muito próximas às do circuito equivalente.

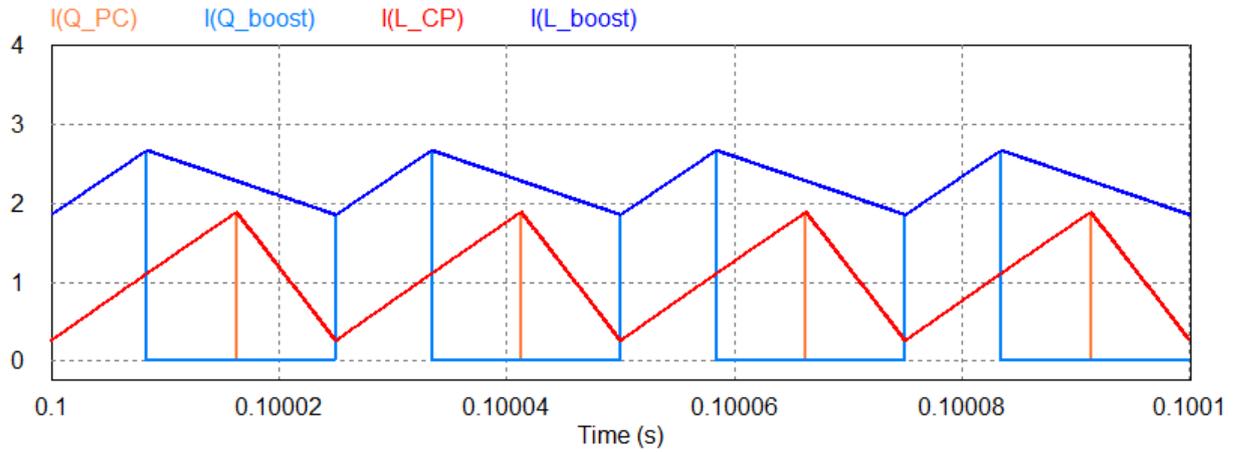
As linhas 9 e 10 mostram as correntes médias nos indutores *flyback* e *boost*. Pode-se observar que, conforme estabelecido na seção 3.3.2, a corrente média do indutor *flyback* é menor que a corrente média do indutor *boost* quando $n < 1$, igual quando $n = 1$, e maior quando $n > 1$. Nota-se ainda pelas linhas 11 e 12 que a equação (41), que normaliza a corrente média do indutor *flyback* em relação à corrente média do indutor *boost*, se aproxima da razão dos valores simulados.

As linhas 13 e 14 mostram os valores eficazes das correntes nos indutores da comparação e as linhas 15 e 16 mostram as respectivas perdas por condução. As linhas 17 e 18 apresentam a relação entre as perdas e a linha 19 o valor das perdas normalizadas de acordo com a equação (42). A diferença entre os valores calculados e os valores obtidos por simulação ficam por conta do fato da análise matemática aproximar os valores eficazes pelos valores médios. Nestas simulações os pontos de operação apresentam uma boa diferença entre os valores médios e eficazes das formas de onda. De qualquer forma, a conclusão de que as perdas por condução no indutor *flyback* tendem a aumentarem conforme a relação de transformação aumenta é válida.

As linhas 19 e 20 mostram as correntes eficazes nos MOSFETs do conversor *flyback* e *boost*, respectivamente. Como previsto anteriormente, observa-se a mesma corrente eficaz, em ambos os MOSFETs quando $n = 1$, e que a corrente no MOSFET do conversor *flyback* também obedece a regra de ser menor que a do *boost* quando $n < 1$, e maior quando $n > 1$. A linha 23 mostra a razão entre as perdas por condução nos MOSFETs e a linha 24 o resultado da razão entre estas perdas prevista pela equação (48). Os valores são bem próximos.

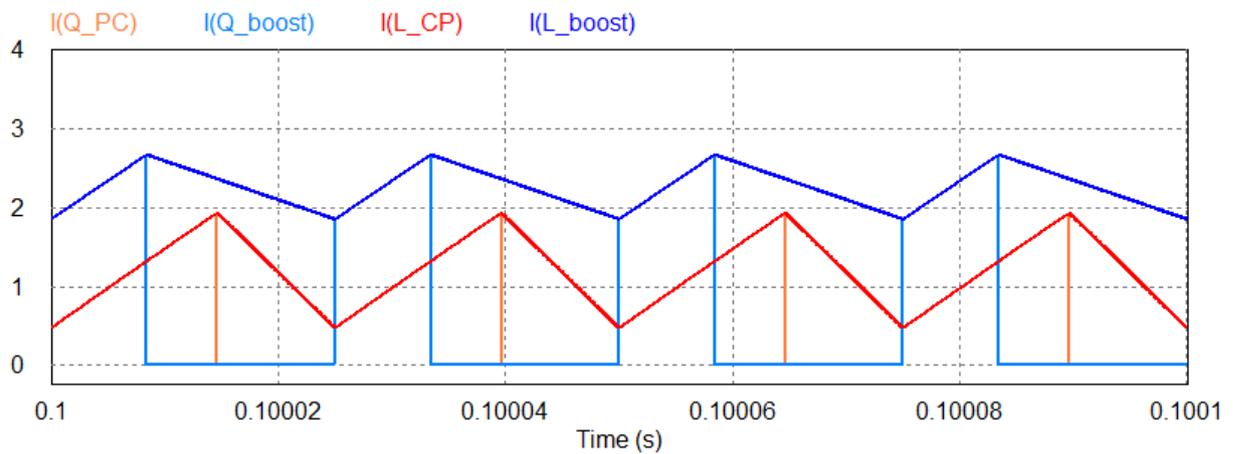
As formas de onda para os indutores dos conversores *flyback* e *boost*, bem como as formas de onda das correntes nos respectivos MOSFETs para as cinco condições de funcionamento simuladas, são mostradas na Figura 46 até a Figura 50. Em especial, a Figura 49 mostra as formas de onda para $n = 1$, onde se pode verificar a equivalência dos dois conversores.

Figura 46 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=0,25$



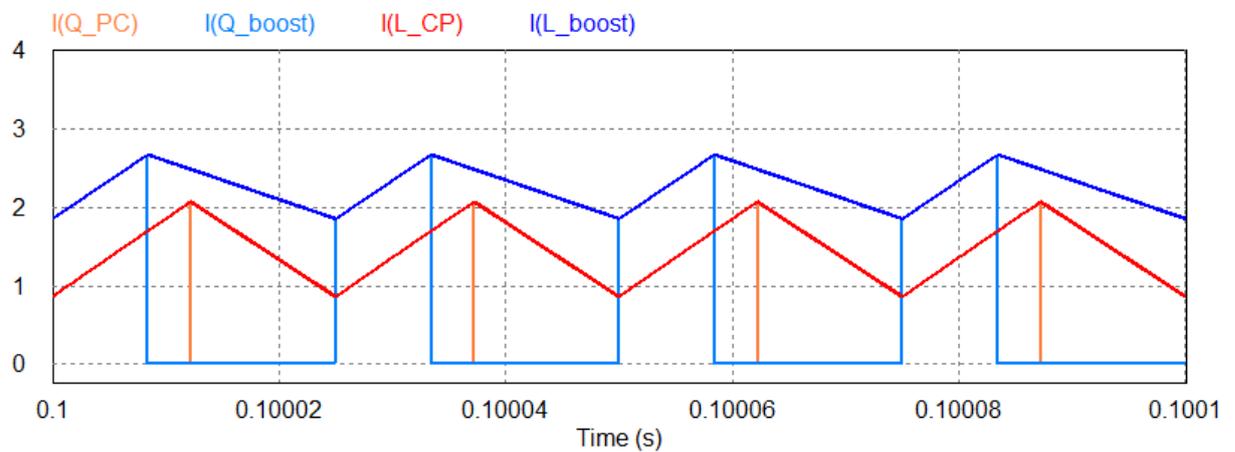
Fonte: Autor.

Figura 47 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=0,33$



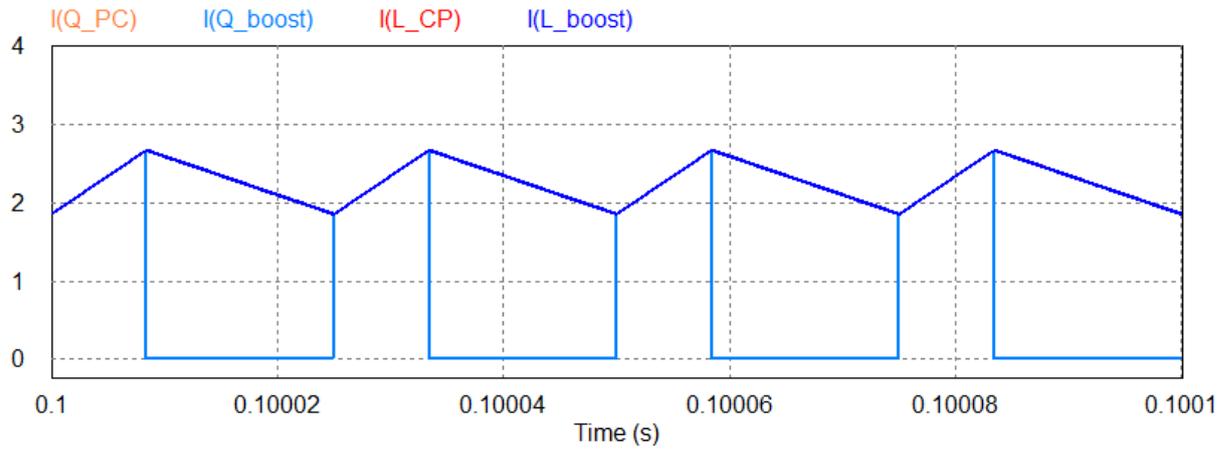
Fonte: Autor.

Figura 48 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=0,50$



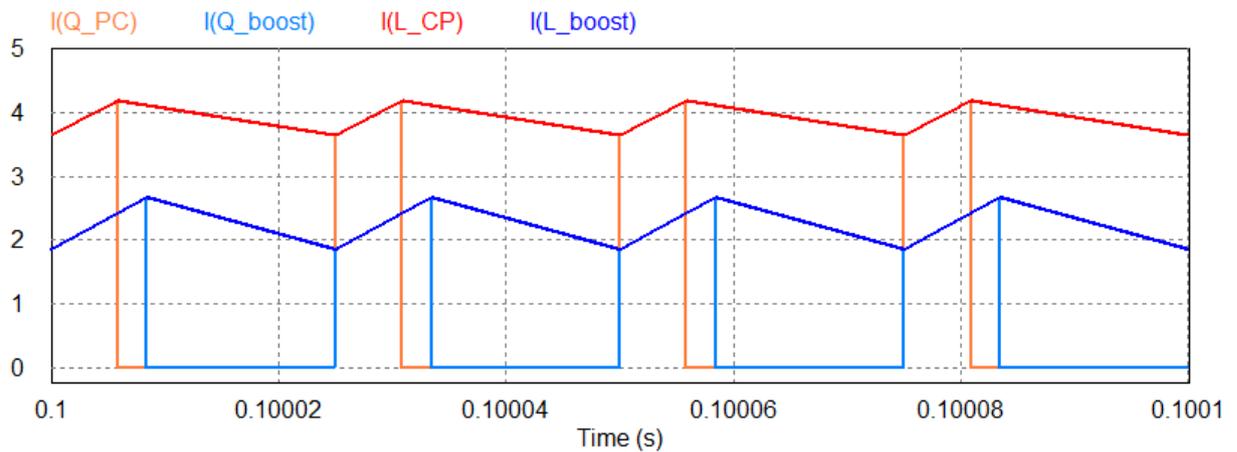
Fonte: Autor.

Figura 49 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=1$



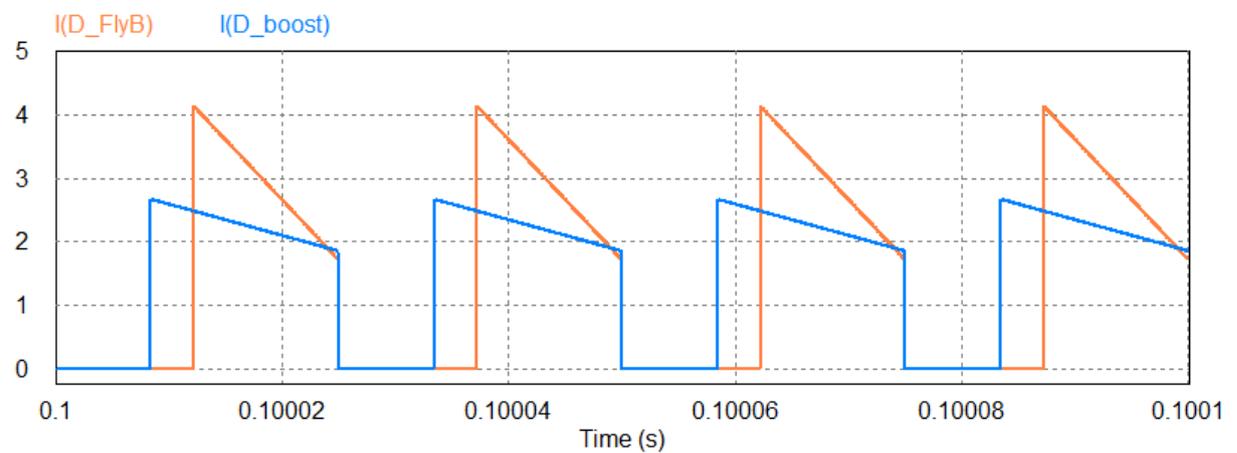
Fonte: Autor.

Figura 50 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $n=2$



Fonte: Autor.

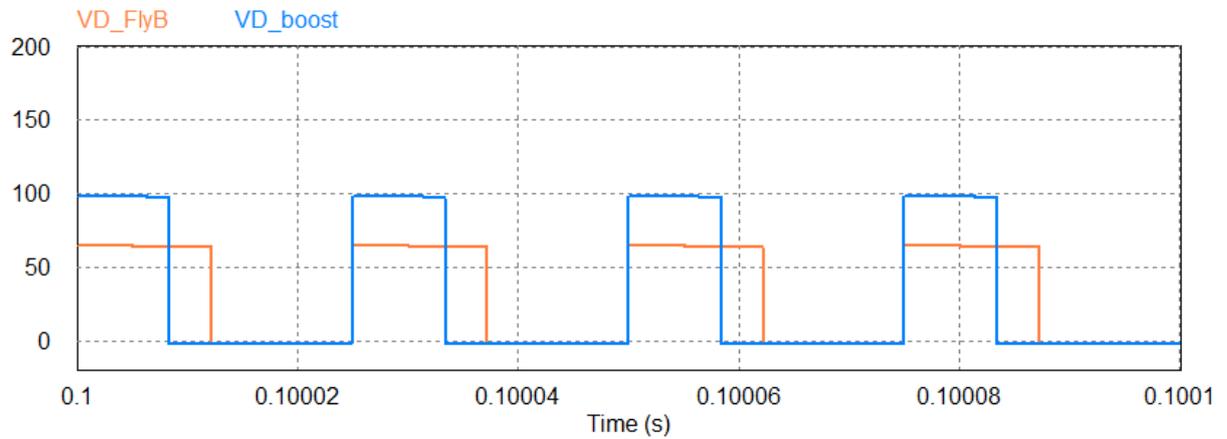
Figura 51- Formas de onda das correntes nos diodos *flyback* e *boost*, $V_g=70$ e $n=0,5$



Fonte: Autor.

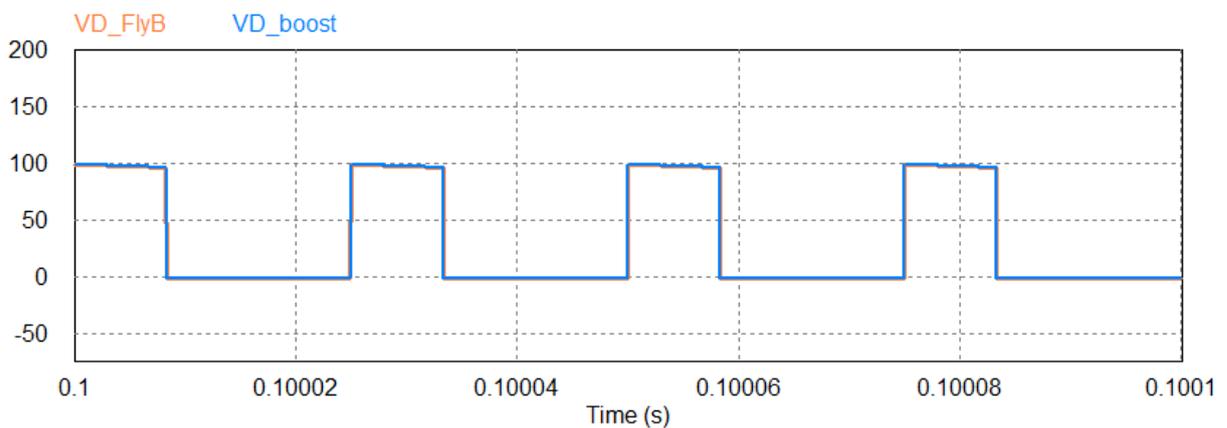
A Tabela 7 não apresenta os valores para as correntes nos diodos, porque nos dois conversores, o diodo está na saída e submetido à mesma corrente média de saída, portanto, apresentam as mesmas perdas por condução em ambos os casos. No entanto, Figura 52, Figura 53 e Figura 54 apresentam os esforços de tensão nos diodos de saída onde é possível observar que, nos casos onde $n < 1$, o esforço de tensão no diodo *flyback* também é menor que na contraparte *boost*.

Figura 52 - Formas de onda de tensão nos diodos *flyback* e *boost* com $n=0,50$.



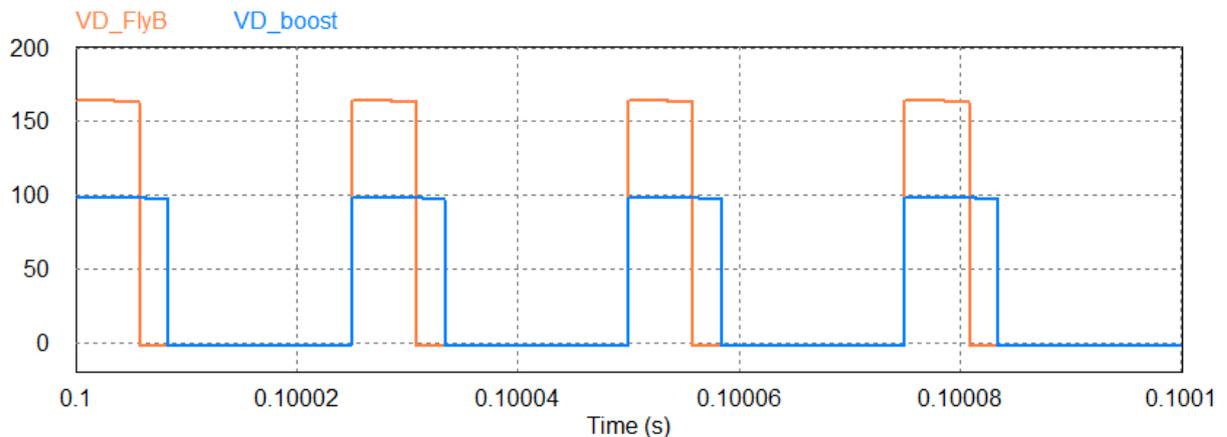
Fonte: Autor.

Figura 53 - Formas de onda de tensão nos diodos *flyback* e *boost* com $n=1$



Fonte: Autor.

Figura 54 - Formas de onda de tensão nos diodos *flyback* e *boost* com $n=2$



Fonte: Autor.

3.3.7 Estudo de caso 4: *flyback* R^2P^2 vs *boost* variando-se o ganho estático.

Neste último estudo de caso, o ganho estático do conversor *flyback* em R^2P^2 I-III B e da contraparte *boost* serão variados através de quatro simulações, nas quais a tensão de entrada V_g assumirá os valores de 70V, 80V, 90V e 100V. Todos os demais parâmetros dos circuitos apresentados na Tabela 6 serão mantidos constantes. A relação de espiras do indutor *flyback* é mantida fixa em $n=0,25$ em todas as simulações, e serão observadas as mudanças nas perdas por condução e rendimentos dos arranjos em comparação. Os circuitos simulados são os mesmos da Figura 44 e Figura 45.

A Tabela 8 resume os resultados das simulações.

As linhas 2 e 3 mostram a razão cíclica que cada conversor opera para produzir o mesmo ganho estático e mesma potência de saída.

As linhas 4, 5 e 6 mostram a potência de entrada, potência de saída e eficiência para o conversor *flyback*, isoladamente.

De forma similar ao caso do conversor *forward* em R^2P^2 I-III B, quando se deseja ganho estático unitário, caso em que teoricamente não teríamos reprocessamento de energia no conversor *flyback*, temos perdas devido à passagem da corrente I_2 nos elementos de saída do conversor.

O fato da corrente I_2 (ver Figura 44), que circula pelos elementos de saída do *flyback*, provocar uma queda de tensão nestes elementos, fará com que a tensão total entregue à carga, quando o *flyback* trabalhar com razão cíclica nula, seja menor que V_g . No caso específico da simulação, tomando-se $V_g=100V$, teremos 1,5V de queda no diodo de saída. Portanto, se o *flyback* permanecesse com razão cíclica nula, teríamos 98,5V na carga, já que o enrolamento de saída é considerado ideal.

Tabela 8 - Resultados de simulação *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* variando-se M .

| | Parâmetro | Tensões de Entrada V_g | | | |
|----|---|--------------------------|---------|---------|---------|
| | | 70 V | 80 V | 90 V | 100 V |
| 1 | Ganho estático M | 1,428 | 1,25 | 1,111 | 1 |
| 2 | Razão cíclica <i>flyback</i> | 0,65 | 0,52 | 0,34 | 0,06 |
| 3 | Razão cíclica <i>boost</i> | 0,33 | 0,23 | 0,13 | 0,02 |
| 4 | Potência de entrada <i>flyback</i> | 49,14 W | 33,44 W | 17,73 W | 2,5 W |
| 5 | Potência de saída <i>flyback</i> | 45 W | 30 W | 15 W | 0 W |
| 6 | Rendimento <i>flyback</i> | 91,58 % | 89,71 % | 84,60 % | 0 % |
| 7 | Rendimento arranjo R^2P^2 | 97,31 % | 97,76 % | 98,21 % | 98,36 % |
| 8 | Rendimento <i>boost</i> | 94,82 % | 96,15 % | 96,90 % | 97,15 % |
| 9 | Corrente média Indutor <i>flyback</i> , I_L | 1,078 A | 791 mA | 574 mA | 399 mA |
| 10 | Corrente média Indutor <i>boost</i> , I_B | 2,261 A | 1,955 A | 1,720 A | 1,544 A |
| 11 | I_L/I_B | 0,476 | 0,4 | 0,333 | 0,258 |
| 12 | $1+(n-1)/M$ | 0,475 | 0,4 | 0,325 | 0,25 |
| 13 | Corrente eficaz Indutor <i>flyback</i> | 1,177 A | 905 mA | 659 mA | 404 mA |
| 14 | Corrente eficaz Indutor <i>boost</i> | 2,273 A | 1,964 A | 1,729 A | 1,544 A |
| 15 | Perda Indutor <i>flyback</i> , $perda_{LF}$ | 1,25 W | 737 mW | 391 mW | 147 mW |
| 16 | Perda Indutor <i>boost</i> , $perda_{LB}$ | 4,65 W | 3,47 W | 2,69 W | 2,14 W |
| 17 | $perda_{LF}/perda_{LB}$ | 0,27 | 0,21 | 0,14 | 0,07 |
| 18 | $(1+(n-1)/M)^2$ | 0,225 | 0,16 | 0,105 | 0,0625 |
| 19 | Corrente eficaz MOSFET <i>flyback</i> | 949 mA | 628 mA | 376 mA | 139 mA |
| 20 | Corrente eficaz MOSFET <i>boost</i> | 1,322 A | 950 mA | 628 mA | 267 mA |
| 21 | Perda MOSFET <i>flyback</i> , $perda_{QF}$ | 711 mW | 311 mW | 111 mW | 15 mW |
| 22 | Perda MOSFET <i>boost</i> , $perda_{QB}$ | 1,38 W | 713 mW | 311 mW | 56 mW |
| 23 | $perda_{QF}/perda_{QB}$ | 0,51 | 0,43 | 0,35 | 0,27 |
| 24 | $1+(n-1)/M$ | 0,475 | 0,4 | 0,325 | 0,25 |

A fim de manter o ganho estático unitário, o conversor *flyback* deverá trabalhar o suficiente para elevar a tensão de saída total ao patamar de 100V. Desta forma, observa-se que a tensão total de 100V na carga será constituída de 100V diretamente fornecidos por V_g ,

portanto processando a totalidade da potência, e de tensão nula proveniente do conversor *flyback*, que por sua vez não envia energia à carga.

Novamente, esta condição desfavorece a eficiência do arranjo R^2P^2 I-IIIB quando quantidades mínimas de energia são reprocessadas.

De qualquer forma, ainda assim o arranjo R^2P^2 demonstrou melhores eficiências conforme a quantidade de energia reprocessada diminuiu, superando o conversor *boost* em todas as quatro simulações apresentadas.

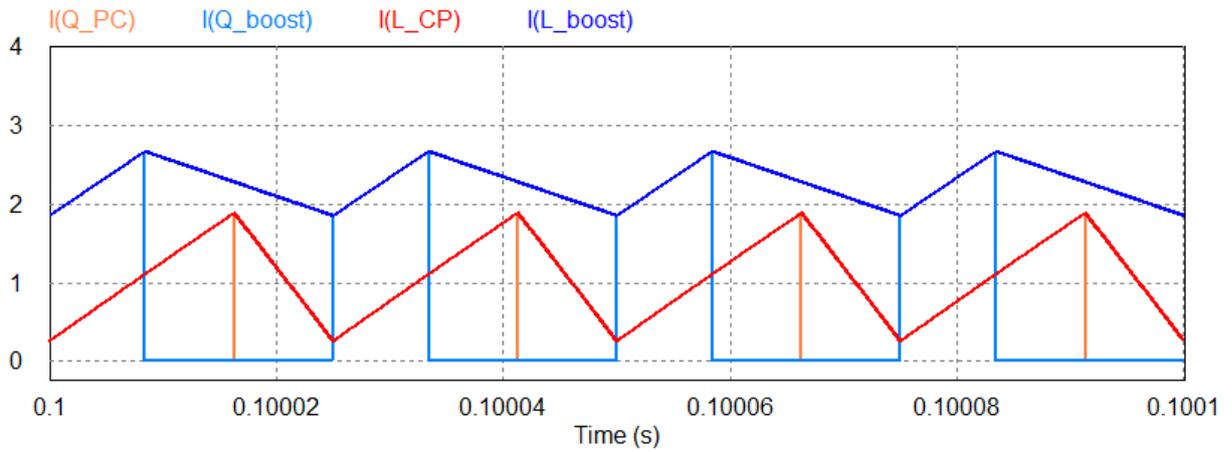
As linhas 9 e 10 da Tabela 8 mostram as correntes médias nos indutores e a linha 11 confronta a razão entre estas correntes médias com os resultados da equação (41), mostrados na linha 12. Os resultados são bem próximos.

As linhas 13 e 14 mostram as correntes eficazes nos indutores em cada conversor, seguido das perdas por condução nas linhas 15 e 16 e das perdas por condução no indutor *flyback* normalizadas em relação às perdas por condução no indutor da contraparte *boost*. Novamente, a diferença entre os resultados da equação (42) ficam por conta de se aproximar o valor eficaz das correntes pelo valor médio.

As linhas 19 a 24 da tabela apresentam os resultados referentes às perdas por condução no MOSFET do conversor *flyback* e do *boost*. É possível observar que tais perdas diminuem em ambos os circuitos conforme o ganho estático decresce. Nos quatro pontos de operação simulados, as perdas no MOSFET do *flyback* foram menores que as perdas no MOSFET do *boost*. A linha 23 apresenta a razão entre as perdas por condução nos interruptores, enquanto a linha 24 apresenta o resultado da equação (48). Novamente se observa a aproximação dos resultados teóricos e os obtidos por simulação.

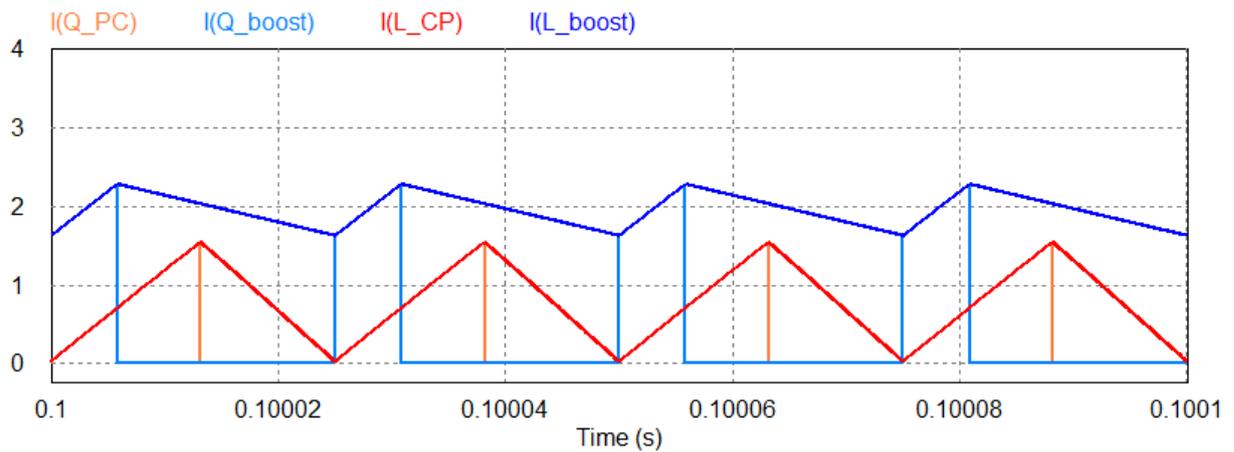
As formas de onda para as correntes nos MOSFETs e diodos em todos os pontos de operação simulados são mostradas na Figura 55 até a Figura 58.

Figura 55 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $V_g=70V$



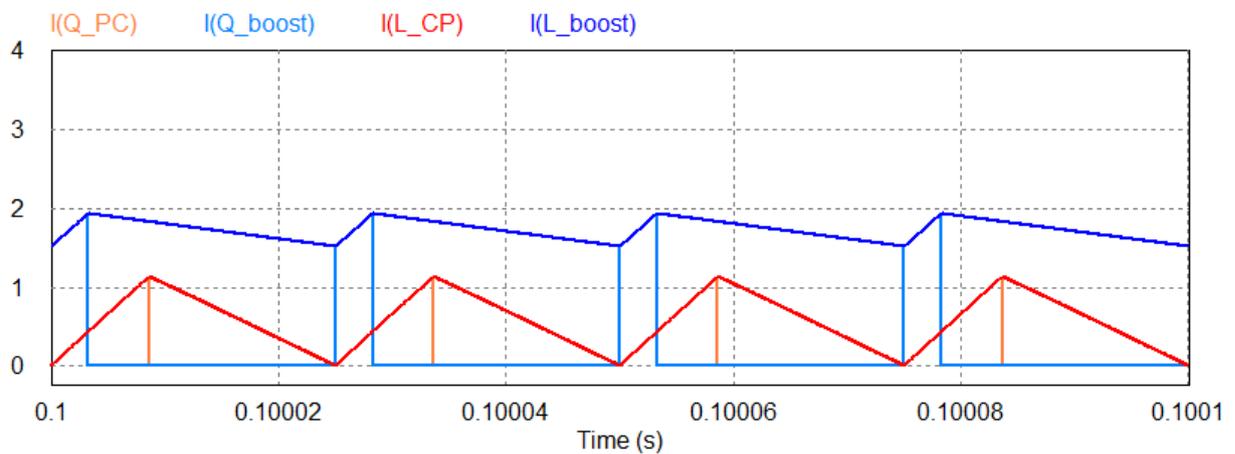
Fonte: Autor.

Figura 56 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $V_g=80V$



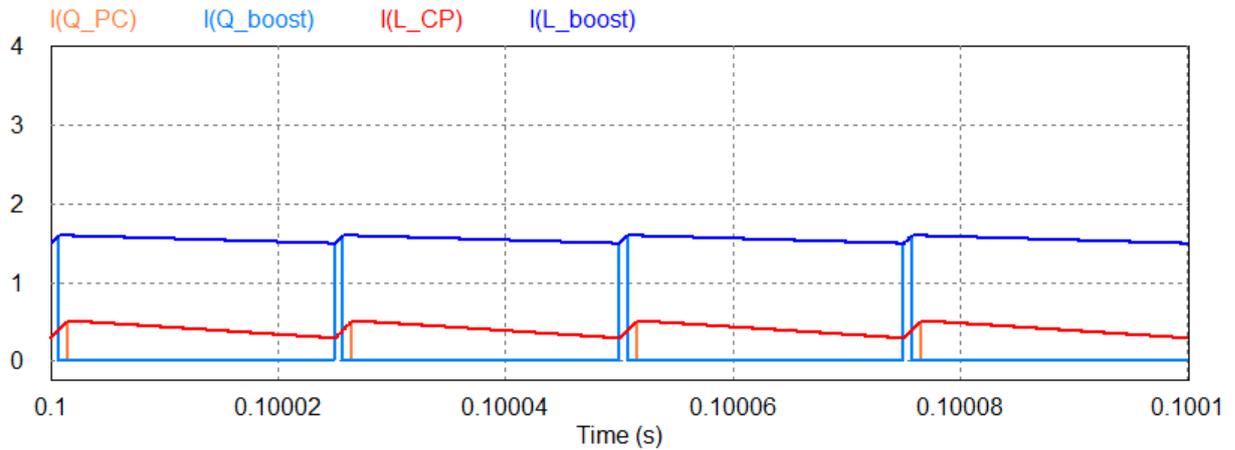
Fonte: Autor.

Figura 57 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $V_g=90V$



Fonte: Autor.

Figura 58 - Formas de onda MOSFET e indutor *flyback* R^2P^2 I-III B vs *boost* com $V_g=100V$



Fonte: Autor.

3.4 Máxima energia reprocessada.

As equações (16) a (45) sugerem que, quanto maior for o ganho estático M , menores serão as perdas nos itens analisados, mas enquanto as perdas tendem a se reduzirem enquanto o ganho estático aumenta, a quantidade de energia reprocessada também aumenta, contribuindo para a degradação da eficiência global. Desta forma, a eficiência do segundo estágio se torna mais significativa no cálculo da eficiência global, como mostrado em (3), conforme o fato k aumenta.

De acordo com (SPIAZZI, 2016), as perdas para o conversor isolado trabalhando em R^2P^2 e para a contraparte são dadas nas equações (49) e (50), respectivamente.

$$P_{R^2P^2_{loss}} = k \cdot P_O \cdot \left(\frac{1}{\eta_F} - 1 \right) \quad (49)$$

$$P_{FP_{loss}} = P_O \cdot \left(\frac{1}{\eta_B} - 1 \right) \quad (50)$$

Onde, η_F representa o rendimento do conversor *flyback* ou *forward*, conforme o caso, enquanto η_B representa a eficiência da contraparte *boost*. A condição onde as perdas de potência na configuração R^2P^2 são menores que as perdas na contraparte processando toda a energia é:

$$P_{R^2P^2loss} < P_{FPloss}, \quad (51)$$

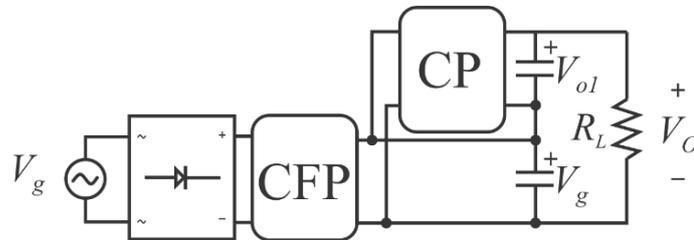
$$k < \frac{\eta_F - \frac{\eta_F}{\eta_B}}{\eta_F - 1} \quad (52)$$

A equação (52) estabelece a máxima quantidade de energia reprocessada que leva a um aumento na eficiência global, baseada na eficiência do conversor isolado e na eficiência da contraparte em plena carga. Para ilustrar este cenário, usualmente um conversor *boost* pode atingir eficiências em torno de 96% e o conversor *forward* em torno de 80%. Para essas eficiências, utilizando-se a equação (52), a energia reprocessada precisa ser inferior a 16,66% para se obter um aumento na eficiência global.

3.5 Ganho estático máximo.

É fácil verificar inspecionando-se a Figura 59, que a quantidade total de energia que é processada pelo estágio CP é proporcional à razão da tensão de saída do estágio CP com respeito à tensão total de saída aplicada na carga.

Figura 59 - Esquema de ligação R^2P^2 I-III B



Fonte: (CAMPONOGARA, 2015) adaptado.

A equação (53) relaciona k a razão da tensão de saída do estágio CP e a tensão de saída total da configuração R^2P^2 .

$$k = \frac{V_g \cdot n \cdot D}{V_g + V_g \cdot n \cdot D} = \frac{n \cdot D}{1 + n \cdot D} \quad (53)$$

A equação (54) é obtida a partir da equação (12) e (53), e por sua vez, relaciona o ganho estático M à constante de reprocessamento, k .

$$M = \frac{1}{1-k} \quad (54)$$

Desta forma, para uma máxima quantidade de energia que pode ser reprocessada pelo estágio CP, para se obter uma melhoria na eficiência global, existe um ganho estático máximo $M_{MÁX}$, que a configuração R^2P^2 deve respeitar, conforme a equação (55).

$$M_{máx} = \frac{1}{1-k_{máx}} \quad (55)$$

A Tabela 9 resume os rendimentos encontrados nas diversas simulações das seções anteriores, tanto para os conversores individuais, quanto para o arranjo em R^2P^2 I-IIIB, e confronta o percentual de reprocessamento k e ganho estático M simulados com os valores máximos de reprocessamento e ganho estático, $k_{máx}$ e $M_{máx}$, calculados com base nas eficiências apresentadas pelos conversores em cada ponto de operação.

A Tabela 9 mostra que o rendimento da configuração R^2P^2 I-IIIB é maior que a eficiência do conversor *boost* processando toda a energia, sempre que a quantidade máxima de energia reprocessada pelo conversor isolado for inferior à quantidade máxima calculada com base na eficiência do conversor isolado utilizado, e a eficiência da contraparte *boost*.

Tabela 9 - Comparativo de rendimentos e máximo reprocessamento de energia

| Simulação | | Valores | | | | | | |
|-----------|--|----------|----------|-----|-----------|-----------------|-------|-----------|
| | | η_F | η_B | k | k_{max} | $\eta_{R^2P^2}$ | M | M_{max} |
| 1 | <i>forward R²P² 70V-100V</i> <i>n=0,50</i> | 92,57 % | 94,96 % | 0,3 | 0,661 | 97,65 % | 1,428 | 2,952 |
| 2 | <i>forward R²P² 80V-100V</i> <i>n=0,50</i> | 87,76 % | 96,04 % | 0,2 | 0,295 | 97,29 % | 1,250 | 1,420 |
| 3 | <i>forward R²P² 90V-100V</i> <i>n=0,50</i> | 76,05 % | 96,83 % | 0,1 | 0,103 | 96,95 % | 1,111 | 1,116 |
| 4 | <i>forward R²P² 100V-100V</i> <i>n=0,50</i> | 0 % | 97,34 % | 0 | 0 | 97,46 % | 1,000 | 1,000 |
| 5 | <i>forward R²P² 90V-100V</i> <i>n=0,25</i> | 79,31 % | 96,83 % | 0,1 | 0,125 | 97,46 % | 1,111 | 1,144 |
| 6 | <i>forward R²P² 90V-100V</i> <i>n=0,33</i> | 78,94 % | 96,83 % | 0,1 | 0,122 | 97,4 % | 1,111 | 1,140 |
| 7 | <i>forward R²P² 90V-100V</i> <i>n=0,50</i> | 78,56 % | 96,83 % | 0,1 | 0,119 | 97,34 % | 1,111 | 1,136 |
| 8 | <i>forward R²P² 90V-100V</i> <i>n=1,00</i> | 78,20 % | 96,83 % | 0,1 | 0,117 | 97,29 % | 1,111 | 1,133 |
| 9 | <i>forward R²P² 90V-100V</i> <i>n=2,00</i> | 77,47 % | 96,83 % | 0,1 | 0,112 | 97,17 % | 1,111 | 1,127 |
| 10 | <i>flyback R²P² 70V-100V</i> <i>n=0,25</i> | 91,58 % | 94,82 % | 0,3 | 0,594 | 97,31 % | 1,428 | 2,464 |
| 11 | <i>flyback R²P² 70V-100V</i> <i>n=0,33</i> | 90,93 % | 94,82 % | 0,3 | 0,547 | 97,09 % | 1,428 | 2,211 |
| 12 | <i>flyback R²P² 70V-100V</i> <i>n=0,50</i> | 89,41 % | 94,82 % | 0,3 | 0,461 | 96,57 % | 1,428 | 1,856 |
| 13 | <i>flyback R²P² 70V-100V</i> <i>n=1,00</i> | 81,14 % | 94,82 % | 0,3 | 0,235 | 94,65 % | 1,428 | 1,307 |
| 14 | <i>flyback R²P² 70V-100V</i> <i>n=2,00</i> | 70,26 % | 94,82 % | 0,3 | 0,129 | 88,73 % | 1,428 | 1,148 |
| 15 | <i>flyback R²P² 70V-100V</i> <i>n=0,25</i> | 91,58 % | 94,82 % | 0,3 | 0,594 | 97,31 % | 1,428 | 2,464 |
| 16 | <i>flyback R²P² 80V-100V</i> <i>n=0,25</i> | 89,71 % | 96,15 % | 0,2 | 0,349 | 97,76 % | 1,250 | 1,536 |
| 17 | <i>flyback R²P² 90V-100V</i> <i>n=0,25</i> | 84,60 % | 96,90 % | 0,1 | 0,175 | 98,21 % | 1,111 | 1,213 |
| 18 | <i>flyback R²P² 100V-100V</i> <i>n=0,25</i> | 0,00 % | 97,15 % | 0 | 0 | 98,36 % | 1,000 | 1,000 |

3.6 Conclusão

Este capítulo apresentou a análise matemática dos conversores isolados *forward* e *flyback*, quanto às suas potencialidades na implementação do conceito de R^2P^2 na configuração I-IIIB.

De acordo com (SPIAZZI, 2016), o fato da configuração I-IIIB levar a um conversor elevador, a contraparte adequada à comparação de melhorias em eficiências deve ser o conversor *boost*.

Uma análise matemática das perdas normalizadas em relação ao conversor *boost* nos principais elementos foi apresentada. Por simplicidade, apenas o estágio CP foi considerado sem perda de generalidade, pois o estágio CFP processa 100% da energia de entrada e estaria presente na configuração R^2P^2 e na contraparte que processa toda energia.

Quatro estudos de caso foram apresentados na forma de simulação, onde as perdas simuladas são as perdas por condução no indutor, perda por condução no MOSFET e perda por condução nos diodos. Os resultados foram apresentados na forma de tabela e as principais formas de onda foram mostradas.

A máxima quantidade de reprocessamento de energia possível para que a configuração R^2P^2 I-IIIB alcance melhor rendimento que a contraparte *boost* processando a totalidade da energia foi equacionada. O ganho estático máximo está amarrado à quantidade máxima de reprocessamento k , visto que é o conversor utilizado no segundo estágio que produz o ganho necessário. Portanto, é possível relacionar o ganho estático máximo com base na máxima energia que se pode reprocessar para fins de melhorias na eficiência. O máximo reprocessamento possível, bem como o ganho estático máximo possível são calculados com base nas eficiências dos conversores utilizados.

Foi possível observar pelos resultados de simulação, dentro do universo limitado de perdas considerado, que a configuração R^2P^2 I-IIIB alcançou melhor eficiência que a contraparte *boost*, sempre que a quantidade máxima de energia e , conseqüentemente, o ganho estático máximo, calculados com base nas eficiências individuais dos conversores utilizados na comparação foram respeitados.

Por fim, as simulações e as análises matemáticas demonstram que é possível obter melhorias na eficiência quando se utiliza um dos conversores isolados, *forward* ou *flyback*, na configuração R^2P^2 I-IIIB. No entanto, os ganhos de eficiência em relação à contraparte *boost* não são tão significativos quanto sugere a equação (3), pois a degradação da eficiência do

conversor isolado quando quantidades pequenas de energia são reprocessados, tende a comprometer o ganho de eficiência esperado através do conceito R^2P^2 .

O próximo capítulo apresenta os resultados de testes experimentais onde as perdas ignoradas neste capítulo estão presentes.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos pelos testes de protótipos em laboratório. São avaliados os rendimentos dos conversores *forward* e *flyback* na configuração R^2P^2 I-IIIB em diferentes pontos de operação e comparados com a contraparte *boost* processando a totalidade da energia entregue à carga.

4.1 Introdução

Para verificar se os conversores *forward* e *flyback* em configuração R^2P^2 I-IIIB podem, na prática, alcançarem melhores eficiências que o conversor *boost* processando a totalidade da energia entregue à carga, um conversor *boost*, dois conversores *forward* e um conversor *flyback* foram projetados, e as eficiências de todos os conversores foram medidas em diferentes pontos de operação. Para cada ponto de operação considerado, todos os conversores trabalharam com a mesma potência de carga e mesmo ganho estático, M . A potência de carga, tensão de saída e tensão de entrada propostos visam testar a situação próxima à condição onde um LED CoB ou *string* de LEDs de 100W e tensão direta de 100V iria operar se um conversor *buck* com tensão de saída na faixa de 70V ou superior, fosse usado no estágio de correção de fator de potência. A Figura 60 mostra o conversor *forward*, *boost* e *flyback* usados nos testes experimentais.

O primeiro conversor *forward*, foi projetado para trabalhar com enrolamento de desmagnetização. Conforme visto na seção 3.2.8, esta forma de desmagnetizar o transformador *forward* possui a vantagem de ser não dissipativa, porém pode levar a grandes esforços de tensão nos semicondutores se a relação de transformação entre o enrolamento primário e de desmagnetização for forçada com o objetivo de se trabalhar com razões cíclicas maiores que 0,5. Este conversor *forward* foi idealizado com relação de transformação unitária entre todos os enrolamentos. Desta forma, a razão cíclica teórica máxima que o conversor poderá operar é de 0,5, no entanto, o mesmo será capaz de operar na faixa de 70V a 100V de tensão de entrada. Ou seja, poderá processar até 30% da potência de saída.

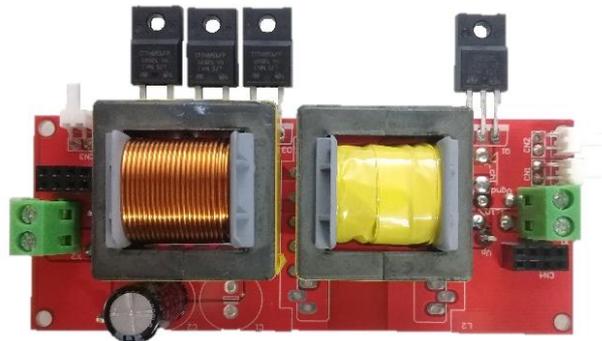
O segundo conversor *forward* foi construído com o objetivo de se trabalhar com relações de transformação menores que a unidade, pois conforme apresentado na seção 3.2.5, esta condição tende a diminuir as perdas por condução no MOSFET em relação ao *boost*. No entanto, para que se possa atingir a faixa proposta de 70V a 100V de tensão de entrada, a razão cíclica que o conversor deverá operar precisará ser superior a 0,5. O método do

enrolamento de desmagnetização levaria a tensões muito altas nos outros enrolamentos, assim, a desmagnetização por circuito RCD foi implementada e verificada.

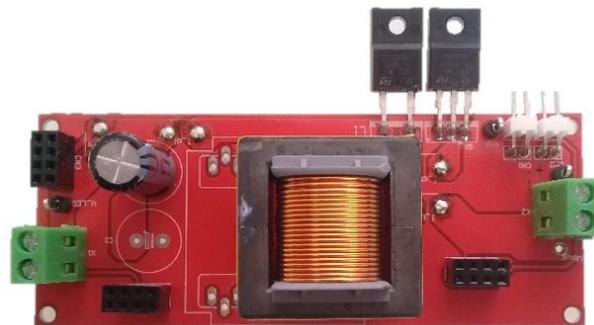
O terceiro conversor testado foi um *flyback*. Conforme verificado analiticamente na seção 3.3, para que este conversor possa apresentar melhorias nas perdas estudadas em relação à contraparte *boost*, a relação entre o número de espiras das partes primária e secundária do indutor *flyback* deverá ser inferior a unidade. Desta forma, foi implementado um conversor *flyback* com relação 2:1 de espiras.

Figura 60 – Fotos dos protótipos implementados: (a) *forward* em configuração R^2P^2 I-IIIIB.

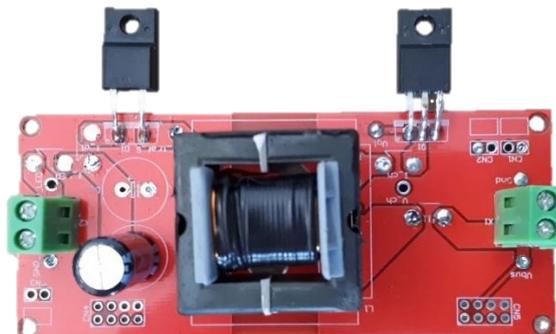
(b) contraparte *boost* com processamento total de energia. (c) *flyback* em configuração R^2P^2 I-IIIIB.



(a)



(b)



(c)

4.2 Detalhes construtivos dos conversores utilizados.

O projeto dos conversores não tem por objetivo a obtenção de conversores otimizados, mas comparar os mesmos nos pontos de operação propostos. A frequência de chaveamento em todos os conversores é $f_{sw}=48\text{kHz}$ e o capacitor de saída é $C=10\mu\text{F}$. Todos os conversores utilizam os mesmos MOSFETs e diodos. O MOSFET utilizado em todos os casos é o ST9NM60M2 da ST e o diodo utilizado foi o BYC10DX-600 da NXP.

4.2.1 Protótipo conversor *boost*.

O critério de projeto para o conversor *boost* foi o de trabalhar em MCC, com tensão de entrada variando entre 70V e 100V, bem como tensão de saída de 100V e carga de 100W. A indutância crítica é dada pela equação (56).

$$L_{crit} = \frac{Vg^2D}{2P_{ofsw}} = \frac{70^2 \cdot 0,3}{2 \cdot 100 \cdot 48 \cdot 10^3} \cong 150\mu\text{H} \quad (56)$$

O indutor foi construído utilizando o material de núcleo IP12E com dimensionais E30/7 bobinado com 128 voltas de fio AWG23. O gap foi ajustado para se obter 1,8mH de indutância, sendo desta forma, muito maior que a indutância crítica. O mesmo indutor físico foi utilizado para testar ambos os conversores *forward* e o conversor *boost*, de forma a garantir os mesmos elementos parasitas relacionados ao indutor em todos os testes. A Tabela 10 resume os detalhes referentes este indutor.

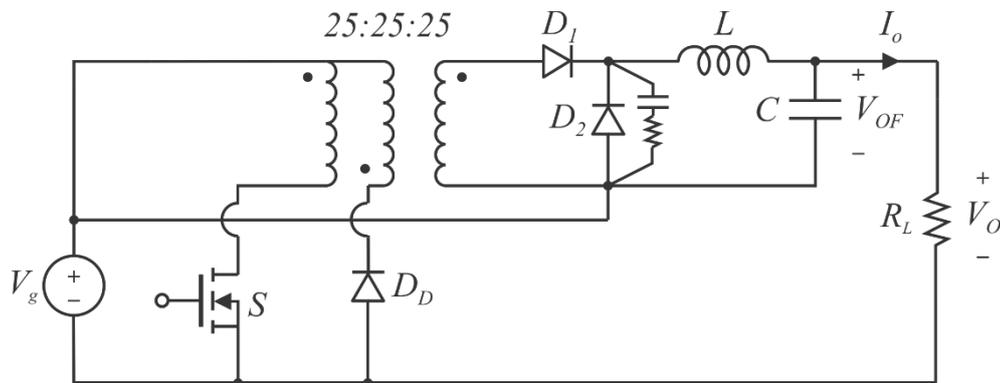
Tabela 10 – Detalhes construtivos do indutor *forward/boost*

| Parâmetros do indutor <i>forward/boost</i> | |
|---|----------------------|
| Material do núcleo magnético | IP12E |
| Tamanho do núcleo magnético | NEE-30/15/14 |
| Enrolamento | 128 voltas – AWG23 |
| Indutância | 1,8 mH |
| Resistência enrolamento primário | 0,7 Ω @10 kHz |

4.2.2 Protótipo conversor *forward* $n=1$.

O primeiro conversor *forward* utiliza um transformador superdimensionado quando levado em conta a quantidade máxima de energia a ser processada. O objetivo foi o de utilizar um transformador que impactasse minimamente na eficiência do conversor *forward*. A Figura 61 apresenta o diagrama de circuito do protótipo implementado para os testes com o conversor *forward* com $n=1$.

Figura 61 - Circuito do protótipo *forward* $n=1$



Fonte: Autor.

A construção do transformador com relação de transformação unitária facilita a obtenção de uma baixa indutância de dispersão. Este transformador permite, como já dito, uma razão cíclica máxima de $D = 0,5$ e um ganho estático $M=1,5$ em configuração R^2P^2 , sendo, desta forma, capaz de trabalhar na faixa de testes proposta. Uma densidade de corrente de $J=250\text{A}/\text{cm}^2$ foi utilizada para calcular as seções dos condutores e fios *Litz* foram utilizados. A Tabela 11 resume os detalhes construtivos do transformador *forward* com relação de transformação unitária.

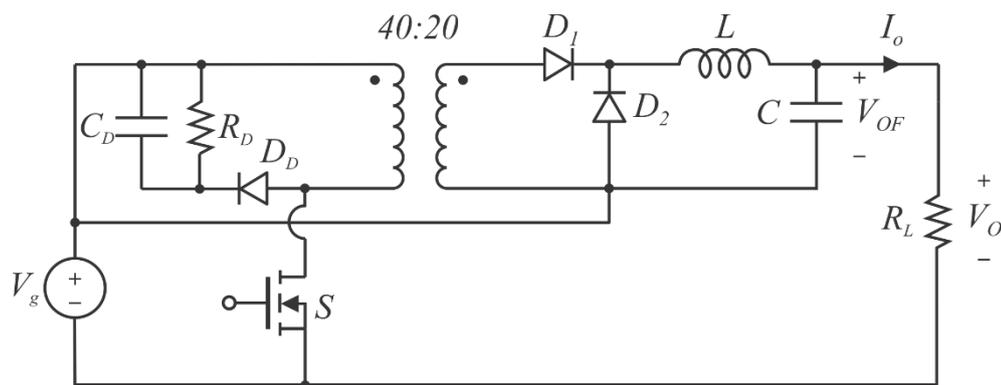
Em um primeiro momento, nenhum *snubber* seria usado para minimizar as perdas no conversor *forward*, mas os testes experimentais apresentaram ressonâncias excessivas, principalmente devido à capacitância do diodo D_2 e à indutância do filtro de saída em paralelo com a indutância de dispersão do transformador. De forma a atenuar esta ressonância específica, um *snubber* RC foi adicionado em paralelo com o diodo D_2 . O valor do resistor usado no *snubber* é 51Ω , e o capacitor $2,2\text{nF}$.

Tabela 11 – Detalhes construtivos do transformador *forward* $n=1$

| Dados do transformador <i>forward</i> $n=1$ | |
|---|----------------------------|
| Material do núcleo magnético | IP12E |
| Tamanho do núcleo magnético | NEE-30/15/14 |
| Enrolamento primário | 25 voltas – 35xAWG34(Litz) |
| Enrolamento secundário | 25 voltas – 35xAWG34(Litz) |
| Enrolamento de desmagnetização | 25 voltas – AWG22 |
| Indutância de magnetização | 2,15 mH |
| Indutância de dispersão | 1,27 μ H |
| Resistência enrolamento primário | 1,55 Ω @10 kHz |
| Resistência do enrolamento secundário | 1,55 Ω @10 kHz |
| Resistência do enrolamento de desmagnetização | 1,6 Ω @10 kHz |

4.2.3 Protótipo conversor *forward* $n=0,5$.

O segundo conversor *forward* foi construído utilizando um transformador com relação de transformação $1:n = 0,5$ e a desmagnetização efetuada por meio de circuito *RCD*. O diagrama de circuito dos testes referentes ao conversor *forward* com $n=0,5$ é mostrado na Figura 62.

Figura 62 - Circuito do protótipo *forward* $n=0,5$ 

Fonte: Autor.

O transformador foi construído utilizando-se os mesmos critérios de dimensionamento do transformador com bobina de desmagnetização, mas com diferente relação de transformação. A Tabela 12 resume os detalhes deste transformador.

Tabela 12 - Detalhes construtivos do transformador forward $n=0,5$.

| Dados do transformador forward $n=0,5$ | |
|--|----------------------------|
| Material do núcleo magnético | IP12E |
| Tamanho do núcleo magnético | NEE-30/15/14 |
| Enrolamento primário | 40 voltas – 35xAWG34(Litz) |
| Enrolamento secundário | 20 voltas – 35xAWG34(Litz) |
| Resistência enrolamento primário | 2,50 Ω @10 kHz |
| Resistência do enrolamento secundário | 1,25 Ω @10 kHz |

O circuito de desmagnetização *RCD* foi dimensionado conforme equações apresentadas na seção 3.2.8 e a Tabela 13 resume os parâmetros utilizados.

Tabela 13 – Parâmetros de projeto do circuito de desmagnetização *RCD*.

| Parâmetros de projeto circuito <i>RCD</i> | |
|--|--------------|
| Tensão de entrada mínima, V_{gMin} | 70 V |
| Tensão de entrada máxima, $V_{gMáx}$ | 95 V |
| Indutância de magnetização, Lm | 2100 μ H |
| Razão cíclica mínima, D_{Min} | 0,3 |
| Razão cíclica máxima, $D_{Máx}$ | 0,75 |
| Ondulação tensão do capacitor, ΔV_C | 2 V |

Desta forma, a tensão no capacitor de desmagnetização deverá ser maior que:

$$V_C > \frac{V_{g_{Min}} D_{Máx}}{1 - D_{Máx}} = 195V \quad (57)$$

A tensão máxima no MOSFET é dada por:

$$V_{ds} = V_{g_{Máx}} + V_C = 285V \quad (58)$$

O resistor de desmagnetização é calculado pela equação (59) e a tensão de capacitor projetada é dada pela equação:

$$R_D = \left(\frac{V_{g_{Máx}}}{V_{g_{Min}}} - 1 \right)^2 \cdot \frac{2Lm \cdot f_{sw}}{D_{Min}^2} = 10k\Omega \quad (59)$$

$$V_{C_{proj}} = \sqrt{\frac{R_D}{2Lm \cdot f_{sw}}} \cdot D_{Máx} V_{g_{Min}} = 350V \quad (60)$$

Assim, o valor do capacitor do circuito de desmagnetização é dado por:

$$C_D = \frac{V_{C_{proj}} \cdot D_{Máx}}{R_D \cdot \Delta V_C \cdot f_{sw}} = 250nF \quad (61)$$

A corrente e tensão no diodo de desmagnetização D_D são dados pelas equações (62) e (63), respectivamente.

$$I_D = \frac{V_{g_{Min}} D_{Máx}}{Lm \cdot f_{sw}} = 480mA \quad (62)$$

$$V_D = V_{g_{Máx}} + V_{C_{proj}} = 442V \quad (63)$$

4.2.4 Protótipo conversor *flyback* $n=0,5$.

O indutor *flyback* foi dimensionado para que o circuito seja capaz operar em MCC e com relação de espiras $n=0,5$. De forma a minimizar a dispersão no indutor, primeiramente foram bobinadas 20 voltas do enrolamento primário. Em seguida foram bobinadas as 20 voltas do enrolamento secundário e por fim o enrolamento primário foi concluído. A Tabela 14 resume os dados do indutor *flyback* e a Figura 63 apresenta o diagrama de circuito do protótipo testado com o conversor *flyback*.

Figura 63 - Protótipo conversor *flyback* $n=0,5$.

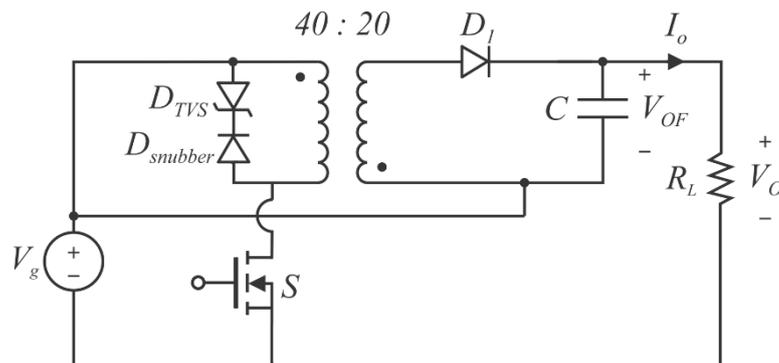


Tabela 14 - Dados do indutor *flyback* $n=0,5$

| Parâmetros do indutor <i>flyback</i> $n=0,5$ | |
|--|-----------------------|
| Material do núcleo magnético | IP12E |
| Tamanho do núcleo magnético | NEE-30/15/14 |
| Enrolamento primário | 40 voltas –AWG21 |
| Enrolamento secundário | 20 voltas –AWG21 |
| Indutância de Magnetização | 1200 μ H |
| Indutância de dispersão | 62 μ H |
| Resistência enrolamento primário | 2,50 Ω @10 kHz |
| Resistência do enrolamento secundário | 1,25 Ω @10 kHz |

O conversor *flyback* foi testado apenas com um snubber construído com diodo TVS de tensão pouco abaixo da tensão de ruptura do MOSFET utilizado. Desta forma, praticamente nenhuma energia foi dissipada no circuito snubber, visto que os picos de tensões no interruptor não atingiram a tensão de condução do diodo TVS. Desta forma, o snubber foi colocado apenas por segurança para que o MOSFET não fosse danificado. Os diodos utilizados no circuito *snubber* foram o MURA160 no diodo de condução e o SMBJP6KE550CA como diodo TVS selecionado.

4.3 Resultados experimentais

Todas as topologias foram testadas usando um analisador de potência de precisão modelo Yokogawa WT1800. A Tabela 15 resume os pontos de operação e os valores de tensão de entrada, tensão de saída e eficiência medidos para o conversor *boost* processando toda a potência de carga.

A Tabela 16, Tabela 17 e Tabela 18 mostram os valores de tensões de entrada, tensões de saída e eficiências medidos para os conversores *forward* com $n=1$, *forward* com $n=0,5$ e *flyback* com $n=0,5$ inseridos nos circuitos em R^2P^2 de forma individual e nos pontos de operação convencionados. Ou seja, as referidas tabelas não mostram os valores medidos para os circuitos R^2P^2 propriamente ditos, mas para os conversores utilizados nos mesmos.

A seguir, a Figura 64 apresenta os valores medidos de rendimentos dos conversores individualmente de forma gráfica e de melhor comparação.

Tabela 15 - Resultados de medição conversor *boost*

| Valores medidos conversor <i>boost</i> | | | | |
|---|-----------|------------|-----------|----------------|
| Vg nominal | Vg medido | Vo nominal | Vo medido | η_{boost} |
| 70 V | 70,65 V | 100 V | 100,31 V | 95,98 % |
| 75 V | 75,12 V | 100 V | 100,50 V | 96,35 % |
| 80 V | 79,97 V | 100 V | 100,30 V | 96,57 % |
| 85 V | 85,1 V | 100 V | 100,61 V | 96,89 % |
| 90 V | 90,21 V | 100 V | 100,03 V | 97,12 % |
| 95 V | 95,68 V | 100 V | 100,17 V | 97,29 % |
| 100 V | 99,89 V | 100 V | 99,92 V | 98,01 % |

Tabela 16 - Resultados de medição conversor *forward* $n=1$.

| Valores medidos conversor <i>forward</i> $n=1$ | | | | |
|--|-----------|------------|-----------|------------------|
| Vg nominal | Vg medido | Vo nominal | Vo medido | $\eta_{forward}$ |
| 70 V | 69,69 V | 30 V | 32,2 V | 89,41 % |
| 75 V | 75,12 V | 25 V | 25,11 V | 88,96 % |
| 80 V | 81,03 V | 20 V | 18,95 V | 87,30 % |
| 85 V | 84,34 V | 15 V | 15,65 V | 85,81 % |
| 90 V | 90,34 V | 10 V | 9,87 V | 80,92 % |
| 95 V | 94,88 V | 5 V | 5,52 V | 73,36 % |

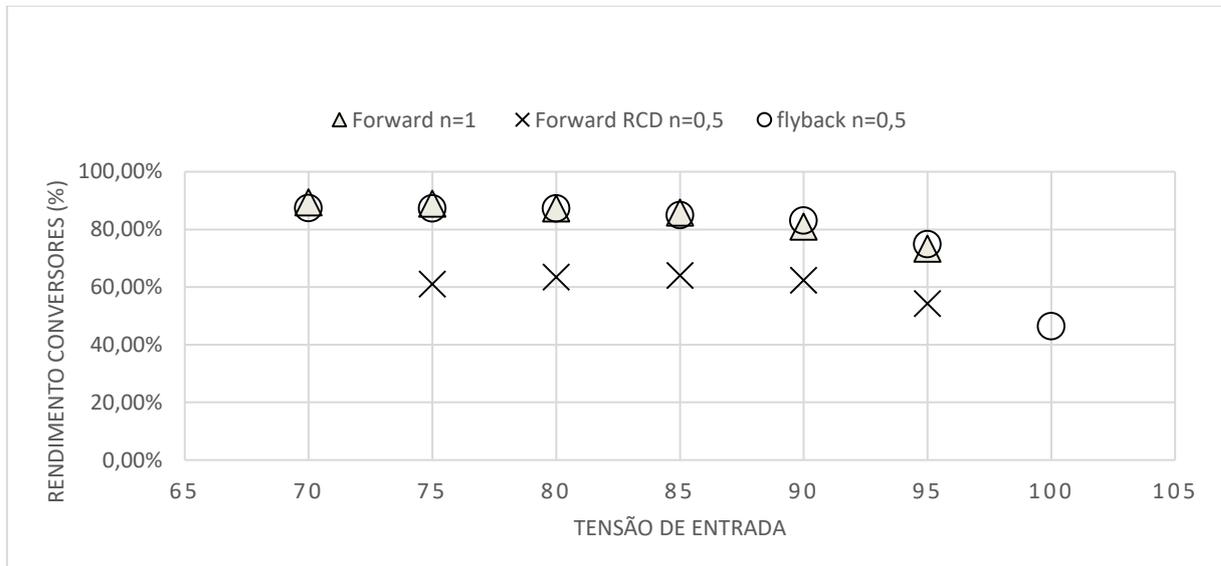
Tabela 17 - Resultados de medição conversor *forward* $n=0,5$

| Valores medidos conversor <i>forward</i> <i>RCD</i> $n=0,5$ | | | | |
|---|-----------|------------|-----------|------------------|
| Vg nominal | Vg medido | Vo nominal | Vo medido | $\eta_{forward}$ |
| 70 V | - | 30 V | - | - |
| 75 V | 75,6 V | 25 V | 24,61 V | 61,00 % |
| 80 V | 80,079 V | 20 V | 20,41 V | 63,50 % |
| 85 V | 85,14 V | 15 V | 15,65 V | 64,00 % |
| 90 V | 90,219 V | 10 V | 10,61 V | 62,30 % |
| 95 V | 95,02 V | 5 V | 5,81 V | 54,30 % |

Tabela 18 - Resultados de medição conversor *flyback* $n=0,5$

| Valores medidos conversor <i>flyback</i> $n=0,5$ | | | | |
|--|-----------|------------|-----------|------------------|
| Vg nominal | Vg medido | Vo nominal | Vo medido | $\eta_{flyback}$ |
| 70 V | 70,36 V | 30 V | 30,04 V | 87,41 % |
| 75 V | 94,99 V | 25 V | 4,99 V | 87,28 % |
| 80 V | 80,3 V | 20 V | 20,09 V | 87,25 % |
| 85 V | 85,13 V | 15 V | 14,9 V | 84,93 % |
| 90 V | 89,93 V | 10 V | 10,03 V | 83,10 % |
| 95 V | 95,16 V | 5 V | 4,99 V | 74,87 % |

Figura 64 - Gráfico dos rendimentos dos conversores individualmente.



Fonte: Autor.

Observa-se pela Figura 64 que os conversores *forward* com $n=1$, que por sua vez utiliza enrolamento de desmagnetização e o conversor *flyback* com $n=0,5$ apresentaram rendimentos bem similares quando utilizados na configuração I-IIIB, ficando o conversor *flyback* com rendimento levemente superior ao *forward* nos pontos de operação onde menor energia foi reprocessada pelos mesmos. Por outro lado, o rendimento do conversor *forward* com $n=0,5$ apresentou eficiência inferior aos outros conversores. Isto se deve à quantidade de energia que o circuito de desmagnetização *RCD* dissipou, principalmente nos pontos de operação onde maior razão cíclica se fez presente. Inclusive não foi possível colocar o

conversor no ponto de operação com tensão de entrada $V_g=70V$, por isso a Tabela 17 não apresenta valores de medições neste ponto de operação.

A Tabela 19, Tabela 20 e Tabela 21 apresentam os valores de tensões de entrada, tensões de saída e eficiências para os circuitos em configuração R^2P^2 I-IIIB nos pontos de operação convencionados. A Figura 65 apresenta graficamente o comparativo entre as eficiências dos referidos circuitos e as eficiências medidas para a contraparte *boost*. As medidas das eficiências do conversor *boost* foram interpoladas por retas para melhor comparação gráfica entre as eficiências apresentadas.

Tabela 19 - Resultados de medições *forward* R^2P^2 $n=1$

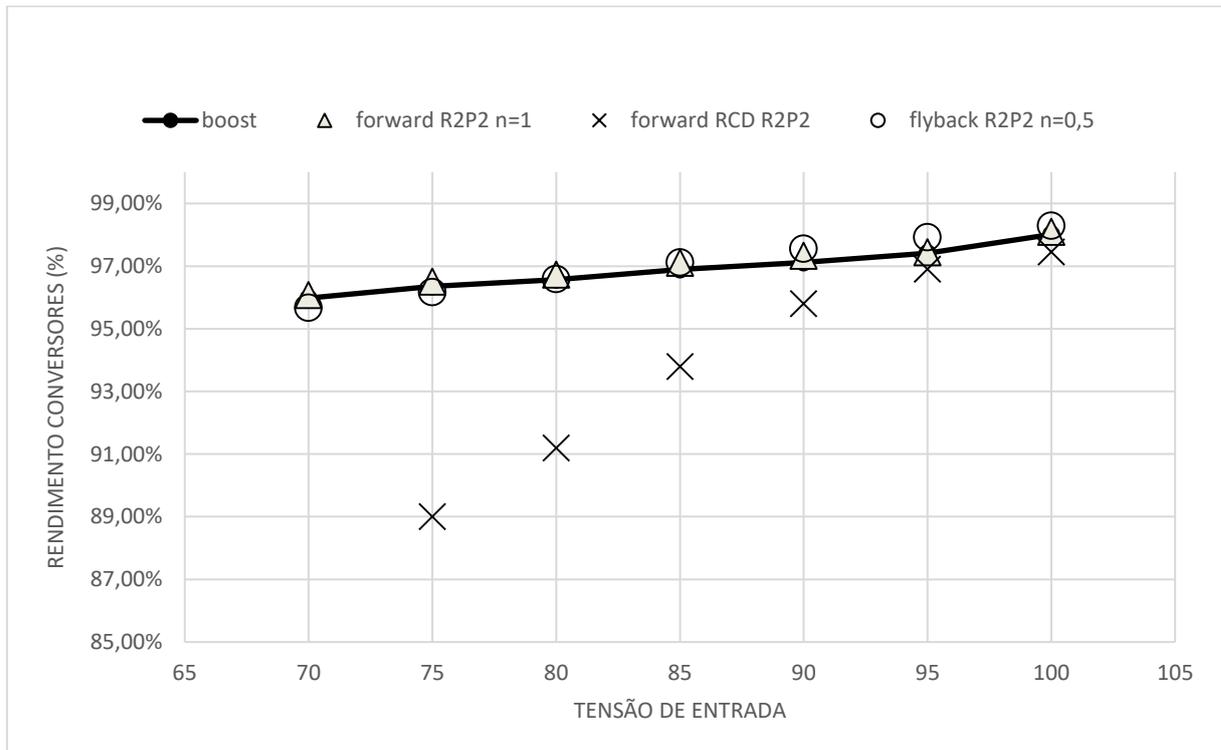
| Valores medidos conversor <i>forward</i> R^2P^2 I-IIIB $n=1$ | | | | |
|---|-----------|------------|-----------|--------------------------|
| Vg nominal | Vg medido | Vo nominal | Vo medido | $\eta_{forward_R^2P^2}$ |
| 70 V | 70,12 V | 100 V | 100,18 V | 96,08 % |
| 75 V | 75,15 V | 100 V | 100,17 V | 96,51 % |
| 80 V | 80,43 V | 100 V | 100,02 V | 96,73 % |
| 85 V | 85,31 V | 100 V | 100,04 V | 97,11 % |
| 90 V | 89,31 V | 100 V | 100,12 V | 97,33 % |
| 95 V | 95,37 V | 100 V | 99,98 V | 97,44 % |
| 100 V | 100,14 V | 100 V | 100,26 V | 98,10 % |

Tabela 20 - Resultados de medições *forward* R^2P^2 $n=0,5$

| Valores medidos conversor <i>forward</i> RCD R^2P^2 I-IIIB $n=0,5$ | | | | |
|---|-----------|------------|-----------|--------------------------|
| Vg nominal | Vg medido | Vo nominal | Vo medido | $\eta_{forward_R^2P^2}$ |
| 70 V | - | 100 V | - | - |
| 75 V | 75,43 V | 100 V | 99,58 V | 89,00 % |
| 80 V | 80,11 V | 100 V | 100,29 V | 91,20 % |
| 85 V | 85,29 V | 100 V | 100,13 V | 93,80 % |
| 90 V | 90,36 V | 100 V | 100,51 V | 95,80 % |
| 95 V | 95,64 V | 100 V | 100,07 V | 96,90 % |
| 100 V | 100,02 V | 100 V | 100,34 V | 97,45 % |

Tabela 21 - Resultados de medições *flyback* R^2P^2 $n=0,5$

| Valores medidos conversor <i>flyback</i> R^2P^2 I-IIIIB $n=0,5$ | | | | |
|---|--------------|---------------|--------------|--------------------------------|
| V_g nominal | V_g medido | V_o nominal | V_o medido | $\eta_{\text{flyback-}R^2P^2}$ |
| 70 V | 69,52 V | 100 V | 100,15 V | 95,67 % |
| 75 V | 75,44 V | 100 V | 100,34 V | 96,17 % |
| 80 V | 80,07 V | 100 V | 100,49 V | 96,59 % |
| 85 V | 85,18 V | 100 V | 100,18 V | 97,12 % |
| 90 V | 89,91 V | 100 V | 99,95 V | 97,56 % |
| 95 V | 95,01 V | 100 V | 100,02 V | 97,93 % |
| 100 V | 100,02 V | 100 V | 100,1 V | 98,29 % |

Figura 65 – Gráfico comparativo dos conversores em R^2P^2 vs *boost*.

Fonte: Autor.

Pode-se observar pela Figura 65 que os circuitos em R^2P^2 implementados por meio dos conversores *forward* com $n=1$ e *flyback* com $n=0,5$ apresentaram rendimentos muito próximos aos rendimentos da contraparte *boost* em toda a faixa de operação apresentada, chegando a superar marginalmente a eficiência do conversor *boost* na maioria dos pontos. Já o circuito contendo o conversor *forward* com $n=0,5$ apresentou eficiência inferior à contraparte *boost* em todos os pontos de operação. Nota-se, no entanto, que o impacto da má eficiência do

conversor com desmagnetização dissipativa, na eficiência global do circuito em configuração R^2P^2 diminui conforme a quantidade de energia reprocessada também diminui, fazendo com que a eficiência total do circuito contendo tal conversor se aproxime da eficiência dos outros conversores nos pontos de baixo reprocessamento de energia.

A Tabela 22, Tabela 23 e Tabela 24 resumem os pontos de operação apresentados anteriormente para cada conversor testado. Tais tabelas têm por objetivo facilitar a comparação dos valores das eficiências apresentadas pelos conversores, com as eficiências globais dos circuitos em configuração em R^2P^2 e com a contraparte *boost*. As referidas tabelas mostram a constante de reprocessamento k , referentes aos pontos de operação testados e na coluna da direita os valores máximos de reprocessamento calculados por meio dos valores de eficiências dos conversores individuais e *boost* inseridos na equação (52), em cada ponto de operação.

Observa-se na Tabela 22 que o $k_{Máx}$ é superior à constante k em todos os pontos de operação e que o circuito em configuração R^2P^2 contendo o conversor *forward* com $n=1$ apresentou eficiência global superior ao *boost* em todos os pontos.

Tabela 22 – Comparativos *forward* $n=1$ vs *boost*.

| Ponto de operação nominal | | | | Eficiência dos conversores | | | |
|---------------------------|-------|------|------|----------------------------|------------------|-----------------|-----------|
| V_g | V_o | K | M | η_{boost} | $\eta_{forward}$ | $\eta_{R^2P^2}$ | $K_{Máx}$ |
| 70 V | 100 V | 30 % | 1,43 | 95,98 % | 89,41 % | 96,08 % | 35,36 % |
| 75 V | 100 V | 25 % | 1,33 | 96,35 % | 88,96 % | 96,51 % | 30,53 % |
| 80 V | 100 V | 20 % | 1,25 | 96,57 % | 87,30 % | 96,73 % | 24,42 % |
| 85 V | 100 V | 15 % | 1,18 | 96,89 % | 85,81 % | 97,11 % | 19,41 % |
| 90 V | 100 V | 10 % | 1,11 | 97,12 % | 80,92 % | 97,33 % | 12,58 % |
| 95 V | 100 V | 5 % | 1,05 | 97,29 % | 73,36 % | 97,44 % | 7,32 % |

A Tabela 23 mostra que o $k_{Máx}$ calculado com base nas eficiências do conversor *forward* com $n=0,5$ e do conversor *boost* é menor que a constante k em todos os pontos de operação. A eficiência apresentada pelo circuito em configuração R^2P^2 contendo o conversor *forward* com $n=0,5$ apresentou eficiência global inferior ao *boost* em todos os pontos.

Tabela 23 – Comparativos *forward* $n=0,5$ vs *boost*.

| Ponto de operação nominal | | | | Eficiência dos conversores | | | |
|---------------------------|-------|------|------|----------------------------|------------------|-----------------|-------------------|
| V_g | V_o | K | M | η_{boost} | $\eta_{forward}$ | $\eta_{R^2P^2}$ | $k_{m\acute{a}x}$ |
| 70 V | 100 V | 30 % | 1,43 | 95,98 % | - | - | - |
| 75 V | 100 V | 25 % | 1,33 | 96,35 % | 61,00 % | 89,00 % | 5,93 % |
| 80 V | 100 V | 20 % | 1,25 | 96,57 % | 63,50 % | 91,20 % | 6,18 % |
| 85 V | 100 V | 15 % | 1,18 | 96,89 % | 64,00 % | 93,80 % | 5,71 % |
| 90 V | 100 V | 10 % | 1,11 | 97,12 % | 62,30 % | 95,80 % | 4,90 % |
| 95 V | 100 V | 5 % | 1,05 | 97,29 % | 54,30 % | 96,90 % | 3,16 % |

Por fim, a Tabela 24 apresenta os resultados comparativos para o circuito contendo o conversor *flyback* em configuração R^2P^2 frente à contraparte *boost*. Nos pontos onde o $k_{M\acute{a}x}$ ficou muito próximo ao k , o circuito em configuração R^2P^2 contendo o conversor *flyback* com $n=0,5$ apresentou eficiência global inferior ao *boost* (linhas 1 e 2). Já nos pontos onde o $k_{M\acute{a}x}$ calculado se torna superior ao k de forma mais substancial, o conversor em configuração I-III B passa a apresentar eficiências superiores à contraparte *boost*. Isto ocorre nos pontos de menor reprocessamento de energia.

Tabela 24 – Comparativos *flyback* $n=0,5$ vs *boost*.

| Ponto de operação nominal | | | | Eficiência dos conversores | | | |
|---------------------------|--------------|-------------|-------------|----------------------------|------------------|-----------------|-------------------|
| V_g | V_o | K | M | η_{boost} | $\eta_{flyback}$ | $\eta_{R^2P^2}$ | $k_{m\acute{a}x}$ |
| <u>70 V</u> | <u>100 V</u> | <u>30 %</u> | <u>1,43</u> | <u>95,98 %</u> | <u>87,41 %</u> | <u>95,67 %</u> | <u>29,08 %</u> |
| <u>75 V</u> | <u>100 V</u> | <u>25 %</u> | <u>1,33</u> | <u>96,35 %</u> | <u>87,28 %</u> | <u>96,17 %</u> | <u>25,99 %</u> |
| <u>80 V</u> | <u>100 V</u> | <u>20 %</u> | <u>1,25</u> | <u>96,57 %</u> | <u>87,25 %</u> | <u>96,59 %</u> | <u>24,31 %</u> |
| <u>85 V</u> | <u>100 V</u> | <u>15 %</u> | <u>1,18</u> | <u>96,89 %</u> | <u>84,93 %</u> | <u>97,12 %</u> | <u>18,09 %</u> |
| <u>90 V</u> | <u>100 V</u> | <u>10 %</u> | <u>1,11</u> | <u>97,12 %</u> | <u>83,10 %</u> | <u>97,56 %</u> | <u>14,58 %</u> |
| <u>95 V</u> | <u>100 V</u> | <u>5 %</u> | <u>1,05</u> | <u>97,29 %</u> | <u>74,87 %</u> | <u>97,93 %</u> | <u>7,92 %</u> |

A Figura 66 apresenta as principais formas de ondas apresentadas pelo conversor *forward* com $n=1$. As principais ressonâncias do circuito foram suprimidas pelo *snubber RC*, mas o pico na corrente do MOSFET foi considerado aceitável neste teste, para não serem introduzidas perdas adicionais para fins de atenuação do mesmo.

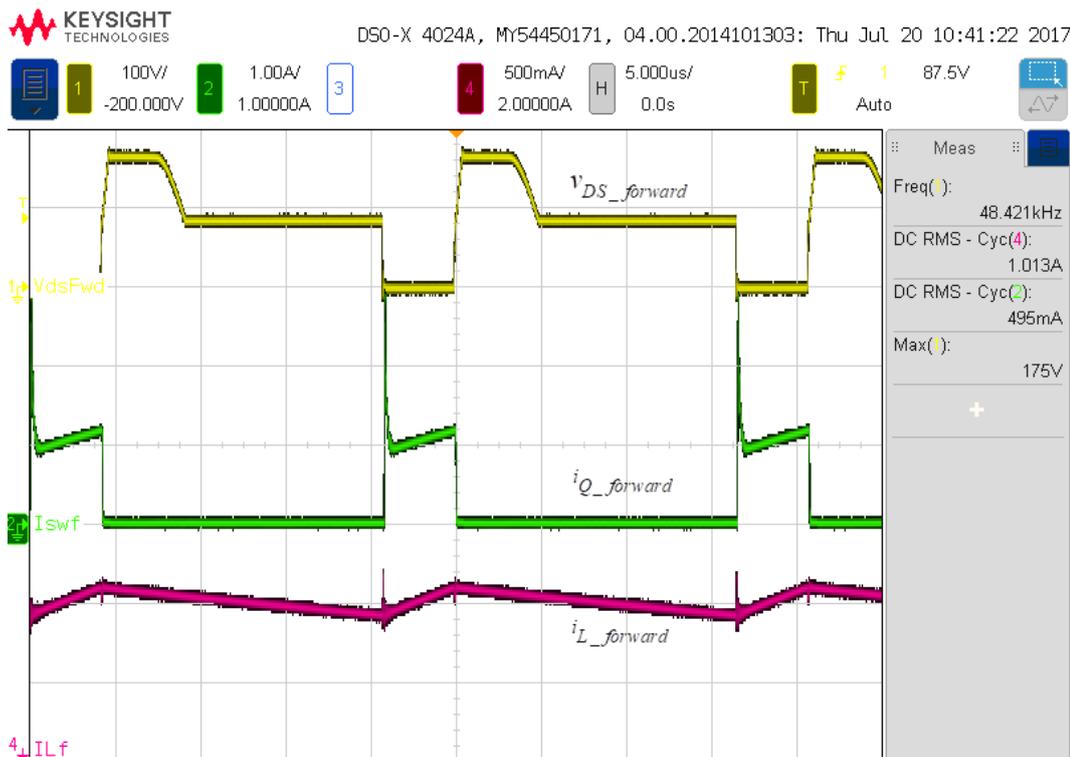
A Figura 67 apresenta as formas de onda de tensão e corrente relacionadas aos diodos D_1 e D_2 do conversor *forward*. Novamente se observa a presença do pico, desta vez na corrente do diodo D_1 .

A Figura 68 mostra as formas de onda de tensão no MOSFET do conversor *forward* com $n=0,5$, bem como a corrente no indutor de saída e tensão na carga.

A Figura 69 traz as formas de onda para os diodos de saída *forward* $n=0,5$.

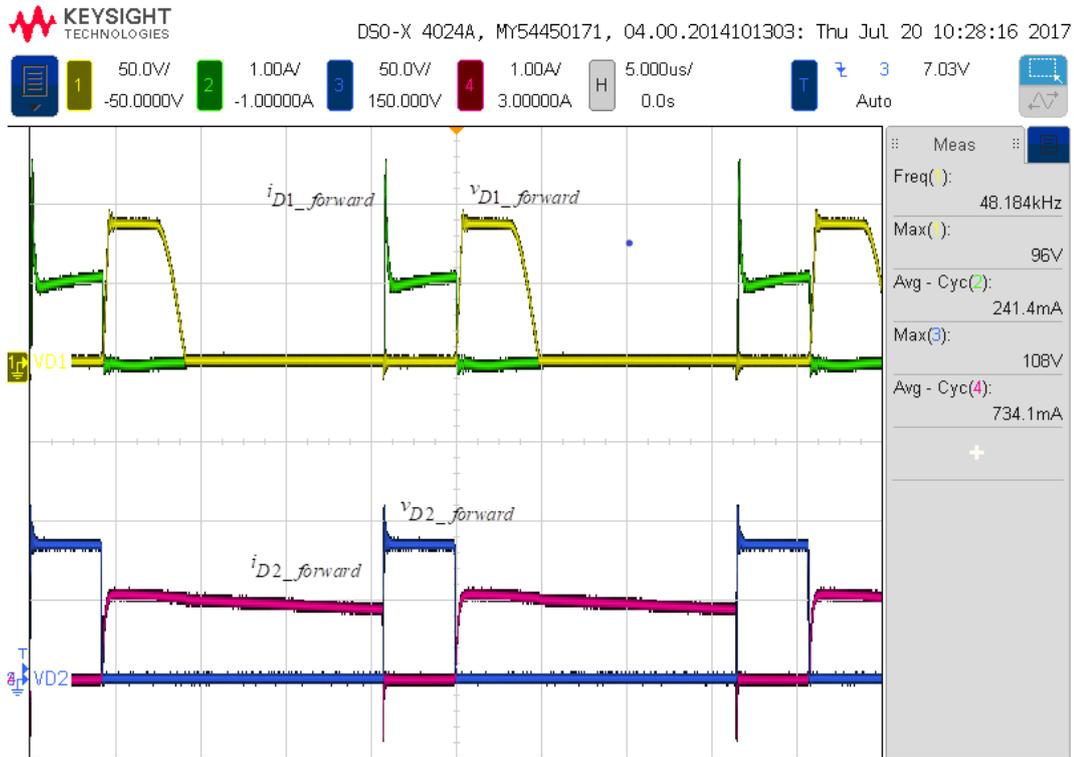
Por fim, a Figura 70 apresenta as principais formas de onda para o conversor *flyback* com $n=0,5$.

Figura 66 - Formas de onda - V_{DS} , corrente no MOSFET e corrente no indutor *forward* $n=1$



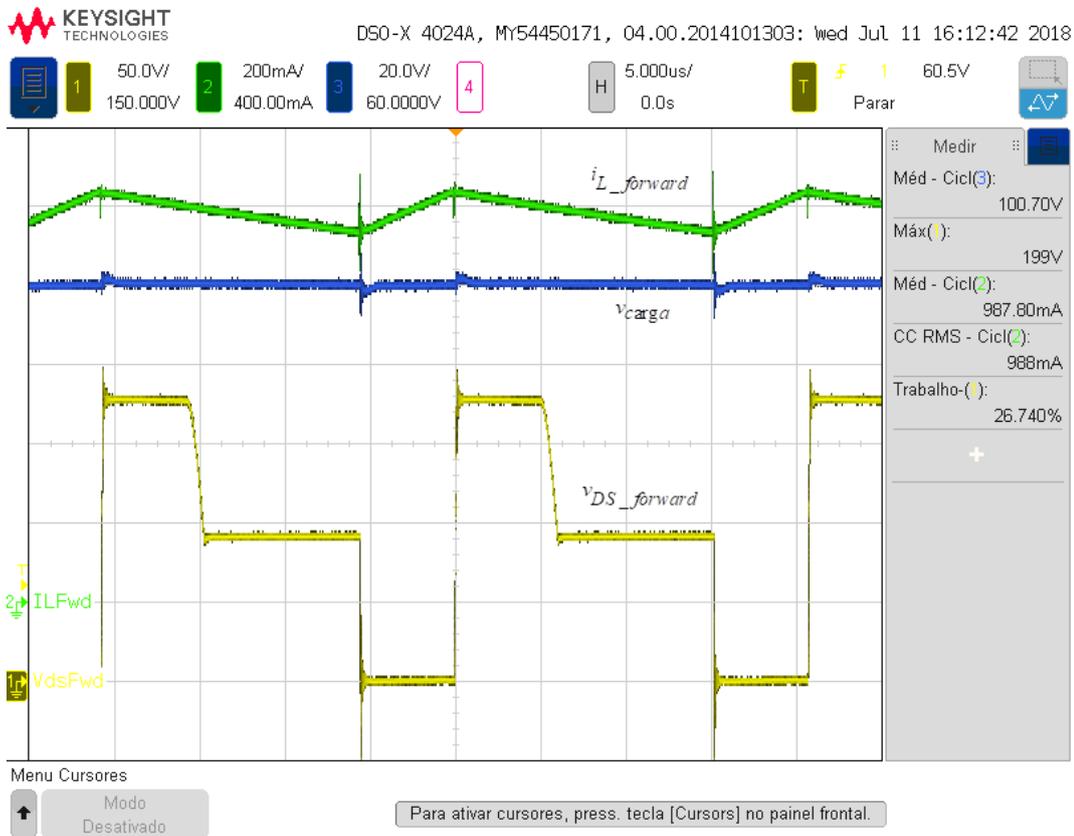
Fonte: Autor.

Figura 67 - Formas de onda - diodos de saída *forward* $n=1$.

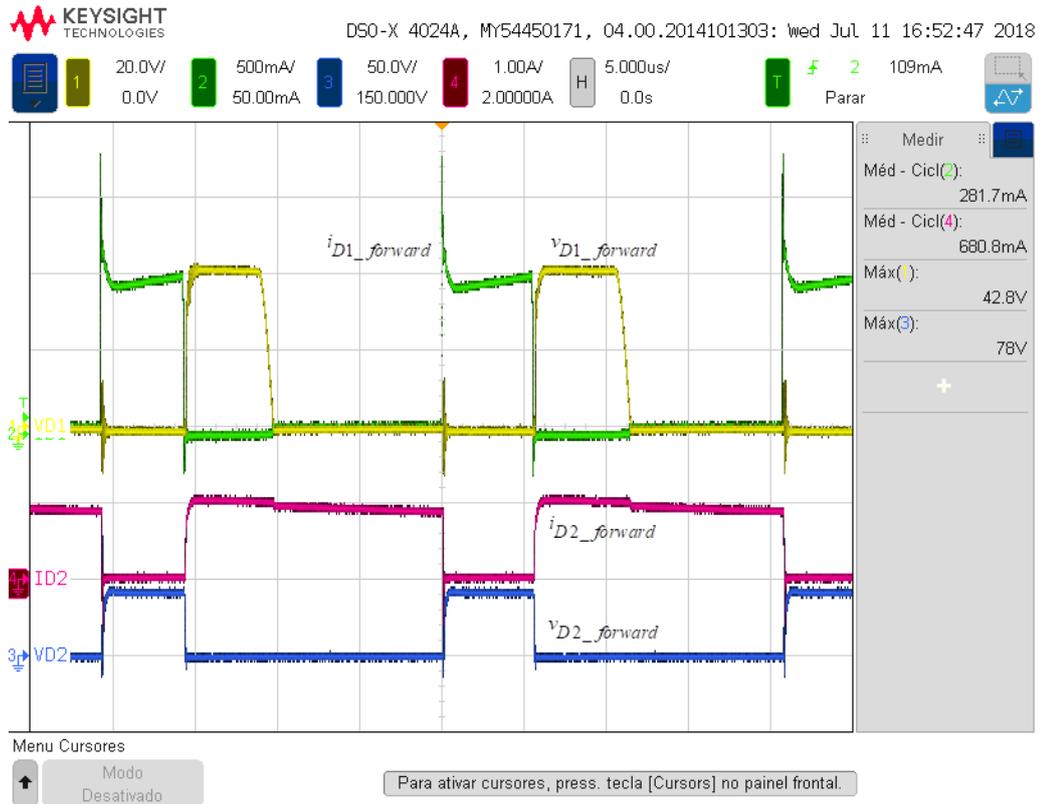


Fonte: Autor.

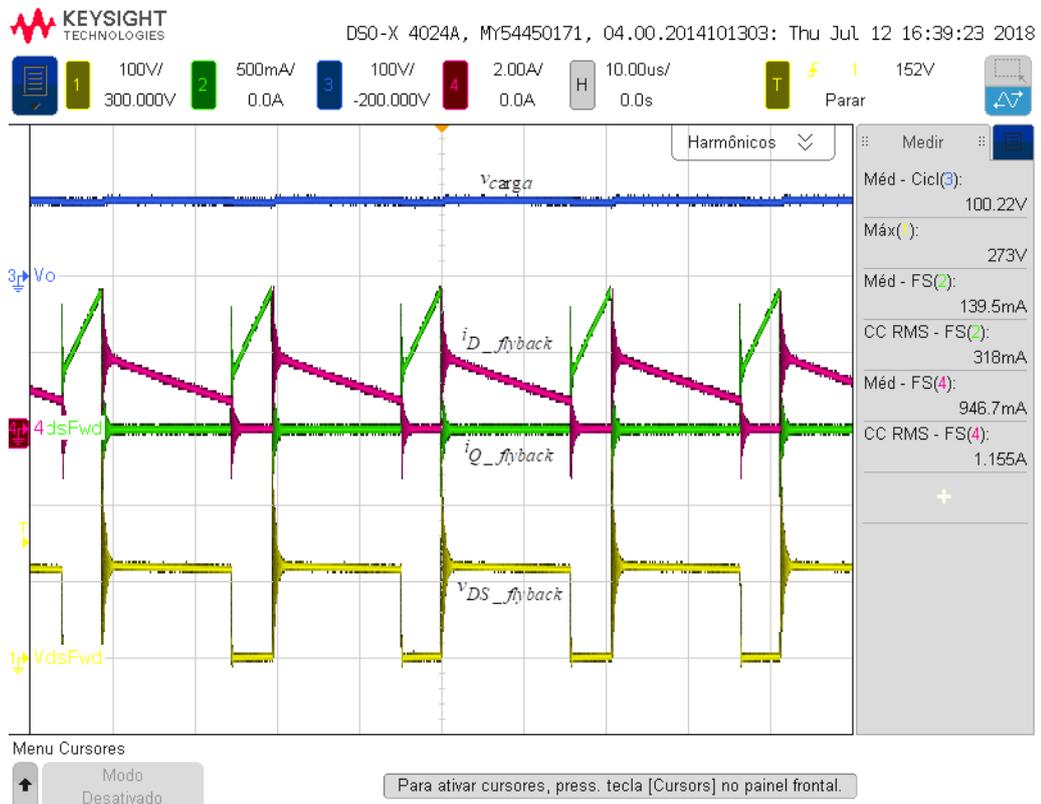
Figura 68 - Formas de onda - V_{DS} , tensão na carga e corrente no indutor *forward* $n=0,5$.



Fonte: Autor.

Figura 69 - Formas de onda - diodos de saída *forward* $n=0,5$.

Fonte: Autor.

Figura 70 - Formas de onda - *flyback* $n=0,5$.

Fonte: Autor.

4.4 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados referentes aos testes experimentais de três implementações de conversores isolados em configuração R^2P^2 I-III B. Um conversor *forward* com enrolamento de desmagnetização e relação de transformação unitária entre todos os três enrolamentos, um conversor *forward* com relação de transformação $n=0,5$ e construído com circuito de desmagnetização dissipativo, além de um conversor *flyback* com relação de transformação $n=0,5$.

Embora as perdas adicionais não consideradas na análise matemática no capítulo 3 estivessem presentes, os circuitos snubber utilizados nos conversores *forward* visaram suprimir apenas as ressonâncias mais intensas, e evitando inserir maiores perdas. O *snubber* utilizado no conversor *flyback* foi do tipo TVS e serviu para proteger o interruptor de picos de tensão que eventualmente pudessem danificar o mesmo. Uma vez que os picos de tensões não chegaram a ultrapassar a tensão de bloqueio dos diodos TVSs, o conversor *flyback* testado operou como se não tivesse circuito *snubber*, portanto, praticamente sem perdas desta natureza.

Os resultados das medições mostraram que a configuração R^2P^2 I-III B pode alcançar melhorias em eficiência quando comparada à contraparte em processamento total de energia, desde que respeitadas as quantidades máximas de reprocessamento do estágio CP. As quantidades máximas de reprocessamento para cada ponto de operação foram calculadas por meio das eficiências dos conversores utilizados e da eficiência do conversor contraparte inseridas na equação (52). Mesmo sem inserir perdas mais significativas por meio de circuitos do tipo *snubber* mais eficazes, nos pontos onde os conversores *forward* e *flyback* superaram a eficiência da contraparte *boost*, tais melhorias foram pouco significativas e ocorreram em situações de baixo reprocessamento de energia. O conversor *forward* em R^2P^2 com $n=1$ superou o conversor *boost* em 0,22% quando processava um máximo de 15% da potência de carga, enquanto o conversor *flyback* em R^2P^2 com $n=0,5$ superou o conversor *boost* em 0,23% quando processava um máximo de 15% da potência de carga, 0,44% quando processava 10% da potência de carga e 0,51% quando processava apenas 5% da potência de carga.

O conversor *forward* com relação de transformação menor que a unidade, e que tende a diminuir as perdas por condução no interruptor, apresenta dificuldades de implementação devido à necessidade de se desmagnetizar o transformador e de se necessitar trabalhar com razões cíclicas maiores do que as necessárias para se obter o mesmo ganho estático quando relações de transformações maiores são utilizadas. Para uma relação de transformação $n=0,5$,

conforme implementado, a realização do circuito por meio de enrolamento de desmagnetização levaria a tensões da ordem de 20 vezes maiores que a tensão de alimentação refletida ao primário. Por outro lado, a implementação do circuito por meio de circuito dissipativo levou a perdas por desmagnetização que tornaram a eficiência do conversor *forward* tão baixa que a eficiência final da realização da técnica da R^2P^2 em configuração I-III B não foi suficiente para superar a eficiência da contraparte *boost*.

Os testes experimentais confirmaram a observação teórica de que a eficiência do conversor utilizado na configuração I-III B apresenta forte redução da eficiência nos pontos onde pequenas parcelas de energia são reprocessadas. Isto se deve às perdas relacionadas a circulação da corrente total de saída nos diodos e magnéticos do conversor utilizado no estágio CP.

Conclui-se que embora seja efetivamente possível atingir melhorias em eficiência na configuração R^2P^2 I-III B em relação à eficiência desempenhada por um conversor *boost* processando a totalidade da energia, mesmo quando perdas reais estão presentes, esta melhora é mínima.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 Conclusão geral

Este trabalho explorou o uso dos conversores *forward* e *flyback* na realização de circuitos com redução de processamento redundante de energia sobre o enfoque trazido por (SPIAZZI, 2016). A publicação da portaria nº 20, (INMETRO, 2017), regulamentando a performance técnica de luminárias à base de LEDs, estabeleceu diversos requisitos técnicos como eficácia luminosa, fator de potência e distorção harmônica conforme (IEC61000-3-2, 2005), além de limites para interferências eletromagnéticas conforme a CISPR15 (ABNT, 2014). O conceito denominado R^2P^2 se apresenta, em um primeiro momento, como uma alternativa fortemente promissora, pois permite, através da configuração I-IIIB, alcançar alto fator de potência, e concomitantemente, melhorias em eficiência energética e eficácia luminosa. Outro fator com importância industrial é a diminuição do tamanho físico do conversor utilizado no segundo estágio, visto que menores quantidades de energia são processadas pelo mesmo. Foi mostrado que diversos trabalhos vêm sendo publicados explorando o conceito R^2P^2 , e que as melhorias nas eficiências apresentadas são, muitas vezes, erroneamente verificadas, pois a contraparte utilizada na comparação é, costumeiramente, o mesmo conversor utilizado na configuração R^2P^2 . Foi demonstrado que o único conversor não isolado de segunda ordem que pode ser conectado na configuração I-IIIB é o conversor *buck-boost*, devido à inversão da tensão de saída em relação à entrada. No entanto, foi justificado que esta configuração nada mais é do que um conversor *boost* processando a totalidade da energia, portanto uma interpretação equivocada do conceito de R^2P^2 . O enfoque trazido por (SPIAZZI, 2016) estabelece que a contraparte adequada a ser utilizada na comparação depende da inspeção do ganho estático apresentado pela configuração R^2P^2 . A análise do ganho estático para a configuração I-IIIB formada pelos conversores *forward* e *flyback* demonstra que os circuitos resultantes são do tipo elevador, e portanto o conversor *boost* é a contraparte adequada às comparações.

As análises matemáticas das perdas por condução nos principais componentes, normalizadas em relação às mesmas perdas no conversor *boost*, foram desenvolvidas e verificadas, tanto para o conversor *forward* quanto para o conversor *flyback*, através de quatro estudos de caso feitos por meio de simulação dos circuitos quando apenas as perdas consideradas na análise matemática estão presentes. Os estudos demonstraram que os conversores isolados apresentam degradação da eficiência quando pequenas quantidades de

energia são reprocessadas pelo mesmo. Isto se deve à circulação da corrente total de saída em parte dos componentes que constituem o conversor, provocando quedas de tensão e perdas elevadas.

A degradação da eficiência dos conversores testados em condições de baixos reprocessamentos de energia, vai na contramão do conceito de R^2P^2 . Enquanto o mesmo estabelece melhorias na eficiência global, quando menores quantidades de energia são reprocessadas, a referida degradação de eficiência, justamente nos pontos de interesse, acaba por minimizar a eficiência global. Mesmo no caso extremo de ganho estático unitário, onde teoricamente nenhuma energia é reprocessada no estágio de saída, existem perdas devidas à circulação da corrente de saída que reduzem a eficiência global.

O teste prático de dois conversores *forward* e um conversor *flyback* em configuração R^2P^2 I-IIIB, confrontados com um conversor *boost* processando a totalidade da energia, mostrou que é possível alcançar eficiências pouco superiores às alcançadas por um conversor *boost* com processamento total de energia, mas somente quando pequenas parcelas de potência são reprocessadas. Em uma aplicação em *drivers* de LEDs, onde se deseja eliminar, por meio de controle ativo, a ondulação proveniente do barramento CFP e controlar a corrente de saída, pode ser necessário reprocessar uma parcela significativa de energia no segundo estágio.

Desta forma, a utilização do conceito de R^2P^2 na configuração I-IIIB, construída com conversores isolados *forward* ou *flyback* não representa grandes vantagens quando avaliado somente o aspecto do ganho em eficiência, ficando detalhes como custo, volume e confiabilidade a ser discutido na escolha final da arquitetura do conversor a ser utilizado.

5.2 Trabalhos futuros

A utilização de um conversor ressonante *LLC* como alternativa aos conversores *forward* e *flyback* poderá agregar vantagens, devido à eficiência superior apresentada por esta topologia, permitindo a utilização de uma quantidade maior de reprocessamento de energia para fins de controle. Desta forma, poderá ser possível construir um *driver* que faça uso do conceito R^2P^2 I-IIIB, e que atenda requisitos técnicos exigidos pelas normativas vigentes e com possível redução de tamanho físico e custo.

5.3 Produção científica resultante

Durante o desenvolvimento deste estudo, foi publicado um trabalho no seminário intitulado: “*10TH Seminar on Power Electronics and Control – SEPOC 2017*”. O evento ocorreu nos dias 22 a 25 de outubro de 2017 na cidade de Santa Maria, Brasil.

O Trabalho foi intitulado: “EXAMINATION OF FORWARD CONVERTER IN R2P2 I-IIIB CONFIGURATION” (SPODE et al., 2017).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT. NBR IEC/CISPR 15. p. 56, 2014.

ALMEIDA, P. S. et al. Matching LED and *Driver* Life Spans: A Review of Different Techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 36–47, jun. 2015.

CAMPONOGARA, D. **Desenvolvimento de topologias com redução do processamento redundante de energia para acionamento de leds**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)—Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

CHEUNG, M. K. H.; CHOW, M. H. L.; TSE, C. K. Design and performance considerations of PFC switching regulators based on noncascading structures. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 11, p. 3730–3745, 2010.

COLE, M.; CLAYTON, H.; MARTIN, K. **Solid state lighting: The new normal in lighting**. 2014 IEEE Petroleum and Chemical Industry Conference - Brasil (PCIC Brasil). **Anais...IEEE**, ago. 2014

COLE, M.; DRISCOLL, T. **The lighting revolution: If we were experts before, we're novices now**. 2012 Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC). **Anais...IEEE**, 2012

DUARTE, R. R. **Estudo comparativo entre semicondutores de silício e nitreto de gálio em circuitos de acionamento de leds**. Master Thesis—Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

E. MARTI-ARBONA, D. MANDAL, B. BAKKALOGLU, AND S. K. **Pv panel power optimization using sub-panel mppt**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). **Anais...IEEE**, 2015

GARCIA, J. et al. **LED driver with bidirectional series converter for low frequency ripple cancelation**. 2012 Industrial Electronics Conference (IECON). **Anais...Montreal: IEEE**, 2012

IEC61000-3-2. **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits for harmonic current emissions**. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, November, 2005.

INMETRO. Portaria n.º 478 Regulamento técnico da qualidade para luminárias para lâmpadas de descarga e LED - Iluminação pública viária. p. 31, 2013.

INMETRO. Portaria n.º 20, de 15 de fevereiro de 2017 O. p. 7042, 2017.

LOERA-PALOMO, R. et al. Modelling and control of a DC–DC quadratic boost converter with R 2 P 2. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 1, p. 11–22, 2014.

LOERA-PALOMO, R.; MORALES-SALDAÑA, J. A.; PALACIOS-HERNÁNDEZ, E. Quadratic step-down dc–dc converters based on reduced redundant power processing approach. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 136–145, 2013.

M. AGAMY, M. HARFMAN-TODOROVIC, A. ELASSER, S. CHI, R. STEIGERWALD, J. SABATE, A. MCCANN, L. ZHANG, AND F. M. An efficient partial power processing dc/dc converter for distributed pv architectures. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, vol. 29, no. 2, pp. 674–686, Feb 2014, v. 29, p. 674–686, 2014.

M. CHOW, C. TSE, AND Y.-S. L. **An efficient pfc voltage regulator with reduced redundant power processing**. Power Electronics Specialists Conference. **Anais...PESC 99**. 30th Annual IEEE, 1999

SPIAZZI, G. **Reduced redundant power processing concept: A reexamination**. 2016 IEEE

17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). **Anais...**Trondheim: IEEE, 2016

SPODE, N. S. et al. **Examination of Forward Converter in R2P2 I-III Configuration**. SEPOC 2017. **Anais...**Santa Maria: 2017

TSE, C. K.; CHOW, M. H. L. Theoretical Study of Switching Power Converters with Power Factor Correction and Output Regulation. **IEEE Transactions on Circuits and Systems—I: Fundamental Theory and Applications**, v. 47, n. 7, p. 1047–1055, 2000.

TSE, C. K.; CHOW, M. H. L.; CHEUNG, M. K. H. **Reduced redundant power processing (R/sup 2/P/sup 2/) PFC voltage regulators: circuit synthesis and control**. 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. **Anais...**Galway: IEEE, 2000

TSE, C. K.; CHOW, M. H. L.; CHEUNG, M. K. H. A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 6, p. 794–802, 2001.

ZHAO, J.; YEATES, K.; HAN, Y. Analysis of high efficiency DC/DC converter processing partial input/output power. **2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2013**, 2013.