

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALESSANDRO MALSCHITZKY

**COMANDO ASSIMÉTRICO APLICADO AO CONVERSOR  
BRIDGELESS PARA ACIONAR LEDS DE POTÊNCIA**

PONTA GROSSA

2018

ALESSANDRO MALSCHITZKY

**COMANDO ASSIMÉTRICO APLICADO AO CONVERSOR  
BRIDGELESS PARA ACIONAR LEDS DE POTÊNCIA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Elétrica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Dr. Claudinor Bitencourt  
Nascimento

**PONTA GROSSA**

**2018**



Ministério da Educação  
**Universidade Tecnológica Federal do Paraná**  
Câmpus Ponta Grossa  
Diretoria de Graduação e Educação Profissional  
Departamento Acadêmico de Eletrônica  
Engenharia Elétrica



---

## **TERMO DE APROVAÇÃO**

**COMANDO ASSIMÉTRICO APLICADO AO CONVERSOR  
BRIDGELESS PARA ACIONAR LEDS DE POTÊNCIA**

por

**ALESSANDRO MALSCHITZKY**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado em 14 de novembro de 2018 como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel(a) em Engenharia Elétrica. O(A) candidato(a) foi arguido(a) pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof(a). Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento  
Orientador(a)

Prof(a). Dr. Eloi Agostini Junior  
Membro Titular

Prof(a). M.Eng. Zito Palhano da Fonseca  
Membro Titular

Prof. Dr. Josmar Ivanqui  
Responsável pelos TCC

Prof. Msc. Jeferson José Gomes  
Coordenador do Curso

– O Termo de Aprovação assinado encontra-se na Coordenação do Curso –

Dedico este trabalho a todos que me acompanharam e ajudaram até agora no longo caminho do conhecimento.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a minha família que sempre me deu toda ajuda que sempre precisei. Agradeço também ao professor Claudinor, com quem tanto conversei sobre a eletrônica de potência durante todos esses anos. Gostaria de agradecer também a Universidade Tecnológica Federal do Paraná, e toda a estrutura que me fez aprofundar meu conhecimento na área de engenharia.

"Saber muito não lhe torna inteligente. A inteligência se traduz na forma que você recolhe, julga, maneja e, sobretudo, onde e como aplica esta informação."— Carl Sagan

## RESUMO

Malschitzky, Alessandro. COMANDO ASSIMÉTRICO APLICADO AO CONVERSOR BRIDGELESS PARA ACIONAR LEDS DE POTÊNCIA. 70 f. – Bacharelado em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2018.

Com a demanda de energia elétrica crescente mundo a fora, o aumento da tarifa é uma consequência, e com isso o consumo precisa ser otimizado. Neste cenário, sistemas de iluminação representam boa parte da fatura final de comércios e residências, e em ambos os locais a aplicação pode ser dividida em duas categorias: indoor e outdoor. As diferentes categorias apresentam necessidades diferentes, exigindo maior versatilidade e aplicabilidade dos sistemas de iluminação. Com tudo isso, diodos emissores de luz se apresentam como sendo a principal tecnologia de iluminação artificial, obtendo elevado rendimento luminoso, ainda com alta vida útil. Porém a necessidade de um conversor faz com que o custo inicial da aplicação suba consideravelmente, dificultando a inserção no mercado. Por este motivo, vêm se buscando topologias de único estágio com elevado rendimento, diminuindo o custo com a fabricação e aprimorando a compactação do conjunto. Neste trabalho, será realizado o modelo matemático de um conversor *bridgeless boost* associado a um inversor em meia ponte operando com comando assimétrico. A validação do modelo será feita através de simulação de dois conversores operando em 127V e 220V, buscando uma comparação entre ambos.

**Palavras-chave:** LEDs. Estágio único. Assimétrico.

## ABSTRACT

Malschitzky, Alessandro. ASSIMETRICAL DUTY CYCLE APPLIED ON A BRIDGELESS CONVERTER FOR LEDS APPLICATION. 70 f. – Bacharelado em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2018.

With the demand for electric energy growing world-wide, causing the tariff to increase and therefore the consumption needs to be optimized. In this scenario, lighting systems represent good percentage in the final bill of commerce and residences, and in both places the application can be divided into two categories: indoor and outdoor. The different categories present different needs, requiring greater versatility and applicability of the lighting systems. With all this, light-emitting diodes present themselves as the main artificial lighting technology, obtaining high luminous efficiency, yet with high useful life. However the need for a converter causes the initial cost of the application to rise considerably, making it difficult in market insertion. For this reason, the search for single-stage topologies with high efficiency, reducing the cost with the manufacturing and improving the compaction of the whole. In this work, the mathematical model of a bridgeless boost converter associated with a half bridge operating with asymmetric control will be realized. The validation of the model will be done by simulation of two converters operating in 127V and 220V, seeking a comparison between both.

**Keywords:** LEDs. Single Stage. Assymmetric.

## LISTA DE FIGURAS

|           |  |    |
|-----------|--|----|
| FIGURA 1  | – Circuito equivalente do diodo emissor de luz .....   | 18 |
| FIGURA 2  | – Associação de LED para iluminação .....  | 19 |
| FIGURA 3  | – Associação de LED para iluminação .....  | 20 |
| FIGURA 4  | – Série PLEDxN protetora de LED da fabricante Littelfuse™, imagens retidadas do datasheet e adaptadas .....  | 20 |
| FIGURA 5  | – Sistema de iluminação de pontos turísticos em Abu Dhabi .....  | 22 |
| FIGURA 6  | – Comparação Luxeon K2 antigo a esquerda, e o mais atual a direita. Fonte: (KRAMES et al., 2007) .....   | 26 |
| FIGURA 7  | – Conversor <i>Bridgeless boost</i> .....  | 28 |
| FIGURA 8  | – Comparativo entre Modo de Condução Descontínuo e Modo de Condução Contínuo .....   | 29 |
| FIGURA 9  | – Conversor meia ponte associado a um retificador com filtro capacitivo ...  | 31 |
| FIGURA 10 | – Conversor <i>Bridgeless boost</i> associado a um inversor em mais ponte com filtro não ressonante .....  | 31 |
| FIGURA 11 | – Etapas de operação <i>bridgeless boost</i> para o semi ciclo positivo .....  | 34 |
| FIGURA 12 | – Formas de onda de um retificador <i>bridgeless boost</i> operando em DCM ...   | 34 |
| FIGURA 13 | – Forma de onda da corrente de saída em alta frequência do retificador <i>bridgless boost</i> .....  | 36 |
| FIGURA 14 | – Forma de onda da corrente de saída em baixa frequência do retificador <i>bridgless boost</i> .....   | 36 |
| FIGURA 15 | – Forma de onda da corrente de entrada em 60Hz .....   | 38 |
| FIGURA 16 | – Gráfico da THD .....   | 39 |
| FIGURA 17 | – THD e FP em relação a $\bar{V}_b$ .....  | 39 |
| FIGURA 18 | – Etapas de operação meia ponte nao ressonante .....   | 41 |
| FIGURA 19 | – Gráfico das etapas de operação meia ponte nao ressonante .....   | 42 |
| FIGURA 20 | – Correntes drenadas de $C_{b1}$ e $C_{b2}$ .....  | 43 |
| FIGURA 21 | – Proporção da potencia de saída do barramento fornecida para ganhos estáticos diferentes. Em vermelho, $q = 0,2$ . Em azul $q = 0,4$ , e em verde $q = 0,6$ . ..... | 45 |
| FIGURA 22 | – Contribuição de cada capacitor de barramento para a corrente de saída ...  | 46 |
| FIGURA 23 | – Corrente média ressonante em baixa frequência .....  | 48 |
| FIGURA 24 | – Valores para as indutâncias de entrada com os parâmetros para a operação em regime nominal .....   | 53 |
| FIGURA 25 | – Tensões de Barramento para tensão de entrada constante .....   | 55 |
| FIGURA 26 | – Conversor 1: Variáveis do sistemas correntes de saída constante em 350mA   | 56 |
| FIGURA 27 | – Conversor 2: Variáveis do sistemas correntes de saída constante em 350mA   | 57 |
| FIGURA 28 | – $\sigma_C$ para os conversores 1 e 2 .....   | 58 |
| FIGURA 29 | – Circuito simulado no Software PSIM .....   | 59 |
| FIGURA 30 | – Proporção da potencia de saída fornecida para ganhos estáticos diferentes  | 59 |
| FIGURA 31 | – Tensão de barramento e tensão nos capacitores $C_{b1}$ e $C_{b2}$ .....  | 60 |
| FIGURA 32 | – Corrente nos indutores <i>boost</i> e não ressonante em baixa frequência .....   | 60 |
| FIGURA 33 | – Corrente nos indutores <i>boost</i> e não ressonante em alta frequência .....  | 61 |

|           |   |    |
|-----------|---|----|
| FIGURA 34 | – Corrente de saída em baixa frequência .....   | 61 |
| FIGURA 35 | – Capacidade de dimerização do conversor 1 com tensão de entrada nominal  | 63 |
| FIGURA 36 | – Capacidade do conversor 1 de suportar variação na tensão de entrada com<br>potência de saída nominal .....      | 63 |
| FIGURA 37 | – Tensão nos capacitores $C_{b1}$ e $C_{b2}$ em baixa frequência para o conversor 1 .                             | 64 |
| FIGURA 38 | – Tensão e corrente de entrada para o conversor 2 em regime nominal .....   | 64 |
| FIGURA 39 | – Tensão de barramento e tensão nos capacitores $C_{b1}$ e $C_{b2}$ para o conversor<br>2 em regime nominal ..... | 65 |
| FIGURA 40 | – Tensão de barramento e tensão nos capacitores $C_{b1}$ e $C_{b2}$ para o conversor<br>2 em regime nominal ..... | 65 |
| FIGURA 41 | – Capacidade de dimerização do conversor 1 com tensão de entrada nominal  | 66 |
| FIGURA 42 | – Tensão nos capacitores $C_{b1}$ e $C_{b2}$ em baixa frequência para o conversor 1 .                             | 67 |

## LISTA DE TABELAS

|          |   |    |
|----------|---|----|
| TABELA 1 | – Valores de iluminância mínima de acordo com a norma NBR ISO/CIE 8995-1:2013 ..... | 16 |
| TABELA 2 | – Comparação entre lâmpadas Incandescentes e Fluorescentes .....                    | 17 |
| TABELA 3 | – Parâmetros para cálculos dos componentes .....                                    | 53 |
| TABELA 4 | – Valores dos reativos dos conversores 1 e 2 .....                                  | 54 |
| TABELA 5 | – Erros percentuais para o coversor 1 em regime nominal de operação .....           | 62 |
| TABELA 6 | – Erros percentuais para o coversor 2 em regime nominal de operação .....           | 66 |

## LISTA DE SIGLAS

|       |   |
|-------|---|
| IEC   | International Electrotechnical Commission           |
| THD   | Taxa de distorção harmônica                         |
| FP    | Fator de Potência                                   |
| SI    | Sistema Internacional                               |
| NBR   | Normas Brasileiras Regulamentadoras                 |
| LEDs  | Light Emiting Diodes                                |
| IEEE  | Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos |
| CC-CC | Corrente Contínua Corrente Continua                 |
| CA    | Corrente Alternada                                  |
| CC    | Corrente Contínua                                   |
| ZVS   | Comutação sobre Tensão nula                         |
| ZCS   | Comutação sobre corrente nula                       |
| MCD   | Modo de Condução Descontínuo                        |
| MCC   | Modo de Condução Contínuo                           |
| PFC   | Controle do Fator de Potência                       |

## LISTA DE SÍMBOLOS

|                   |  |
|-------------------|--|
| $\phi$            | Lúmen  |
| $E$               | Iluminância  |
| $A$               | Área   |
| $\eta$            | Rendimento Luminoso  |
| $W$               | Potência Elétrica  |
| $R_{Perdas}$      | Resistência instrínseca                                      |
| $V_{limiar}$      | Tensão de Ruptura do Diodo                                   |
| $L_f$             | Indutor do filtro de entrada                                 |
| $C_f$             | Capacitor do filtro de entrada                               |
| $S_1$             | Interruptor 1  |
| $S_2$             | Interruptor 2  |
| $C_{b1}$          | Capacitor de barramento 1                                    |
| $C_{b2}$          | Capacitor de barramento 2                                    |
| $C_b$             | Capacitor de barramento                                      |
| $L_{nr}$          | Indutor não ressonante                                       |
| $f_s$             | Frequência de operação                                       |
| $D$               | razão cíclica  |
| $L_b$             | Indutor <i>Boost</i>   |
| $I_p$             | Corrente de pico   |
| $V_{in}$          | Tensão de Entrada  |
| $V_p$             | Tensão de Pico de entrada                                    |
| $V_b$             | Tensão de Barramento   |
| $I_{in}^{b1}$     | Componente fundamenta da corrente de entrada                 |
| $I_{in}^{RMS}$    | Corrente eficaz de entrada                                   |
| $\frac{V_b}{V_p}$ | Proporção tensão de barramento por tensão de pica da entrada |
| $\Delta t$        | Período de determinado estágio de operação                   |
| $q$               | Ganho estático de saída                                      |

## SUMÁRIO

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>1</b> | <b>INTRODUÇÃO</b>  | <b>14</b> |
| <b>2</b> | <b>DESENVOLVIMENTO</b>   | <b>25</b> |
| 2.1      | LEDS   | 25        |
| 2.2      | CONVERSORES  | 26        |
| 2.2.1    | Topologias Retificadoras   | 27        |
| 2.2.2    | Topologias CC-CC   | 29        |
| 2.3      | TOPOLOGIA PROPOSTA   | 31        |
| 2.4      | MODELO MATEMÁTICO  | 33        |
| 2.4.1    | Retificador <i>Bridgeless Boost</i>  | 33        |
| 2.4.1.1  | Corrente de saída para o barramento  | 35        |
| 2.4.1.2  | Corrente eficaz de entrada do retificador  | 37        |
| 2.4.1.3  | Fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica                                      | 37        |
| 2.4.1.4  | Filtro de entrada  | 40        |
| 2.4.2    | Meia ponte não ressonante associado a um retificador de onda completa não controlado | 40        |
| 2.4.2.1  | Correntes de barramento  | 43        |
| 2.4.2.2  | Correntes de saída   | 45        |
| 2.4.2.3  | Capacitor de saída   | 47        |
| 2.4.3    | Integração do retificador com meia ponte não ressonante                              | 47        |
| 2.4.3.1  | Capacitância de barramento   | 49        |
| 2.5      | RESULTADOS E DISCUSSÃO   | 52        |
| <b>3</b> | <b>CONCLUSÃO</b>   | <b>68</b> |
|          | <b>REFERÊNCIAS</b>   | <b>70</b> |

## 1 INTRODUÇÃO

Com a escassez de recursos energéticos, a busca pela diminuição ou efficientização do consumo de energia no planeta se tornou de suma importância. O problema energético mundial gera impactos em diversos aspectos da vida cotidiana, tais como econômico e ambiental. Tendo em vista que o valor da energia sofreu aumento fora do esperado nos últimos anos, cerca de 17% em 2014, faz com que consumidores otimizem seus gastos energéticos. Devido à grave crise hídrica nas principais barragens do país, houve a necessidade de um aumento de 57% de energia produzida por usinas termo-elétricas, a qual além de ser mais cara, causa danos irreparáveis ao meio ambiente (SOCIOECONÔMICOS, 2015).

No Brasil usinas hidrelétricas são as principais geradoras de energia, e um problema causado pela dependência nacional de hidroeletricidade é em períodos de seca, e por este motivo, a Agência Nacional de Energia Elétrica estipulou diferentes tarifas. Dependendo das condições de produção, ou seja, dos níveis dos reservatórios, é definida uma taxa a todos os consumidores. Esta foi uma medida implementada em 2015, devido à severa falta de chuva, deixando os reservatórios de água em níveis alarmantes.

Não só na produção, é necessário que haja uma conscientização no consumo de energia. Atualmente o mercado é dominado por fontes chaveadas, para as mais diversas aplicações em todos os setores da economia. Normas internacionais para a qualidade de energia consumida, como a International Electrotechnical Commission (IEC), vêm aumentando os padrões para o consumo de energia, forçando projetistas a desenvolverem sistemas mais eficientes.

Sistemas de iluminação representam uma grande parte da utilização de energia, em todos os setores da economia. Estudos mostram que 22% dos gastos energéticos em escritórios Norte Americanos são em iluminação, podendo chegar a 33% em países como a Espanha (LOMBARD et al., 2008). Quando se comenta sobre iluminação artificial, uma norma importante é a IECIEC 61000-3-2 que fala sobre compatibilidade eletromagnética. Elas especificam quais os limites tolerados para taxa de distorção harmônica (THD, sigla em inglês) e fator de potência (FP), de acordo com a aplicação/potência de determinados circuitos.

Esta norma é dividida em quatro classes: A,B,C e D. A classe é A aplica-se a circuitos

trifásicos (inversores de frequência) e todos os que não se incluem nas classes seguintes, a segunda diz respeito a equipamentos portáteis (furadeira, estação de solda,...), a classe C para iluminação acima de 25W e por fim a classe D em computadores, TV, notebook com potências inferiores a 600W (IEC, 2014).

Quando se pensa em iluminação artificial em todo o mundo, as aplicações podem ser divididas em duas categorias: *indoor* ou *outdoor*. *Indoor*, se baseia em toda iluminação que está confinada em um espaço fechado por paredes e telhados, ou seja, em todo local onde a luz proveniente do sol não consiga chegar. Algumas aplicações *indoor* são residências, lojas, salas comerciais e indústria. A maior característica desta categoria é que a potência consumida pelas lâmpadas não é alta, por exemplo para residências os valores mais comuns são de 15 a 25W. Potências muito maiores para essas aplicações *indoor* não é interessante, já que é mais barato se utilizar duas lâmpadas de potência menor o que acaba até distribuindo melhor a iluminação do local.

Na categoria *outdoor* estão inclusos parques, ruas e rodovias, estacionamentos sem cobertura (muito comum em mercados, shoppings, estádios, etc.). Este tipo de aplicação normalmente necessita de que a luminária seja erguida a uma certa altura por um poste (na maioria das vezes). E como a área a ser iluminada é maior, se fazem necessárias lâmpadas de potência de centenas de Watts. Tudo isso faz com que o custo de instalação e manutenção suba consideravelmente, exigindo uma confiabilidade maior do sistema.

As diferentes aplicações, *indoor* e *outdoor*, exige dos conversor uma maior versatilidade no ponto de vista de potência de saída, tendo em vista que as potências são diferentes. Aplicações *indoor* exigem o controle de luminosidade (potência de saída) para otimização da intensidade luminosa sobre uma superfície, e por sua vez, redução energia. Já em aplicações *outdoor* a potência pode ser mantida constante, já que a lâmpada trabalha somente como ligada ou desligada. Porém, de ponto de vista das instalações, os circuitos de iluminação em grandes áreas (rodovias, estacionamentos, praças, parques,...) tendem a sofrer mais com oscilações e queda de tensão. Neste sentido, o conversor deve estar apto a trabalhar com variações maiores da tensão de entrada e períodos oscilatórios da rede.

Quando se fala em iluminação, independente da categoria, alguns conceitos fundamentais são necessários. Lúmen ( $\phi$ ) é a medida para intensidade de fluxo luminoso que atinge uma certa área que é padronizada pelo Sistema Internacional (SI), e cada luminária tem um número fixo/máximo de lúmens que pode emitir dependendo da sua construção, marca, modelo, etc. Iluminância ( $E$ ) é o quanto iluminado uma superfície está. A relação entre essas variáveis está vinculada diretamente com a área, quanto maior o valor de lúmens emitidos pela

fonte de luz, maior a iluminância, e quanto maior a área (  $A$  ) menor a iluminância, de acordo com a equação 1.1.

$$E(lux) = \frac{\phi}{A}(lm/m^2) \quad (1.1)$$

Deste modo, as aplicações *indoor* e *outdoor* se distinguem essencialmente pela área de abrangência que uma mesma fonte de luz deve iluminar. Enquanto que para *indoor* se utiliza luminárias com pouca distância entre elas, para aplicações *outdoor* chega-se a ter distâncias de 25 metros. Por esses motivos, lâmpadas para aplicações externas têm potências maiores (modelos de até 600W) com uma intensidade de fluxo luminoso notavelmente maiores.

As normas brasileiras (NBR ISO/CIE 8995-1:2013) estipulam valores mínimos para a iluminância de acordo com a complexidade da atividade que será executada. Para se ter uma base, na tabela 1 encontram-se os valores de acordo com a norma para algumas aplicações. Desta forma, para cada atividade e para cada área deve haver um estudo luminotécnico único e específico.

**Tabela 1: Valores de iluminância mínima de acordo com a norma NBR ISO/CIE 8995-1:2013**

| Tipo de ambiente, tarefa ou atividade  | Iluminancia (lux) |
|--|-------------------|
| Escrever, teclar, ler, processar dados | 500               |
| Salas de aula                          | 300               |
| Cabelereiro                            | 500               |
| Polimentos, pintura, marcenaria        | 750               |
| Sala de cirurgia                       | 1000              |

Outro conceito recorrente é temperatura da cor, que nada mais é o tom da cor emitida. Esse conceito não tem nada a ver com a temperatura da lâmpada em si, mas sim com o tom da cor emitida. Cores com comprimento de onda maior (amarelo, alaranjado e vermelho) apresentam uma temperatura de cor menor (2700K), ou seja, a lâmpada tem tonalidade quente. Fontes de luz com comprimento de onda menor (verde, azul e violeta) apresentam temperaturas de cor (5000K) frias.

A temperatura da cor tem efeitos não só visuais em seres humanos, podendo mudar a temperatura do corpo (MUKAE, 1992) e a taxa respiratória (YASUKOUCHI; ISHIBASHI, 2005). Por isso, quando se busca ambientes mais tranquilos como sala de televisão e quartos, tons mais quentes tendem a acalmar. Já para ambientes de trabalho recomenda-se tons frios. Não só a temperatura da cor afeta os seres humanos, mas a cintilação (*flicker*, quando a luminosidade de uma lâmpada fica oscilando) pode causar dor de cabeça, náuseas e até epilepsia.

Tendo tudo isso em vista, quando se faz a aquisição de lâmpadas e luminárias deve-se levar em conta o local, maneira e também o rendimento luminoso do conjunto. Rendimento luminoso ( $\eta$ ) é a relação entre potência elétrica ( $W$ ) necessária para se conseguir uma certa quantidade de fluxo, de acordo com a equação 1.2.

$$\eta = \frac{\phi}{W} (lm/W) \quad (1.2)$$

A busca por maneiras de aumentar os rendimentos luminosos, fez com que durante séculos cientistas e pesquisadores continuassem a procurar métodos mais eficientes e confiáveis. Surgiu no mercado então vários meios para iluminação artificial. Atualmente, lâmpada fluorescente é a tecnologia de iluminação *indoor* mais utilizada em todo o mundo, possuindo um baixo custo de produção tornando possível a sua fácil inserção no mercado. Não só no valor econômico, as diversas vantagens em frente as lâmpadas incandescentes tabela 2, fez com que o Ministério de Minas e Energia criassem uma Portaria nº 1.007, 03/12/2010, para a progressiva substituição da tecnologia incandescente.

**Tabela 2: Comparação entre lâmpadas Incandescentes e Fluorescentes**

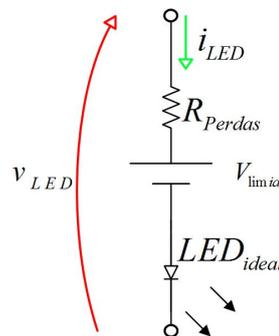
|                | Vida Útil (hrs) | Rendimento Luminoso (lm/w) | Temperatura de Cor (K) |
|----------------|-----------------|----------------------------|------------------------|
| Incandescentes | 750             | 10 a 15                    | 2700                   |
| Fluorescentes  | 10000           | 50 a 100                   | 2700 até 5000          |

Elas são compostas por um bulbo cilíndrico de vidro, que pode variar de tamanho e formato, sendo pintadas as paredes de seu interior com fósforo. Uma diferença de tensão entre os cátodos de tungstênio, faz com que os elétrons incidam nos átomos de vapor de mercúrio no interior do bulbo, gerando luz ultravioleta. A camada de fósforo no interior do bulbo ao ser atingida pela luz ultravioleta, emite luz por fluorescência, e daí vem o nome para esta tecnologia (CREDER, 2016). A cor que a lâmpada emite está relacionada com as diferentes combinações/concentrações de fósforo no interior do bulbo, e por isso é fácil de encontrar lâmpadas de ambas as temperaturas em supermercados.

Enquanto na luz incandescente o controle da corrente é feito pela resistência, as lâmpadas fluorescentes utilizam um reator. Atualmente existe há dois tipos de reatores, o magnético e o eletrônico. Os reatores magnéticos ainda podem ser encontrados, mas a redução do custo fez com que o reatores eletrônicos atingissem a maioria do mercado. A tecnologia de lâmpadas fluorescentes apresenta-se como uma solução muito barata para potências menores, e por este motivo em quase toda sua totalidade é utilizada para iluminação indoor. Deste modo, a demanda do mercado fez com que o bulbo fosse feito em várias formas, tamanhos e cores, se adequando a todos os tipos de consumidores.

As lâmpadas de descarga emitem luz quando uma corrente elétrica atravessa um meio gasoso. A rigidez dielétrica do gás é rompida através dos eletrodos, e o gás utilizado pode ser de vários elementos, argônio, neônio, hélio, vapor de mercúrio ou sódio, entre outros. A pressão do gás pode variar bastante de acordo com a cor desejada, e por isso, elas podem ser divididas em alta e baixa pressão. Há vários modelos para as lâmpadas de descarga, e elas são muito utilizadas vastamente para aplicações outdoor. Elas apresentam rendimentos luminosos muito interessantes, mas também necessitam de um reator para acioná-las

Outra tecnologia de iluminação são diodos emissores de luz (LEDs, sigla em inglês), os quais se apresentam com ótimas características. Eles possuem bons rendimentos luminosos, podendo chegar a 100lm/W (BRAÑAS C, 2013). Diferentemente do que outras formas de iluminação, são capazes da direta transferência de energia elétrica em luz, e devido a essa característica apresentam características muito vantajosas em frente as anteriormente discutidas. Diodos são componentes semicondutores construídos através da junção de silício com dopagens positivas e negativas (diodos), com certos elementos que emitem luz quando a junção é percorrida por corrente. O circuito básico de um diodo emissor de luz pode ser visto na figura 1.



**Figura 1: Circuito equivalente do diodo emissor de luz**

A resistência intrínseca do componentes está representado por  $R_{Perdas}$ , e é a fonte de calor quando percorrida por uma corrente pelo efeito Joule. A tensão de ruptura é representada por  $V_{limiar}$ , é o valor de tensão quando a junção PN é percorrida por corrente limiar para que haja polarização da junção. O  $LED_{ideal}$ , representa um diodo ideal com todas suas características, com o adicional da junção emitir luz. A cor da luz emitida varia depende dos elementos que a junção está dopada, sendo possível uma gama muito grande de cores que podem ser obtidas.

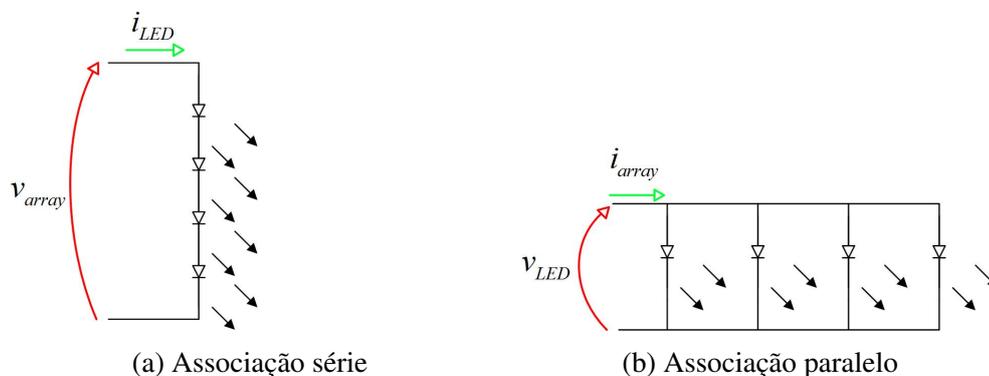
A luminosidade que a junção PN dopada emite está diretamente relacionada com a intensidade da corrente que atravessa o circuito equivalente, e desta forma em aplicações com LED, se faz o controle da corrente para variar de luminosidade emitida. Um aumento da corrente fará com que o brilho aumente, e vice-versa. O controle da intensidade luminosa

(dimerização) se faz essencial para a redução do consumo de energia também, tendo em vista que a luminária pode otimizar a incidência de luz sobre uma superfície durante o dia e a noite.

Como a luminosidade do LED varia de acordo com a corrente que percorre a junção, efeitos como o *flicker* também estarão relacionados com essa variável. Para seres humanos, é a ondulação de baixa frequência que causa os problemas citados, e quando conectados a rede de distribuição de energia, o *ripple* que é evitado é o dobro da frequência da rede. Deste modo, deve-se minimizar a ondulação de 120Hz na corrente nos diodos emissores de luz afim de eliminar este problema.

Como será visto adiante, em conversores para aplicações com LEDs o *ripple* é imposto pelo estágio retificador, e por este motivo se faz necessário capacitores de elevada capacitância que possuirão tamanhos maiores. Mas como o volume do conversor deve ser otimizado, mesmo sem causar *flicker*, sempre busca-se conciliar estes dois pontos. E para isso, a recomendação da IEEE Std 1789-2015 impoem limites máximos para o *flicker* em baixa frequência (até 1kHz), o qual a ondulação na corrente que percorre a junção PN não deve aceder 20% (IEEE, 2015).

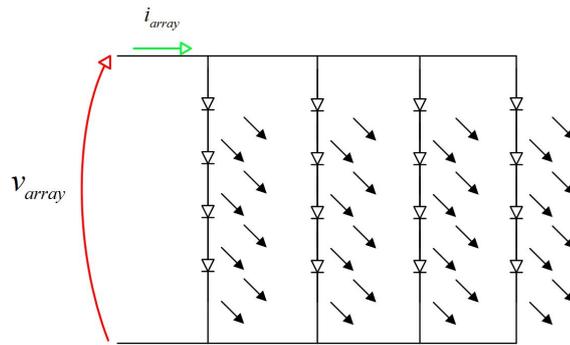
Mas a potência de um único LED de alta luminosidade não é grande o suficiente para uma luminária inteira, portanto se faz necessário a combinação deles em série ou paralelo. A combinação em série pode ser vista na figura 2a, a maior vantagem deste método é que a corrente que circula é a mesma para todos os LEDs, e desta forma o brilho é o mesmo para todos. A maior desvantagem é que se por acaso algum diodo queimar, impede a circulação de corrente em todo o ramo, fazendo com que os outros LEDs funcionando sejam descartados. O arranjo em paralelo, figura 2b, tem a vantagem de que se algum diodo queimar, os outros continuam a sua operação normalmente. O problema encontrado neste esquema é que cada ramo necessita de um sistema para controle para que a corrente/brilho seja igual em todos os ramos.



**Figura 2: Associação de LED para iluminação**

A combinação destes esquemas também é possível, e desta maneira procura-se conciliar

as características positivas e negativas. A figura 3 nos apresenta como ficariam as ligações. Quando comparados em termos de compactação de circuitos, o método de ligação em série é mais conveniente, já que não há necessidade de mais de um circuito de controle de corrente. Como já comentado, a queima de um dos LED's do ramo faz com que o ramo inteiro seja perdido, e tendo isso em vista a indústria busca continuamente soluções.



**Figura 3: Associação de LED para iluminação**

Um exemplo é a série protetora de LEDs PLEDxN da fabricante Littelfuse<sup>TM</sup>, figura 4 que foi retirada da folha de dados do componente e editada para mostrar somente o necessário. Ele deve ser conectado em paralelo com o LED, e cria um caminho secundário para a corrente quando um LED se rompe. Assim os outros do ramo continuam a operar mesmo com um LED série queimado, aumentando a confiabilidade do sistema. Esses circuitos adicionais são essenciais em aplicações de alta vulnerabilidade como em aeroportos, aeronaves e faróis de veículos.



**Figura 4: Série PLEDxN protetora de LED da fabricante Littelfuse<sup>TM</sup>, imagens retidas do datasheet e adaptadas**

Além de se escolher qual combinação de arranjo utilizar, é preciso tomar cuidado com o projeto térmico. Por se tratarem de semicondutores, diodos apresentam uma grande variação do ponto de operação com a temperatura, ou seja, o aumento da temperatura faz com que a

tensão de ruptura se altere (BRANAS C, 2013). Por sua vez, a tensão de ruptura tem relação direta com bandgap, afetando a cor e brilho do componente (KRAMES et al., 2007). Por esse motivo as luminárias LED devem contar com dissipadores de calor para manter a temperatura dentro do ideal para o componente.

Hoje em dia, a tecnologia de LED está começando a sua inserção no mercado, e ainda com um alto custo inicial para implementação, mas mesmo assim a elevada vida útil faz com que os custos de manutenção sejam reduzidos drasticamente, cerca de 45% quando comparados às compactas fluorescentes (AFFAIRS, 2012). A necessidade dos LED's de serem percorridos por uma componente CC de corrente, determina a utilização de um conversor quando conectados a rede de distribuição, e isso faz com o preço aumente. Isso afeta principalmente o mercado doméstico, já que são utilizados aproximadamente 2 horas por dia, e consumidores priorizam lâmpadas com um custo inicial menor (ENERGY, 2016).

Por outro lado, em iluminação de grandes áreas (*indoor* ou *outdoor*), onde se procura luminárias com alta capacidade de iluminação (lúmens), as aplicações com LED's vêm se tornando cada vez mais comuns, já que se prioriza uma elevada vida útil com alto rendimento luminoso e índice de reprodução de cores. Essas características os fazem ideais para iluminação pública. Por exemplo, a cidade de Los Angeles trocou todo o sistema de iluminação pública por luminárias LED. Foram trocadas 170 mil lâmpadas, reduzindo em 64% os gastos com energia, deixando de gastar 9 milhões/ano. Outro exemplo é para iluminação de estacionamentos, onde foram trocadas lâmpadas HID por LEDs, reduzindo em 66% os gastos com energia, e redução do número de luminárias, já que com LED a distribuição pôde ser otimizada (ENERGY, 2016).

A troca do sistema de iluminação foi realizada em Abu Dhabi também, obtendo uma redução de 67% com os custo de energia, com uma aplicação 34% mais barata. Neste caso, como várias aplicações são em pontos turísticos, arquitetos aproveitam a versatilidade de cores dos LEDs, como pode ser visto na figura 5, retirada do documento oficial (AFFAIRS, 2012). Em todos os exemplos, o aumento na luminosidade é uma vantagem inclusive para pedestres com melhor visibilidade e segurança.

Além da diferença de aplicabilidade de luminárias, como discutido anteriormente, os sistemas de iluminação podem também ser divididos em duas categorias quanto a forma de energia que a fonte fornece. A primeira, é quando a fonte de energia é um sistema de armazenamento de energia, normalmente baterias. Esses sistemas são mais comuns em luminárias de emergência, veículos (carros, aviões, etc.), além de quando se utiliza baterias para armazenar energia de fontes renováveis em locais onde a rede de distribuição de energia não chega.



**Figura 5: Sistema de iluminação de pontos turísticos em Abu Dhabi**

A segunda categoria é a mais comum e amplamente utilizada, que é quando se conecta a luminária a rede de distribuição de energia. Por parte da luminária, a principal diferença entre elas é a forma de tensão que é fornecida. Enquanto baterias são da forma corrente-contínua corrente contínua (CC-CC), a rede de distribuição de energia utiliza a forma tensão alternada (CA).

Independente da categoria, será necessário a utilização de um conversor CC-CC para o controle da potência da luminária, mesmo se a luminária possuir somente um ponto de operação. Porém, quando se conecta um conversor para luminárias LED na rede de distribuição de energia, se fará necessário um estágio extra, para retificar a forma CA em CC. Como a demanda do mercado se dá no sistema com maior consumo, atualmente o foco está em conversores para se conectar a rede de energia.

Com o mercado de luminárias LED em grande expansão, fica evidente que a redução dos custos do sistema é uma questão de sobrevivência no mercado para a indústria do setor. Nos dias de hoje, o maior valor agregado está no conversor, e por este motivo pesquisadores buscam topologias com o menor número de componentes, alta densidade de potência, alta versatilidade e ampla abrangência territorial (entrada universal, conversores que trabalham de 90 a 265V, e 50 a 60Hz). Pois desta forma, é possível fazer o mesmo reator seja vendido para diferentes categorias (*indoor* e *outdoor*), e em qualquer país, reduzindo substancialmente o custo de produção e operação.

Procurando a redução do número de componentes, vêm se buscando utilizar topologias de único estágio, que são capazes de rendimentos superiores e circuitos menores. Para aplicações com LEDs, as topologias de único estágio, são capazes de retificar a tensão de

entrada além de controlar a potência entregue à carga simultaneamente.

Além da redução no número de estágios, busca-se reduzir elementos armazenadores de energia, já que apresentam os maiores volume quando comparados aos semicondutores. Desta forma o aumento da frequência é essencial para a diminuição do volume dos conversores, aumentando densidade de potência e diminuindo custo de transporte e logística. Além de volume, capacitores eletrolíticos (forma construtiva de maior popularidade e menor custo) têm a grande desvantagem que é a baixa vida útil, de 2 a 20 mil horas.

Como a vida útil de LED's é maior que 100 mil horas, a utilização de capacitores eletrolíticos não é compatível com a aplicação. Neste sentido, se faz necessário utilizar tecnologias de capacitores como polipropileno, poliéster, tântalo, etc. que possuem metais em sua composição, o que faz com que vida útil seja superior, e que faz com que o volume maior quando comparados com o outro modelo, além de serem mais caros.

Para os indutores, o aumento da frequência de operação, além de diminuir o volume, faz com haja a necessidade de fios com um número maior de condutores, devido ao efeito pelicular (Skin). Entretanto, esses fios de alta performance possuem um valor agregado muito maior, aumentando o custo inicial para a instalação de lumimárias LED.

Porém, o aumento da frequência faz com que haja mais perdas por comutação nos transistores, diminuindo rendimento e impondo um limite a frequência máxima de operação. Neste sentido, topologias que se possam obter comutação suave dos interruptores são muito interessantes. Comutação suave é o processo no qual se faz com que o transistor comute sobre tensão zero ou sobre corrente nula (ZVS e ZCS, respectivamente e siglas em inglês), e desta forma a potência dissipada é nula. Isso possibilita o aumento do rendimento, além de permitir com que conversores operem com frequências maiores, reduzindo o volume dos elementos armazenadores de energia.

Como para os diodos emissores de luz, a luminosidade emitida é proporcional a corrente que atravessa a junção, o controle da corrente de saída é outro fator almejado pelos conversores. Esse controle de potência, ou dimerização, é fundamental quando se busca otimizar o consumo energético da aplicação, já que possibilita o controle da intensidade luminosa sobre uma região. Desta forma, durante o dia, a luminária não precisa funcionar com potência máxima, já que há luz solar. Em períodos noturnos, ela deve operar com uma potência maior. Isso faz com haja uma otimização do sistema de iluminação, reduzindo do consumo de energia.

Não só nas topologias para o processamento de energia, atualmente vem havendo a

necessidade da otimização dos circuitos de controle e acionamento. Desta forma se reduz a chance de falha do sistema como um todo. Além da redução de custo, aumenta-se a confiabilidade e simplicidade da aplicação. Esses diversos fatores faz com que se busque continuamente conversores com um número menor de elementos armazenadores de energia e por este motivo, existem configurações e sistemas que podem ser obtidos.

Este trabalho, irá desenvolver o modelo matemático para um conversor *bridgeless boost* associado a um inversor meia ponte. Uma variante desta topologia, porém com filtro ressonante (tipo LC) já foi anteriormente discutida (ALMEIDA, 2014). A modulação dos interruptores pode ser feita elementalmente de duas maneiras, modulação por frequência ou modulação assimétrica.

Na modulação por frequência (MALSCHITZKY et al., 2018), o pulso de comando (razão cíclica,  $D$ ) é mantido constante em 50% do período ( $D=0,5$ ) para cada interruptor, e o controle de potência é feito através da frequência de comutação. A maior vantagem deste método é a simplicidade do circuito de comando, já que a razão cíclica é mantida constante e por sua vez não há necessidade de medir o semi ciclo da tensão de entrada. A principal desvantagem é que há um limite de alteração da frequência e os indutores devem ser projetados para a menor frequência de operação (aumento do volume), e por sua vez o controle de potência é limitado. Sendo assim, a modulação por frequência é mais indicada para aplicações que não apresentam mudanças súbitas de cargas, tais como luminárias outdoor.

Na modulação assimétrica (ALMEIDA, 2014), a frequência é mantida constante, e o pulso de comando é a variável de controle. Para o semi ciclo positivo da rede, o mosfet  $S_1$  opera com comando  $D$ , e o semicondutor  $S_2$  com pulso complementar. No semi ciclo negativo ocorre o inverso,  $S_1$  opera com  $1-D$  e  $S_2$  com pulso  $D$ . Desta forma não há o perigo de se saturar os indutores, e a margem para controle de potência é maior. A necessidade de medir o semi ciclo da entrada aumenta a complexidade e tamanho do circuito. A utilização do comando assimétrico leva o sistema a operar com tensão de barramento menores, quando comparados a aplicação simétrica que possui característica dobradora.

Uma terceira forma de modulação pode ser obtida unindo as duas formas de modulação anteriores, misturando o comando assimétrico com variação de frequência. Ela pode ser interessante já que pode diminuir as limitações impostas por cada método de comando.

## 2 DESENVOLVIMENTO

Quando se fala em luminárias LED, normalmente se refere a dois componentes fundamentais: à lâmpada LED que será composta por diversos diodos emissores de luz, e ao conversor responsável por acionar a lâmpada. Nos próximos capítulos, serão mostrados para quais caminhos pesquisadores e o mercado vêm trazendo de soluções para os problemas anteriormente citados.

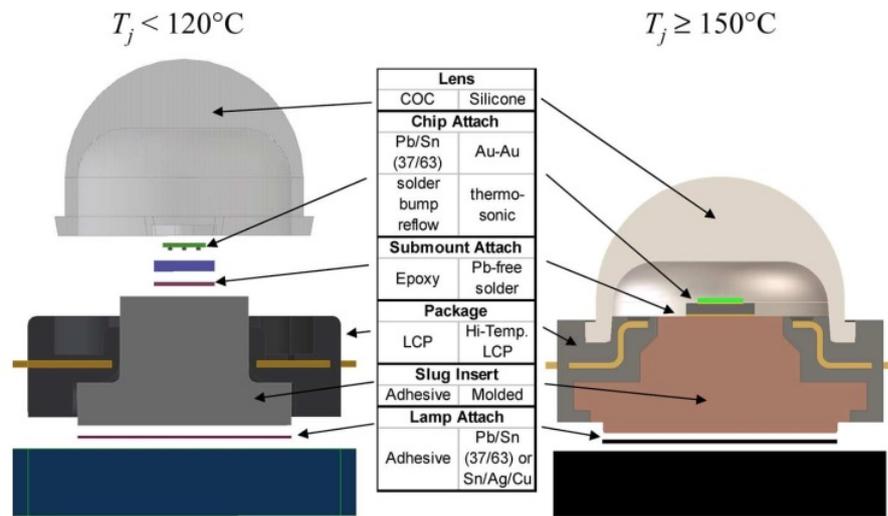
### 2.1 LEDS

No início da tecnologia, o brilho emitido pelo LED era muito inferior das quais encontramos hoje em dia, não sendo interessante para aplicações de iluminação. Porém com a invenção do LED de alto brilho azuis através do composto InGaN-GaN fez com que a procura passasse a ser a geometria da junção PN e do substrato, buscando uma melhor extração e distribuição mais homogênea de luz. Com o evolução destes aspectos, a capacidade de luminescência, não é mais um fator limitante na tecnologia. Para dopagens das junções PN, há diversos grupos que realizam pesquisas quanto a qualidade da luz branca emitida pelo LED (KRAMES et al., 2007).

Em contra partida, o aumento da capacidade de lúmens fez com que houvesse uma maior compactação do componente e por sua vez a densidade de potência aumentou, gerando o segundo problema. A dissipação de potência pelo encapsulamento se tornou um fator determinante para a indústria de LED's para iluminação, que agora busca dissipar o máximo de calor possível através da carcaça do componente. A *Luxeon<sup>TM</sup>* é pioneira e uma das principais fabricantes de LED's de alta potência, atualizando as maneiras contrutivas continuamente (KRAMES et al., 2007).

Por exemplo, a comparação entre os modelos Luxeon K2 antigo a esquerda, e o mais atual a direita pode ser vista na figura 6. As principais diferenças estão nas misturas do encapsulamento utilizadas. No modelo antigo a lâmpada era fixada com componente adesivo, enquanto no modelo atual é utilizado chumbo e estanho ou estanho, prata e ouro. Outra diferença no material utilizado está no contato do chip com o resto do encapsulamento, entre outras característica. Essas atualizações buscam otimizar a dissipação de calor da junção,

melhorando a performance do componente (KRAMES et al., 2007). A imagem foi retirada da mesma fonte.



**Figura 6: Comparação Luxeon K2 antigo a esquerda, e o mais atual a direita. Fonte: (KRAMES et al., 2007)**

Outro fator limitante é a possibilidade de produção em larga escala dos novos modelos e materiais, que em muitas vezes, faz com que engenheiros desenvolvam ao longo do tempo novos métodos produtivos capazes de se obter maior precisão e velocidade do processo. Não só em termos produtivos, a questão ambiental das sobras produtivas no processo sejam minimizados.

No projeto de luminárias LED, deve-se decidir qual a necessidade de lúmens através de um estudo luminotécnico para a área desejada. Com isso, deve-se procurar no mercado fabricantes que estejam aptos a fornecer LEDs compatíveis com a sua aplicação. Escolhendo o modelo e combinação corretos, é possível projetar conversores para trabalhar no ponto de operação ideal (corrente média ideal), obtendo máxima performance do conjunto.

## 2.2 CONVERSORES

A otimização dos conversores é crucial para a inserção da tecnologia no cenário mundial, e há certas características nos conversores que devem ser buscadas para a aplicação com LEDs quando conectados a rede de distribuição de energia. Nesta situação, uma solução padrão é um conversor de dois estágios, um retificador e um CC-CC. Porém, com a ampla concorrência do mercado atual, vêm se estudando topologias de único estágio capazes de rendimentos superiores, devido a redução do número componentes, compactação do circuito facilitando transporte, além de componentes com elevada vida útil.

Os problemas causados por *flicker* em sistemas de iluminação, faz com que haja uma baixa ondulação na corrente de saída. Por este motivo, os capacitores que operam em baixa frequência devem ter elevados valores de capacitância, e devido ao volume, busca-se topologias que além de possuir as características anteriormente citadas, possuam baixos valores de capacitâncias de barramento obedecendo as normas para ondulação da corrente de saída.

Vale ressaltar que há uma diversidade muito grande de topologias para ambos os estágios (entrada e saída), isolados e não isolados, controlados e não controlados, dobradores, com filtro indutivo ou filtro capacitivo. Neste trabalho, será apresentado e discutido uma topologia baseada na integração do inversor meia ponte e a ponte retificadora com modulação assimétrica. A ponte retificadora denominada "bridgeless" com características operacionais do tipo *boost*, e o inversor meia ponte associado a uma ponte completa com filtro capacitivo.

### 2.2.1 Topologias Retificadoras

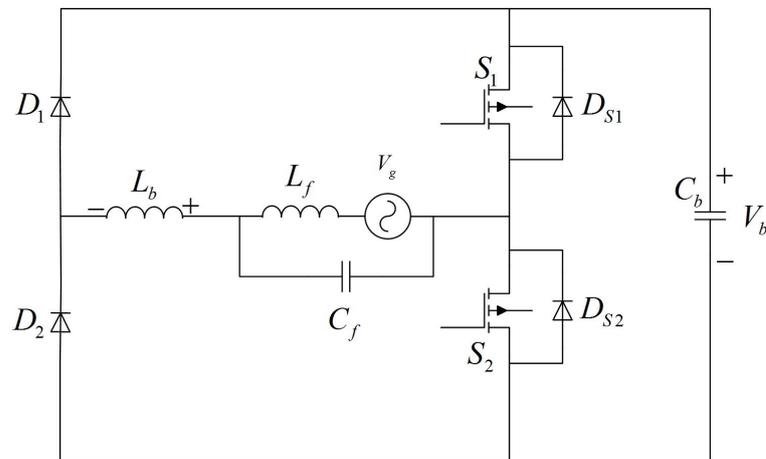
Os retificadores são responsáveis em transformar a tensão alternada (CA) fornecida pela concessionária de energia em uma componente CC-CC. A normas internacionais, aplicam-se a qualidade de energia consumida pelo conversor, ou seja, elas estipulam quais os padrões mínimos que os retificadores devem operar. Por sua vez, o objetivo dos retificadores é ter baixa taxa de distorção harmônica (THD) e alto fator de potência (FP), com isso alcançar alta qualidade de energia drenada da rede. Melhorando essas características, se faz com que a corrente eficaz dos circuitos distribuidores diminua, e menos energia é processada pelo sistema. Quando se pensa em somente uma residência, essas variações podem não ser muito elevadas, mas quando analisa todo o espectro de uma cidade, indústrias, comércio e o setor público (iluminação) essas perturbações geram muito impacto.

A topologia mais amplamente utilizada (baixo custo) atualmente em todas as aplicações é a ponte completa não-controlada com filtro capacitivo. A maior vantagem dela é o baixo número de componentes, 4 diodos somente (não-controlada), um capacitor e quando necessário ajustar o nível de tensão, um transformador pode ser usado. Não há necessidade de nenhum circuito de disparo o que reduz complexidade do circuito. A tensão de saída está diretamente relacionado com a tensão de pico da senoide da entrada do retificador, e o valor do capacitor de filtro é definido para um *ripple* máximo desejado.

A maior desvantagem desta topologia é a alta taxa de distorção harmônica na corrente de entrada, causada pelos picos de carga do capacitor. E por este motivo, desenvolveu-se topologias com correção ativa do fator de potência (PFC, sigla em inglês), fazendo com que a corrente drenada pelo sistema acompanhe a forma de onda senoidal da tensão, reduzindo THD

e aumentando fator de potência, elevando a eficiência de todo o conjunto (WEI; BATARSEH, 1998).

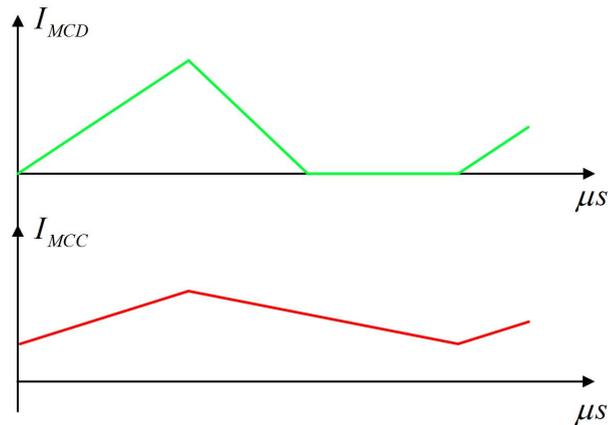
Entre elas, uma configuração muito conveniente são topologias com ação *boost*, em especial as *bridgeless boost* apresenta características muito interessantes (HUBER et al., 2008). Uma variante, a topologia Totem-pole *bridgeless boost*, pode ser vista na figura 7. Esta topologia apresenta ação elevadora, ou seja, a tensão de saída  $V_b$  é maior que a tensão de entrada. O indutor  $L_b$  pode operar em dois modos, sendo eles o modo de condução descontínuo (MCD) e modo de condução contínuo (MCC).



**Figura 7: Conversor *Bridgeless boost***

Retificadores com controle ativo do fator de potência operando em MCD também são conhecidos como auto-PFC (self-PFC em inglês), e são muito interessantes quando se trabalha com baixas potências, já que os picos de corrente não são elevados. O fator crucial deste modo de operação é a corrente drenada seguir a forma de onda de tensão da rede (obtendo baixa THD e alto FP), sem a necessidade de circuitos adicionais para que a corrente drenada siga forma de onda senoidal e em fase com a rede. Topologias self-PFC vêm sendo amplamente estudadas já que possibilitam a redução de custo e compactação de circuitos com ótima qualidade de energia drenada da rede.

O segundo modo MCC, é indicado para potências maiores, já que os valores de pico de corrente são consideravelmente menores quando comparados com o modo anterior. Porém é necessário uma malha de controle (circuito adicional) para que a corrente tenha a mesma fase e forma senoidal de acordo com a tensão de entrada. A imagem 8 mostra a diferença entre os modos de operação. Para potências mais baixas, o MCD é mais utilizado devido a simplicidade do circuito, já para potências maiores MCC é mais interessante, já que os picos de corrente são menores.



**Figura 8: Comparativo entre Modo de Condução Descontínuo e Modo de Condução Contínuo**

Como essa topologia apresenta a característica elevadora, a tensão de barramento terá obrigatoriamente um valor de tensão de saída maior que o de entrada. Isso faz com que o capacitor de barramento deva suportar tensões elevadas, e seu volume será maior. Porém se a tensão de barramento não for grande o suficiente haverá uma degradação na THD e fator de potência do conversor, como será discutido adiante. E por estes motivos a tensão de barramento deve ser projetada de maneira adequada para se obter maior performance do conjunto.

As topologias self-PFC, utilizam componentes ativos no conversor, e por este motivo necessitam de um filtro de alta frequência na entrada para que os ruídos em alta frequência não sejam transmitidos para a fonte. Esses filtros podem ter várias formas construtivas, para diversas finalidades, e também são amplamente abordados na literatura. Não é o interesse aqui abordar este assunto, mas por simplicidade e baixo número de componentes, será utilizado um filtro LC, representados por  $L_f$  e  $C_f$ .

Atualmente, vêm se estudando sistema com armazenamento de energia em baterias, e nestas situações não se faz necessário do estágio retificador, tendo em vista que a bateria já armazena a energia da forma CC. Neste caso, só há a necessidade do estágio de saída, para controle da potência entregue a carga.

### 2.2.2 Topologias CC-CC

A partir do momento em que se retifica a tensão de entrada, basta utilizar um conversor CC-CC para que a potência entregue a carga seja compatível com a aplicação. Como em LEDs a iluminação/potência está relacionada com a corrente que circula pela junção, sendo que a tensão de ruptura é praticamente constante, o controle deve ser sempre através da corrente. A resistência intrínseca do componente gera o calor com o efeito Joule, gerando os problemas já

discutidos.

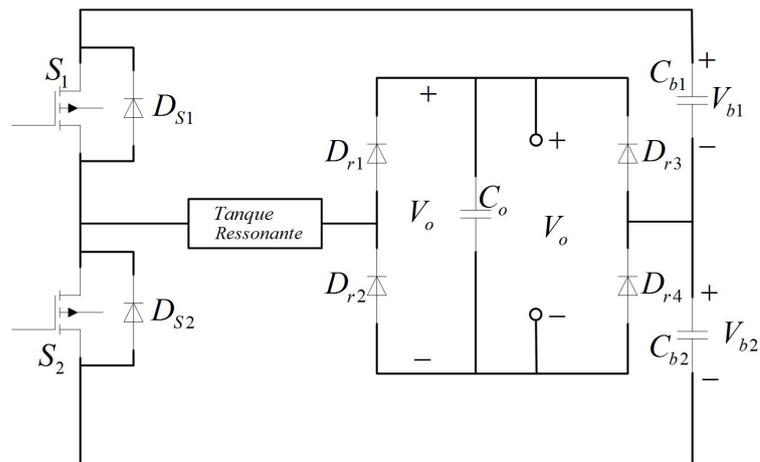
As topologias tradicionais CC-CC são as *buck*, *boost* e *buck-boost*. O conversor *buck* é abaixador de tensão, já o *boost* opera como elevador de tensão. O *buck-boost* pode operar como elevador ou abaixador, dependendo da razão cíclica. Normalmente não se utiliza luminárias com arranjos séries muito grande, por sua vez, tensão de saída é menor que a tensão de barramento.

Já que a tensão de saída não é grande para aplicações de luminárias, após a retificação poderia ser utilizado um conversor *buck* para realizar o controle de potência entregue a carga. O maior problema desta topologia, é que o filtro capacitivo do estágio retificador deve ser grande o suficiente para evitar efeitos de *flicker* na saída, e via de regra, terá um volume maior quando comparado com as topologias que vêm sendo estudas. Outro problema com os conversores tradicionais, é não ser possível se obter a comutação suave do interruptor, reduzindo rendimento e aumento da temperatura do conjunto.

Um conversor CC-CC mais interessante, com característica abaixadora, é o inversor meia ponte associado a um retificador com filtro capacitivo, que pode ser visto na figura 9. Este conversor em particular, possui variáveis de estado com componente alternada mas da maneira que ele será analisado no presente texto, ele pode ser considerado um conversor CC-CC. Ele opera essencialmente como um conversor abaixador de tensão, já que a tensão de saída do retificador sempre será menor que a tensão de barramento. A comutação suave obtida nesta topologia é devido a utilização de um tanque ressonante, que pode ser construído de várias forma, puramente indutivo (podendo ser chamado de não-ressonante), LC série ou paralelo, LCC ou até LLC (ALMEIDA, 2014).

Neste trabalho, irá se discutir um filtro puramente indutivo. Um fator crucial que leva a utilização de um filtro não ressonante, é que em topologias com filtros combinados (utilizando indutor e capacitor) o indutor terá um valor maior, reduzindo eficiência e aumentando número de componentes (MALSCHITZKY et al., 2018). O principal resultado da utilização de filtros com características indutivas é a obtenção de comutação sobre tensão nula.

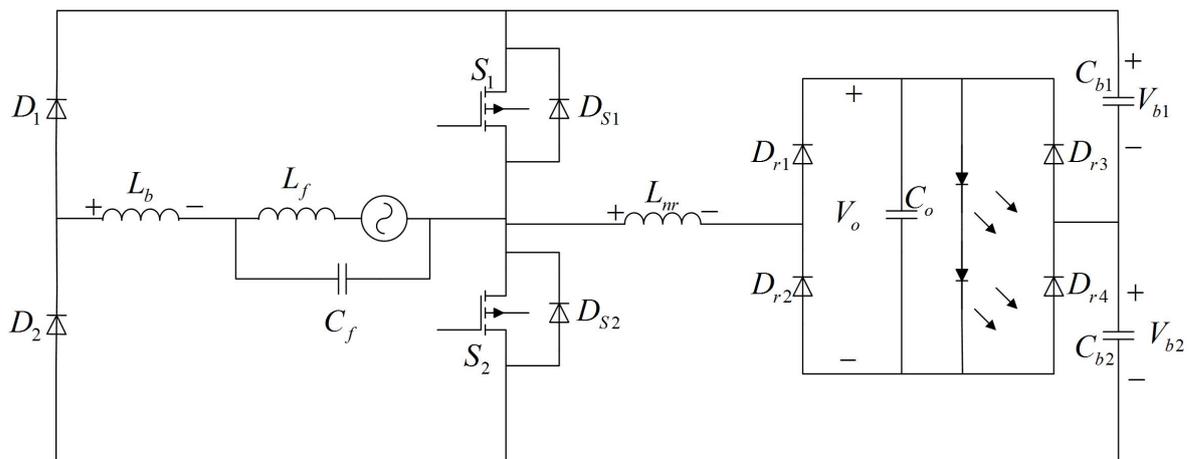
Pelo fato dos interruptores trabalharem em alta frequência, o filtro capacitivo de saída possui um valor bem reduzido quando comparado com sua aplicação mais tradicional discutido anteriormente.



**Figura 9: Conversor meia ponte associado a um retificador com filtro capacitivo**

### 2.3 TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta é a *bridgeless boost* associada a um inversor meia ponte com comando assimétrico. Esta topologia que será estudada já foi abordada por (MALSCHITZKY et al., 2018), porém a modulação utilizada foi em função da frequência de comutação, e não em função da razão cíclica. A topologia que será estudada pode ser vista na figura 10. Ela apresenta todas as características positivas de ambos os conversores, PFC por parte do retificador e comutação suave por parte do meia ponte com filtro indutivo. A integração do estágio de entrada e saída se dá através das chaves  $S_1$  e  $S_2$  e capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$ , e por este motivo esta é uma topologia de estágio único.



**Figura 10: Conversor *Bridgeless boost* associado a um inversor em meia ponte com filtro não ressonante**

Quando se faz a integração de estágios através dos semicondutores (neste caso,  $S_1$  e  $S_2$ ), o aumento do estresse de corrente nos interruptores é uma consequência direta, já que eles devem suportar a corrente de ambos os estágios simultaneamente. Porém como

neste caso a potência não é alta, dezenas de watts, esse efeito pode ser negligenciado, até porque se especifica interruptores com tecnologias que reduzem perdas por condução quando comparados a tecnologias com mesmo encapsulamento. A união dos estágios de saída e de entrada possibilita que o fluxo de potência, assim como a correção do fator de potência seja feito com a mesma estratégia de modulação, principalmente quando entrada universal e dimerização não são fatores determinantes para o funcionamento.

Por parte do PFC, os capacitores de barramento  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  estão associados em série, onde  $\frac{1}{C_b} = \frac{1}{C_{b1}} + \frac{1}{C_{b2}}$ . Vale lembrar que é o valor de  $C_b$  que interfere diretamente na correção do fator de potência, como será visto mais a diante. Outro detalhe importante é que os capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  devem possuir valores de capacitâncias iguais pois uma assimetria de valores faz com que haja uma componentes média permanente no indutor  $L_{nr}$ , o que faz com que o projeto do indutor leve em consideração esse fenômeno.

As etapas de operação são diferentes em ambos os estágios, retificador e CC-CC, como será visto adiante, mas elas podem ser analisadas de forma totalmente independente em ambos os casos. No modelo matemático, a integração dos estágios se dará através do barramento, onde deve haver uma igualdade da corrente de entrada e saída. Ou seja, é considerado que o retificador só fornece energia ao barramento, e o estágio CC-CC de saída só drena energia.

Isso é válido já que pelo princípio de conservação de energia. Uma assimetria das correntes fornecida/drenada fará com que a tensão de barramento oscile (aumentando ou diminuindo o valor médio). E em regime permanente de operação, a tensão média de barramento é constante, e por sua vez a troca de energia é compatível.

## 2.4 MODELO MATEMÁTICO

Como já discutido anteriormente, os estágios podem ser analisados separadamente, e unindo-os através das correntes de barramento para cada estágio. Neste seção, será feita uma análise para encontrar as equações que regem o circuito, e por sua vez, o dimensionamento dos componetes para cada aplicação com LEDs. Neste trabalho é abordado a análise do conversor com comando assimétrico, tendo em vista que o modelo matemático abrange também a modulação por frequência com razão cíclica fixa. Para que seja possível a análise serão feitas algumas considerações que permitirão uma completa abordagem do problema.

- Para um período de comutação dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , a tensão e corrente de entrada serão constantes. Isso é válido já que a frequência de operação ( $f_s$ , na faixa de dezenas de kHz) é muito maior que o período da tensão de entrada (60Hz).
- O comando dos interruptores é complementar, ou seja, para o semiciclo positivo  $S_1$  opera com  $D$  e  $S_2$  com  $(1 - D)$ . Para o semiciclo negativo,  $S_1$  conduz por  $(1 - D)$  e  $S_2$  com  $D$ .
- $\frac{1}{C_b} = \frac{1}{C_{b1}} + \frac{1}{C_{b2}}$ , logo, para um período da rede, a tensão média em cada capacitor é  $\frac{V_b}{2}$ .
- Somente é feita a análise para o semiciclo positivo, já que para o semi ciclo negativo a metodologia é a mesma.
- É considerado que o retificador só fornece energia ao barramento, e o conversor CC-CC só drena energia do barramento.

### 2.4.1 Retificador *Bridgeless Boost*

Este retificador apresenta três etapas quando operando em modo de condução descontínuo. No início da primeira etapa, o interruptor  $S_1$  comuta e  $S_2$  se bloqueia, abrindo caminho para o indutor  $L_b$  se carregar. A corrente sai de zero até um valor máximo ( $I_p$ ). Com o bloqueio de  $S_1$  e comutação de  $S_2$ , inicia-se a segunda etapa, e a energia armazenada durante a primeira etapa é transferida ao barramento, e a corrente vai de  $I_p$  até zero. O fim da corrente do indutor *boost* incia a terceira etapa, que é por si só a definição de condução descontínua, e a corrente permanece nula. A figura 11 mostra os circuitos resultantes de cada etapa, e as formas de onda da corrente e tensão para o indutor *boost* podem ser vistos na figura 12.

A partir dos circuitos resultantes de cada etapa, é possível obter equações que regem cada intervalo de tempo. Com isso, encontra-se o sistema de equações 2.1 que deve ser resolvido.

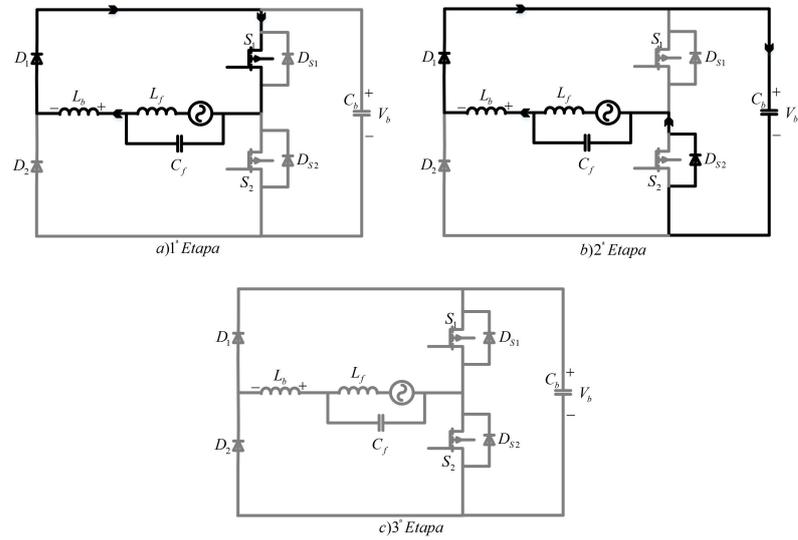


Figura 11: Etapas de operação *bridgeless boost* para o semi ciclo positivo

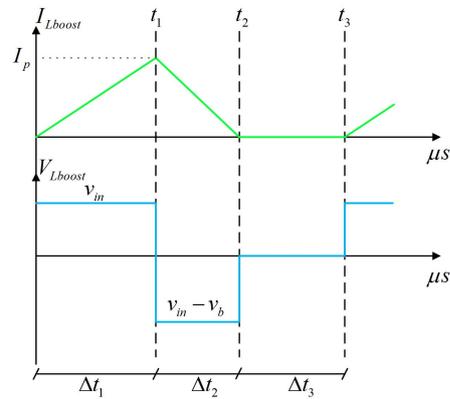


Figura 12: Formas de onda de um retificador *bridgeless boost* operando em DCM

$$\begin{cases} Ip = \frac{V_{in}}{L} \Delta t_1 \\ 0 = Ip + \frac{V_{in} - V_b}{L} \Delta t_2 \\ \Delta t_1 = DT_s \\ \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 = T_s \end{cases} \quad (2.1)$$

Através da resolução do sistema 2.1 são obtidas as soluções 2.2. A partir serão encontradas equações fundamentais para o dimensionamento do conversor como será discutido adiante.

$$\begin{cases} Ip = \frac{V_{in}DT_s}{L} \\ \Delta t_1 = DT_s \\ \Delta t_2 = \frac{V_{in}DT_s}{-V_{in} + V_b} \\ \Delta t_3 = -T_s \frac{(D-1)V_b + V_{in}}{-V_{in} + V_b} \end{cases} \quad (2.2)$$

A partir da solução para  $\Delta t_2$  já se pode encontrar a relação para  $D_{max}$  e garantir modo de condução descontínuo para qualquer ponto de operação, onde  $\Delta t_2 < (1 - D)T_s$  deve obrigatoriamente sempre ser satisfeito, já que o conversor deixa de operar em DCM. Manipulando a inequação, pode-se obter que

$$D < 1 - \frac{V_p}{V_b} \quad (2.3)$$

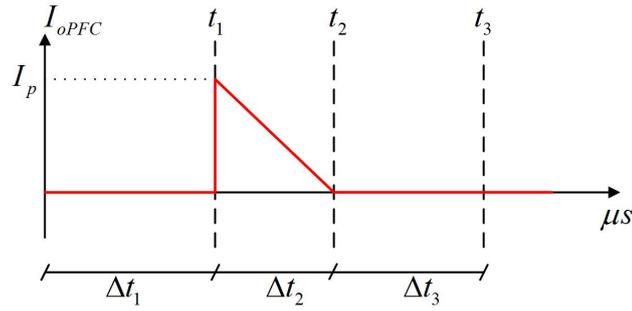
valor teórico máximo para o comando do conversor. Na prática não se trabalha próximo a esse valor tendo em vista que componentes não são ideais.

#### 2.4.1.1 Corrente de saída para o barramento

Para corrente de barramento, o que nos interessa é o valor médio de saída do retificador em baixa frequência, 60Hz, e para encontrá-la, primeiramente se faz o cálculo da corrente média de saída em alta frequência ( $T_s$ ) que pode ser visto na figura 13, como a equação 2.4 mostra.

$$I_{oPFC}^{T_s} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{oPFC}(t) dt = \frac{1}{2} \frac{T_s V_{in}^2 D^2}{L(-V_{in} + V_b)} \quad (2.4)$$

Para encontrar o valor médio de saída do retificador em 60Hz, basta saber que  $V_{in} = V_p \sin(\omega t)$ , onde  $\omega = 2\pi f_g$ , e substituir na equação 2.4 encontrando 2.5. Esta mesma equação

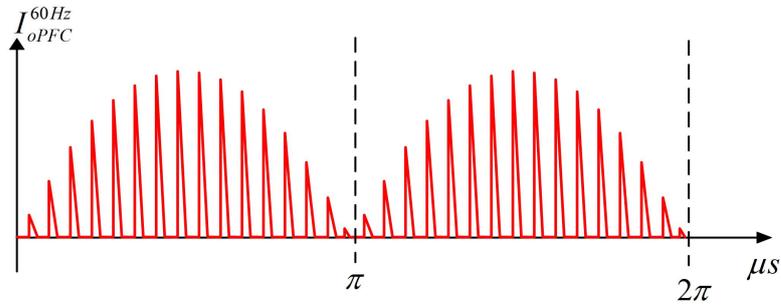


**Figura 13:** Forma de onda da corrente de saída em alta frequência do retificador *bridgeless boost*

também ajuda a concluir que a ondulação em baixa frequência da tensão de barramento ( $V_b$ ) é imposta pelo estágio retificador, onde que a corrente instantânea fornecida possui máximos e mínimos dependentes de  $\omega t$ . Mas em termos de dimensionamento dos elementos, o que interessa é o valor médio em meio período de rede.

$$I_{oPFC}^{60Hz} = \frac{1}{2} \frac{T_s V_p \text{sen}(\omega t)^2 D^2}{L(-V_p \text{sen}(\omega t) + V_b)} \quad (2.5)$$

O valor médio pode ser calculado para meio período de rede, 0 a  $180^\circ$ , e se obtêm o resultado 2.6 para meio semiciclo da rede. A figura 14 exemplifica melhor o que de fato está sendo calculado.



**Figura 14:** Forma de onda da corrente de saída em baixa frequência do retificador *bridgeless boost*

$$I_{omed}^{f_s} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{oPFC}^{60Hz}(\omega t) d\omega t = \frac{DT_s}{2} \frac{V_b^2 \left[ \tan^{-1} \left( \frac{V_p}{\sqrt{V_b^2 - V_p^2}} \right) + \pi \right] - (V_b \pi + 2V_p) \sqrt{V_b^2 - V_p^2}}{\pi L_b \sqrt{V_b^2 - V_p^2}} \quad (2.6)$$

### 2.4.1.2 Corrente eficaz de entrada do retificador

A forma de onda da corrente de entrada em alta frequência pode ser vista na figura 12. A corrente média de entrada, em alta frequência é calculado, encontrando a equação 2.7

$$I_{in_{med}}^{T_s} = \frac{1}{2} \frac{D^2 T_s V_b V_{in}}{L(V_b - V_{in})} \quad (2.7)$$

Da mesma forma que foi feito para o cálculo da equação de corrente média de saída em 60Hz, agora também se iguala  $V_{in} = V_p \text{sen}(wt)$ , onde  $w = 2\pi f_g$ , e de acordo com a definição de corrente eficaz, se obtém o resultado 2.8.

$$I_{in}^{RMS} = \frac{T_s D^2 V_b}{2L\sqrt{\pi}(V_b^2 - V_p^2)^{\frac{3}{4}}} \cdot \sqrt{\sqrt{V_b^2 - V_p^2}(\pi(V_b^2 - V_p^2) - 2V_p V_b) + V_b t g^{-1}\left(\frac{V_p}{\sqrt{V_b^2 - V_p^2}}\right) (-4V_p^2 + 2V_b^2) + \pi V_b (-2V_p^2 + 2V_b^2)} \quad (2.8)$$

### 2.4.1.3 Fator de Potência e Taxa de Distorção Harmônica

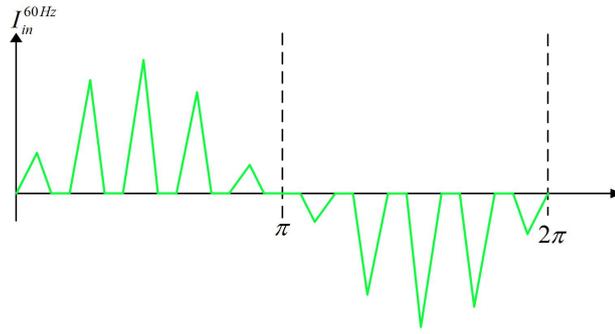
Como já comentado, FP e THD são de suma importância quando se comenta sobre retificadores. Como o retificador irá operar em self-PFC, o fator de deslocamento é praticamente unitário, e por este motivo essas duas grandezas estão relacionadas de acordo com

$$FP = \frac{I_{in}^{b1}}{\sqrt{2}I_{in}^{RMS}} \quad (2.9)$$

e

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{1 - FP^2}}{FP} \quad (2.10)$$

Por isso encontra-se a componente fundamental ( $I_{in}^{b1}$ ) e o valor eficaz da corrente de entrada ( $I_{in}^{RMS}$ ). A equação para a componente eficaz já foi deduzida em 2.8. A componente fundamental encontra-se através de série de Fourier da forma de onda da corrente de entrada, como pode ser visto na figura 15 .



**Figura 15: Forma de onda da corrente de entrada em 60Hz**

De acordo com a equação 2.11, onde  $a = 2\pi ft$ , a série de fourier é ímpar, e  $a_0 = 0$  e  $a_n = 0$ . Desta forma, se obtém a componente fundamental com  $n = 1$ , chegando em 2.13.

$$I_{in}^{60Hz} = \frac{1}{2} \frac{D^2 T_s V_b V_p \sin(a)}{L(V_b - V_p \sin(a))} \quad (2.11)$$

$$I_{in}^{n1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_{in}^{60Hz} dt \quad (2.12)$$

$$I_{in}^{n1} = \frac{D^2 T_s V_b \left( V_b^2 \left( \pi + 2tg^{-1} \left( \frac{V_p}{\sqrt{V_b^2 - V_p^2}} \right) \right) - \sqrt{V_b^2 - V_p^2} (\pi V_b + 2V_p) \right)}{V_p L \pi \sqrt{V_b^2 - V_p^2}} \quad (2.13)$$

A qualidade da energia consumida pelos retificadores *bridgeless boost* está diretamente relacionadas com a razão entre tensão de barramento ( $V_b$ ) e tensão de pico de entrada ( $V_p$ ), de acordo com  $\overline{V_b} = \frac{V_b}{V_p}$ . Por este motivo, realiza-se a parametrização das equações de corrente eficaz e componente eficaz. Para a corrente de entrada utiliza-se a parametrização 2.14 e para a componente fundamental 2.15.

$$\overline{I_{in}^{rms}} = I_{in}^{RMS} \frac{2L}{T_s D^2 V_p} \quad (2.14)$$

$$\overline{I_{in}^{n1}} = I_{in}^{n1} \frac{2L}{T_s D^2 V_p} \quad (2.15)$$

Com as parametrizações, são obtidos os resultados 2.16 e 2.17

$$\overline{I}_{in}^{rms} = \frac{\sqrt{\sqrt{\overline{V}_b^2 - 1}(\pi(1 - \overline{V}_b^2) - 2\overline{V}_b) + \overline{V}_b \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\overline{V}_b^2 - 1}}\right)(-4 + 2\overline{V}_b^2) + \pi\overline{V}_b(2 + \overline{V}_b^2)}}{\sqrt{\pi}\sqrt{\overline{V}_b^2 - 1}} \quad (2.16)$$

$$\overline{I}_{in}^m = \frac{2\overline{V}_b \left( \overline{V}_b \pi (\overline{V}_b - \sqrt{\overline{V}_b^2 - 1}) + 2\overline{V}_b^2 \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\overline{V}_b^2 - 1}}\right) - 2\sqrt{\overline{V}_b^2 - 1} \right)}{\pi\sqrt{\overline{V}_b^2 - 1}} \quad (2.17)$$

Com as parametrizações feitas, e com 2.9 e 2.10, pode-se fazer uma projeção teórica para THD e FP, como pode ser visto na figura 16. Com base na análise destas figuras, e de acordo com os padrões exigidos pelas normas, pode-se estabelecer uma tensão de barramento mínima para que o conversor consiga satisfazer os resultados mínimos para comercialização.

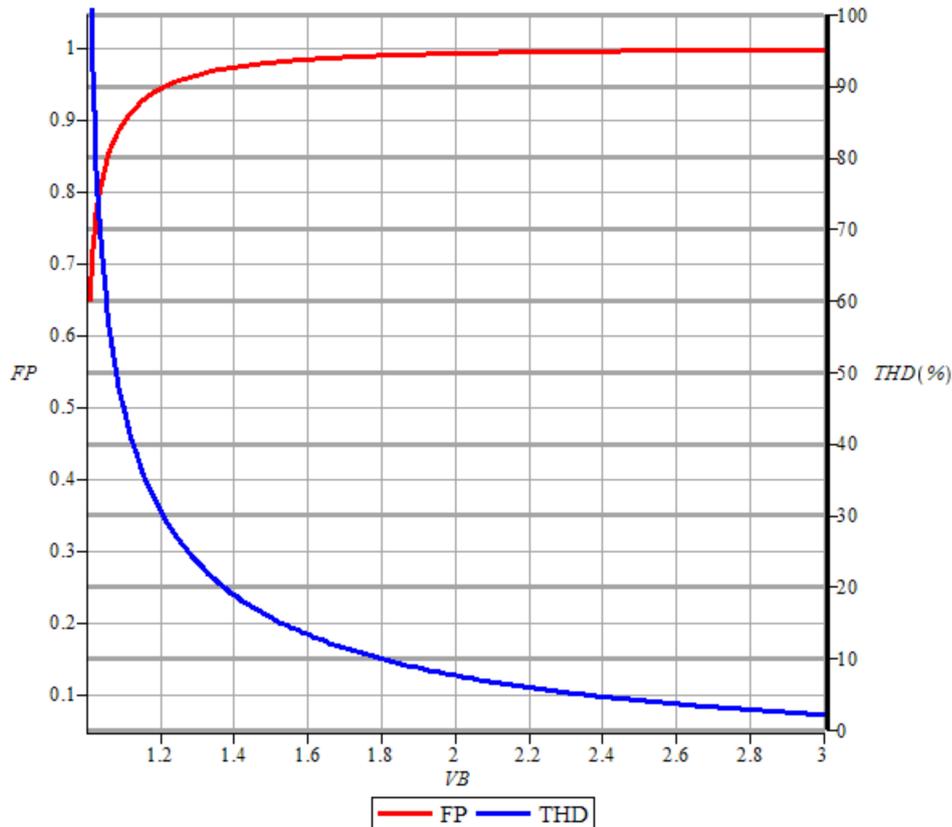


Figura 16: Gráfico da THD

Figura 17: THD e FP em relação a  $\overline{V}_b$

As parametrizações feitas anteriormente levam em consideração que o comando D é

praticamente constante durante um período de rede, e por este motivo THD e FP não depende diretamente desta variável, como já discutido por (WEI; BATARSEH, 1998). Isso é válido, já que se em um determinado período de comutação o comando mudar substancialmente, haverá um aumento ou queda significativa da corrente drenada, e por sua vez THD e FP serão afetados diretamente por esse degrau na forma de onda de corrente. Esse fato por si só já traz uma limitação para o controlador, o qual deve ser lento para um período de rede.

Contudo, na próxima seção será discutido a influência do comando na tensão de barramento, e a tensão de barramento por sua vez influência drasticamente nessas variáveis. Um resultado é consequência de outro, mas olhando por parte do retificador *bridgless boost*, o comando assimétrico não interfere na qualidade de energia drenada da rede. Por exemplo, se desejar projetar um conversor com comando nominal de  $D = 0,3$  com 400V de barramento, ou um outro conversor com  $D = 0,4$  e  $V_b = 400V$  em regime nominal, ambos os conversores apresentarão os mesmos resultados por parte do retificador neste ponto de operação. Isso porque, o que interfere é tensão de barramento, e não comando. Desde que a tensão de barramento mínima seja alcançada para se obter PFC.

#### 2.4.1.4 Filtro de entrada

Como comentado, o filtro de entrada serve para atenuar a alta frequência proveniente da comutação dos transistores. Há uma quantidade muito grande desses filtros para aplicações com fontes chaveadas, mas eles devem essencialmente operar como passa baixa. Para a redução do número de componentes e compactação do circuitos, é utilizado um filtro LC convencional, e as equações para dimensionamento deles já foram encontradas (MALSCHITZKY et al., 2018). As equações utilizadas para o dimensionamento desses componentes são 2.18 e 2.19, onde  $f_{LC}$  é a frequência de ressonância do filtro.

$$C_f = \frac{\bar{V}_b(3\bar{V}_b - 4)^2}{128f_s^2 L_{in} \Delta V_{C_f} (3\bar{V}_b^3 - 2\bar{V}_b^2 + 3\bar{V}_b - 1)} \quad (2.18)$$

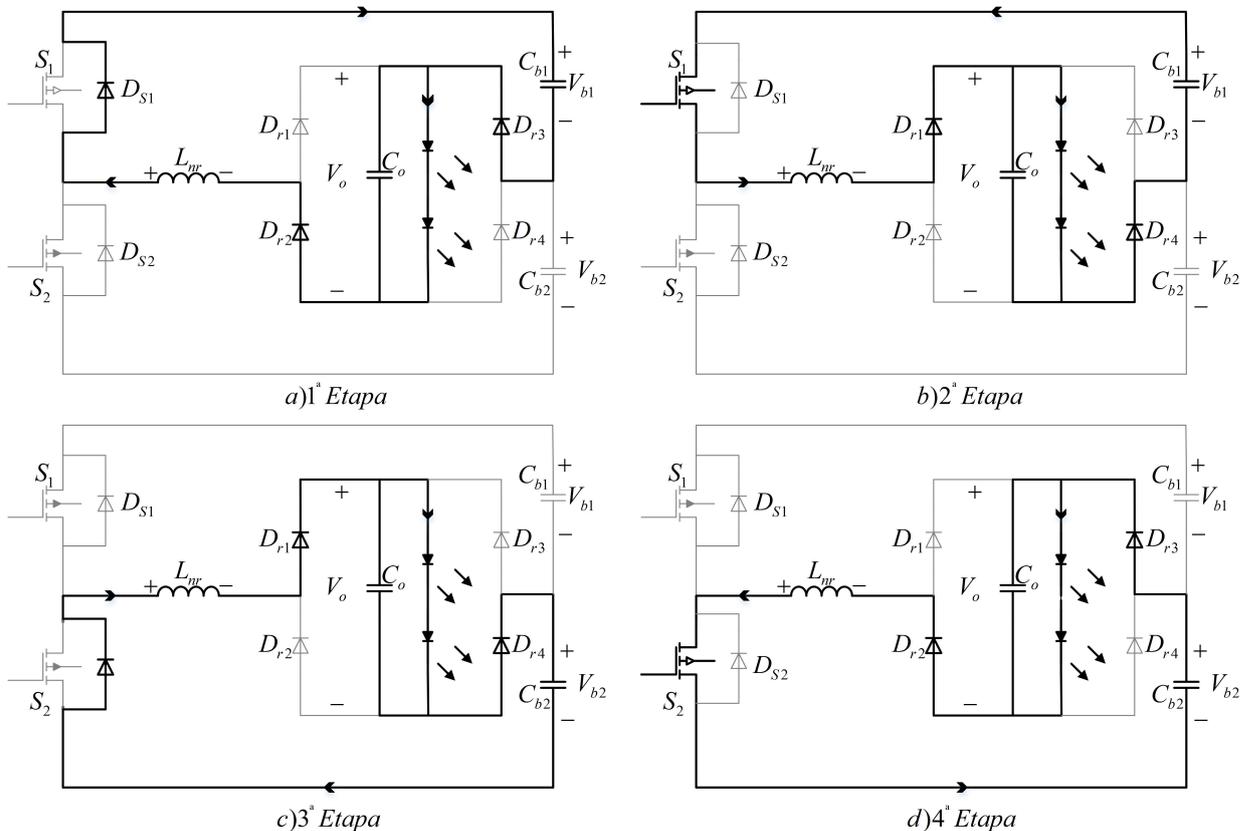
$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.19)$$

#### 2.4.2 Meia ponte não ressonante associado a um retificador de onda completa não controlado

Este conversor é responsável pela potência entregue a carga, e possui quatro etapas de operação, que são independentes do retificador. As etapas 1 e 3 são as etapas de comutação

suave dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  respectivamente. No início da primeira etapa,  $S_1$  começa a conduzir e  $S_2$  se bloqueia, a corrente circula pelo diodo intrínseco do mosfet obtendo ZVS para a chave  $S_1$ . A primeira etapa acaba quando a corrente ressonante chega a zero, dando início a segunda etapa. Na segunda etapa, o estado dos transistores continua inalterado, porém agora a corrente muda de sentido e passa pelo canal do MOSFET.

No início da terceira etapa,  $S_1$  que conduzia se bloqueia, e  $S_2$  comuta. É obtido ZVS para o interruptor  $S_2$ , e a corrente circula através de  $D_{S2}$ . A terceira etapa se encerra quando a corrente ressonante chega novamente a zero, dando início à quarta etapa. Na quarta etapa o capacitor  $C_{b2}$  fornece energia à carga, e a corrente circula através do canal do interruptor. A figura 18 demonstra os circuitos resultantes de cada etapa.



**Figura 18: Etapas de operação meia ponte nao ressonante**

A figura 19 mostra as formas de onda no indutor ressonante, e uma breve análise visual da forma de onda já deixa claro que o valor médio da corrente ressonante em alta frequência é diferente de zero. Isso se deve a modulação assimétrica nos interruptores. Este fenômeno voltará a ser discutido nos próximos parágrafos.

Apartir da análise dos circuitos resultantes de cada etapa, é possível obter o sistema

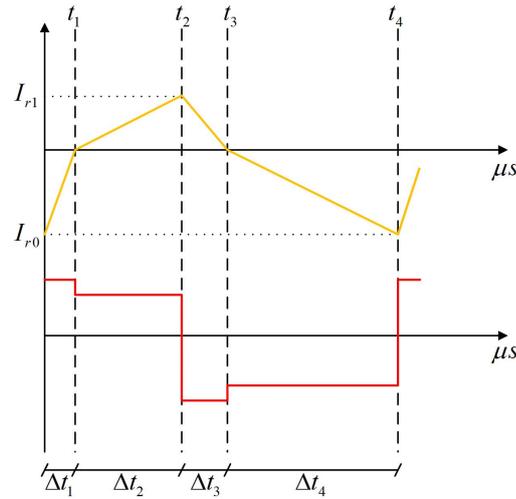


Figura 19: Gráfico das etapas de operação meia ponte não ressonante

$$\left\{ \begin{array}{l} -I_{r0} + \frac{\left(\frac{V_b}{2} + V_o\right) \Delta t_1}{L_{nr}} = 0 \\ \frac{\left(\frac{V_b}{2} - V_o\right) \Delta t_2}{L_{nr}} = I_{r1} \\ I_{r1} + \frac{\left(-\frac{V_b}{2} - V_o\right) \Delta t_3}{L} = 0 \\ \frac{\left(-\frac{V_b}{2} + V_o\right) \Delta t_4}{L} = -I_{r0} \\ \Delta t_1 + \Delta t_2 = DT_s \\ \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 = T_s \end{array} \right. \quad (2.20)$$

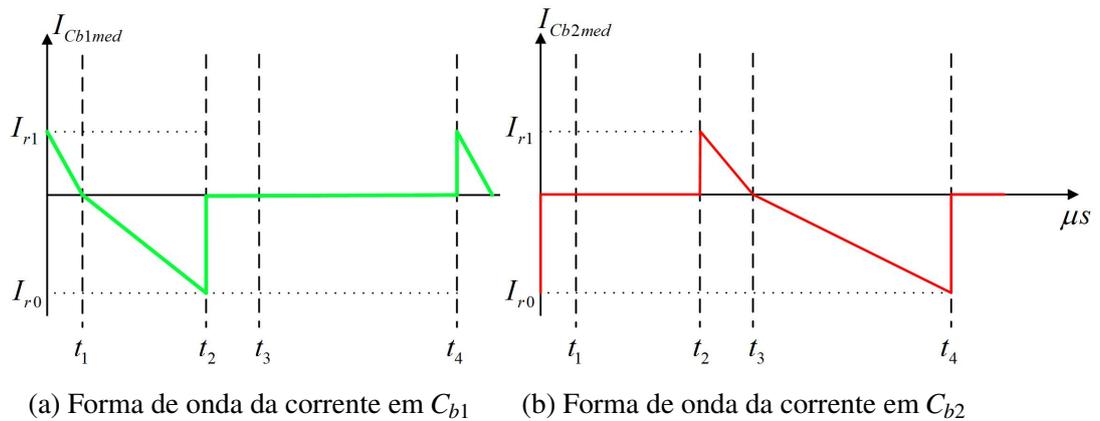
Das variáveis do sistema, a solução pode ser conferida em 2.21.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r0} = -\frac{T_s (V_b + 2V_o) (V_b - 2V_o) \left( (D - \frac{1}{2})V_b - V_o \right)}{8 \frac{V_b V_o L_{nr}}{}} \\ I_{r1} = \frac{T_s (V_b + 2V_o) (V_b - 2V_o) ((2D - 1)V_b + 2V_o)}{16 \frac{V_b V_o L_{nr}}{}} \\ \Delta t_1 = -\frac{T_s (V_b - 2V_o) ((2D - 1)V_b - 2V_o)}{8 \frac{V_b V_o L_{nr}}{}} \\ \Delta t_2 = \frac{T_s (V_b + 2V_o) ((2D - 1)V_b + 2V_o)}{8 \frac{V_b V_o L_{nr}}{}} \\ \Delta t_3 = \frac{T_s (V_b - 2V_o) ((2D - 1)V_b + 2V_o)}{8 \frac{V_b V_o L_{nr}}{}} \\ \Delta t_4 = -\frac{T_s (V_b + 2V_o) ((2D - 1)V_b - 2V_o)}{8 \frac{V_b V_o L_{nr}}{}} \end{array} \right. \quad (2.21)$$

Da mesma maneira que aconteceu com o estágio de entrada, a partir das soluções deve se ter em vista que os  $\Delta t$  devem sempre serem maiores que zero para todo e qualquer ponto de operação do conversor. Sabendo que  $V_b > 0$  e  $V_o > 0$ , pode-se concluir que  $((2D - 1)V_b - 2V_o)$  deve sempre ser maior que zero. Se por algum acaso algum tempo fique menor que zero, isso significa que o conversor está perdendo comutação suave nos seus interruptores, perdendo uma das principais características do conversor. Isso será um fator limitante nas análises posteriores do trabalho.

#### 2.4.2.1 Correntes de barramento

Como já comentado, o valor da corrente média do indutor em alta frequência é diferente de zero devido o comando assimétrico. Sendo assim, a corrente drenada de cada capacitor de barramento  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  é diferente. A forma da corrente de cada capacitor pode ser vista na figura 20 . As equações 2.22 e 2.23 demonstram os valores médios das correntes nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  respectivamente para o semi ciclo positivo da tensão de entrada em função das variáveis de saída do conversor.



**Figura 20:** Correntes drenadas de  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$

$$I_{medC_{b1}}^{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_2} -i_{L_{nr}}^{T_s}(t) dt = -\frac{T_s}{16} \frac{(V_b + 2V_o)(V_b - 2V_o) \left( \left( D^2 - \frac{1}{4} \right) V_b^2 - V_o^2 \right)}{V_o V_b^2 L_{nr}} \quad (2.22)$$

$$I_{medC_{b2}}^{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_4} i_{L_{nr}}^{T_s}(t) dt = -\frac{T_s}{16} \frac{(V_b + 2V_o)(V_b - 2V_o) \left( \left( D^2 - 2D + \frac{3}{4} \right) V_b^2 + 2V_o \right)}{V_o V_b^2 L_{nr}} \quad (2.23)$$

Sabendo quanto de energia é drenada de cada capacitor, pode-se saber qual o valor

total de corrente fornecida a carga pelo barramento, que nada mais é que a soma algébrica das equações 2.22 e 2.22, obtendo 2.24. Fica evidente que o resultado possui valor negativo, tendo em vista que é uma potência de saída do barramento.

$$I_{medC_b}^{T_s} = -\frac{T_s}{8} \frac{(V_b + 2V_o)(V_b - 2V_o) \left( \left( D - \frac{1}{2} \right)^2 V_b^2 + V_o^2 \right)}{V_o V_b^2 L_{nr}} \quad (2.24)$$

Através das equações 2.22, 2.23 e 2.24 pode-se encontrar a proporção que cada capacitor contribui da corrente de barramento. Definindo

$$\sigma_{C1} = \frac{I_{medC_{b1}}^{T_s}}{I_{medC_b}^{T_s}}$$

e

$$\sigma_{C2} = \frac{I_{medC_{b2}}^{T_s}}{I_{medC_b}^{T_s}}$$

pode-se encontrar os resultados 2.25 e 2.26. Note que elas já estão na forma parametrizada, onde que,  $q = \frac{V_o}{V_b}$  que é definido como ganho estático de saída.

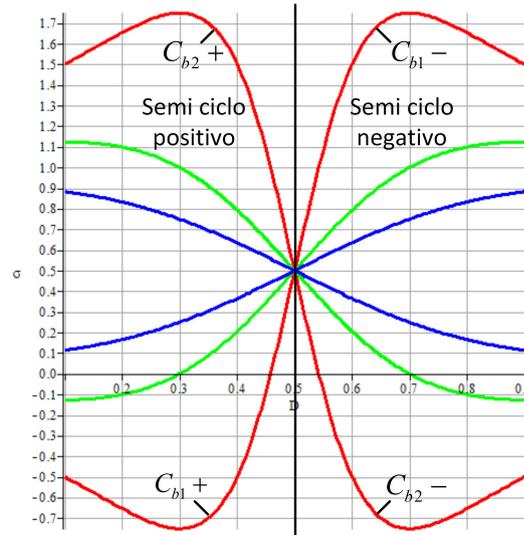
$$\sigma_{C1} = \frac{(4D^2 - 1) + 4q^2}{8 \left( D - \frac{1}{2} \right)^2 + 8q^2} \quad (2.25)$$

$$\sigma_{C2} = \frac{(4D^2 - 8D + 3) + 4q^2}{8 \left( D - \frac{1}{2} \right)^2 + 8q^2} \quad (2.26)$$

Para ficar mais evidente as relações entre potências que cada capacitor processa, plota-se o gráfico que pode ser visto na figura 21. Em vermelho, o ganho estático  $q = 0,2$ . Em azul o ganho estático é  $q = 0,4$ , e em verde  $q = 0,6$ .

O comando assimétrico vai fazer com que os capacitores de barramento processem uma quantidade de energia maior que a potência de saída total do barramento, e para um mesmo *ripple*, ele terá que possuir uma capacitância maior quando comparado com a aplicação com comando simétrico.

Por exemplo, um conversor operando com um  $q = 0,2$  e um  $D = 0,3$ . No semi ciclo positivo,  $C_{b1}$  estará fornecendo menos energia a carga, sendo que  $C_{b2}$  estará se descarregando com  $C_{b2} = 1 - D = 0,7$ . Neste ponto de operação, o capacitor  $C_{b2}$  vai processar 1,75 da potência total. O  $C_{b1}$  estará recebendo energia, e por este motivo possui valores negativos. Pode ser visto, que para  $D=0,5$ , independente do ganho estático, cada capacitor de barramento processa metade da potência do barramento. Esses resultados voltarão a serem abordados na próxima seção.



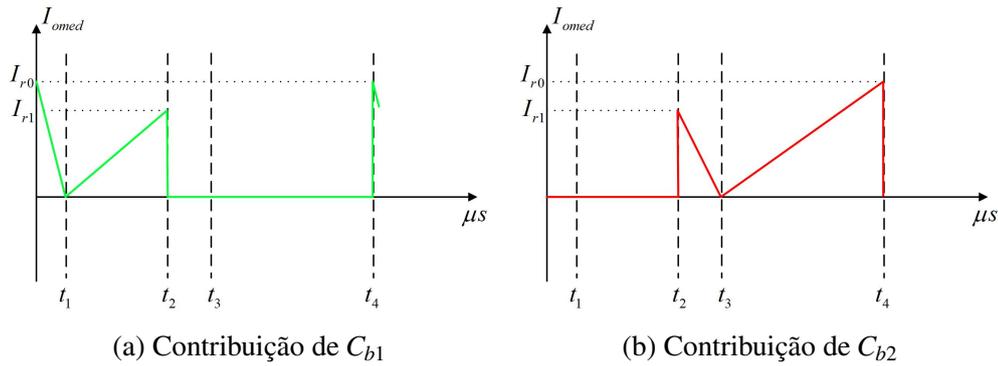
**Figura 21: Proporção da potência de saída do barramento fornecida para ganhos estáticos diferentes. Em vermelho,  $q = 0,2$ . Em azul  $q = 0,4$ , e em verde  $q = 0,6$ .**

#### 2.4.2.2 Correntes de saída

Como para LED's a corrente média de saída está diretamente relacionada com a luminosidade emitida pelo componente, e por este motivo é importante defini-la, sendo que mais para frente será utilizado como parâmetro de projeto. A contribuição de cada capacitor para a corrente de saída, pode ser vista na figura 22. As equações 2.27 e 2.28 mostram o comportamento da corrente média de saída com relação às variáveis do sistema.

$$I_{saída}^{C_{b1}} = \frac{T_s}{32} \frac{(V_b + 2V_o)(V_b - 2V_o) \left( \left( D - \frac{1}{2} \right)^2 V_b^2 + 4 \left( D - \frac{1}{4} \right) V_o^2 \right)}{V_o^2 V_b L_{nr}} \quad (2.27)$$

$$I_{saída}^{C_{b2}} = \frac{T_s}{32} \frac{(V_b + 2V_o)(V_b - 2V_o) \left( \left( D - \frac{1}{2} \right)^2 V_b^2 - 4 \left( D - \frac{3}{4} \right) V_o^2 \right)}{V_o^2 V_b L_{nr}} \quad (2.28)$$



**Figura 22: Contribuição de cada capacitor de barramento para a corrente de saída**

A corrente total de saída pode ser encontrada através da soma algébrica de 2.27 e 2.28, obtendo 2.29.

$$I_{saída}^{Total} = \frac{T_s}{16} \frac{(V_b + 2V_o)(V_b - 2V_o) \left( \left( D - \frac{1}{2} \right)^2 V_b^2 + V_o^2 \right)}{V_o^2 V_b L_{nr}} \quad (2.29)$$

A partir da equação 2.29, e isolando  $L_{nr}$ , encontra-se o valor ideal para o indutor de saída, já que todas as outras variáveis são parâmetros de projeto.

É importante não confundir as equações 2.24 e 2.29. Uma representa a corrente média drenada do barramento, e a outra a corrente média na carga. Enquanto que para 2.24,  $\Delta t_1$  e  $\Delta t_3$  são correntes das etapas de comutação suave, e estão circulando entre  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$ , elas não se traduzem em corrente drenada do barramento. Independente disso, as correntes destas mesmas etapas são retificadas e efetivamente se traduzem em luminosidade no LED, e por esse motivo a corrente de saída é sempre maior que a corrente média drenada do barramento.

A partir da solução 2.29, isolando a variável  $V_b$ , pode-se encontrar uma solução para a tensão de barramento em função das variáveis de saída do sistema. A equação 2.30 representa a expressão que determina o valor da tensão de barramento em função das variáveis de saída do conversor. Por se tratar de uma equação de quarto grau, ela possui quatro raízes, que podem ser encontrada através de métodos convencionais tais como o Método de Girard. A variável  $x$  na equação, não apresenta nenhum significado físico para o conversor, ela serve somente como variável genérica para definir a equação polinomial. Devido ao tamanho e complexidade das soluções encontradas, não convém colocá-la em papel, e qualquer resultado dependendo da tensão de barramento em diante será considerado a raiz real positiva deste polinômio.

$$V_b = (2D - 1)^2 T_s x^4 - (D - 1) T_s D V_o^2 x^2 - 64 L V_o^2 I_{omed} x - 16 T_s V_o^4 \quad (2.30)$$

#### 2.4.2.3 Capacitor de saída

O capacitor de saída serve para filtrar a corrente em alta frequência fornecida pelo indutor não ressonante. A equação para dimensionamento deste componente já foi demonstrada em (MALSCHITZKY et al., 2018), e pode ser vista em 2.31.

$$C_o = \frac{T_s^2 (V_b^2 - 4V_o^2)}{128 L_{nr} \Delta V_{Co} V_b} \quad (2.31)$$

#### 2.4.3 Integração do retificador com meia ponte não ressonante

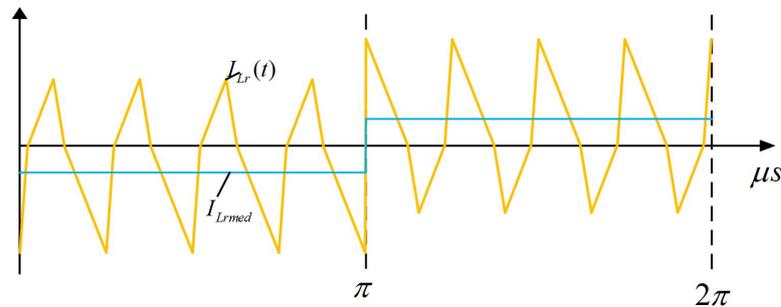
Antes de continuar, é importante salientar que a razão cíclica é a mesma para ambos os casos, assim como a tensão de barramento. O comando assimétrico do inversor em meia ponte com um filtro não ressonante faz com que a corrente drenada do barramento seja assimétrica em alta frequência como demonstrado matematicamente no capítulo anterior. Ou seja, as tensões dos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  são instantaneamente diferentes. Porém o comando que causa essa distorção é invertido entre  $S_1$  e  $S_2$  para cada semi-ciclo da rede, devido a associação com o retificador *boost*. Como há uma relação direta entre tensão dos capacitores e corrente no indutor não ressonante, a tensão média do indutor não ressonante é diferente de zero em alta frequência, mas em baixa frequência (120Hz) a corrente ressonante média é igual a zero, assim como os valores médios de corrente dos capacitores de barramento.

Um dos princípios para iniciar o modelo matemático, é que cada capacitor possui tensão de  $\frac{V_b}{2}$  e isso só é válido quando se considera o período completo da rede. Para a alta frequência, como visto no capítulo anterior, as energias drenadas de cada capacitor são diferentes, e por esse motivo a forma de onda da corrente de saída não tem perfil puramente senoidal já que os capacitores se carregam e se descarregam de maneira complementar.

Ou seja, quando o conversor está no limiar anterior ao  $\pi$ , o capacitor  $C_{b1}$  está com seu valor máximo, e  $C_{b2}$  está em seu mínimo. Logo após  $\pi$ , ocorre a inversão dos comandos, e como  $C_{b1}$  estava em seu valor máximo e  $C_{b2}$  em seu mínimo, ocorre uma variação abrupta da tensão aplicada sobre  $L_{nr}$  (e por sua vez, corrente de saída) gerando picos e vales na corrente de saída. Quanto mais próximos ao comando simétrico ( $D=0,5$ ), menor é a diferença, e vice-versa. Com o comando simétrico, a forma de onda é senoidal.

Esses picos e vales são prejudiciais pois causam o efeito de *flicker*, como já comentado. Por esse motivo, o comando deve sempre operar o mais próximo possível a 50%, reduzindo os picos e vales na corrente de saída. A corrente média no indutor pode ser obtida através de 2.32. Mas esse valor médio se altera para cada semi ciclo da rede, já que o comando também é alterado, resultando em uma corrente média nula em baixa frequência. A figura 23 nos mostra o que está acontecendo.

$$I_{Lnr}^{T_s}_{med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_4} i_{Lnr}^{T_s}(t) dt = \frac{T_s (V_b + 2V_o) (V_b - 2V_o) (2D - 1)}{16 V_o L_{nr}} \quad (2.32)$$



**Figura 23: Corrente média ressonante em baixa frequência**

Por parte do retificador, o comando assimétrico é muito importante para que se possa trabalhar com um range de tensão de entrada. Já que para uma tensão de entrada menor, aumenta-se  $D$  para se manter uma potência de saída constante, e vice e versa. Isso é interessante tendo em vista que afundamentos e quedas de tensão podem ser compensados com a variação da razão cíclica.

Por parte do meia ponte não ressonante, a variação do comando possibilita a dimerização do conversor, otimizando o consumo energético do sistema. Mas a maior implicação vinda do comando assimétrico é quando ocorre a união dos conversores, e por isso é um conversor de único estágio, tendo em vista que tanto entrada e saída possuem essa relação com  $D$ . Com uma variação da tensão de entrada, a variável de controle é  $D$ , assim como controle da potência de saída.

Para encontrar a razão cíclica ideal, deve-se pensar que ela não pode estar no limite máximo ou mínimo, já que se perde a capacidade de suportar variação na tensão de entrada. Deve-se então escolher o comando para operar o mais próximo o possível no meio operacional, permitindo a capacidade de suportar sub e sobre tensões da entrada. Mas como será visto, escolhendo-se uma razão cíclica entre os valores máximo e mínimo, fará que seja possível que o conversor opere com uma potência de saída maior que a nominal e será necessário que os

LEDs escolhidos estejam aptos a suportar essa corrente adicional.

Essas relações dependentes do comando assimétrico e tensão de barramento podem ser descritas através da equação 2.33. É a soma algébrica das equações 2.24 e 2.29 que deve ser igual a zero. Essa igualdade é verdadeira em regime permanente do conversor, onde a tensão de barramento tenderá a se estabilizar, e por sua vez a corrente fornecida pelo retificador será igual a drenada pela carga. Se essa soma possuir um valor positivo, logo a tensão de barramento irá subir, e vice e versa. Em regimes transitórios, esta relação não é mais válida já que a tensão de barramento não é mais constante, e por sua vez as variáveis de estado do conversor são desconhecidas.

$$\frac{DT_s}{2} \frac{V_b^2 \left[ \tan^{-1} \left( \frac{V_p}{\sqrt{V_b^2 - V_p^2}} \right) + \pi \right] - (V_b \pi + 2V_p) \sqrt{V_b^2 - V_p^2}}{\pi L_b \sqrt{V_b^2 - V_p^2}} = \frac{T_s}{8} \frac{(V_b + 2V_o)(V_b - 2V_o) \left( \left( D - \frac{1}{2} \right)^2 V_b^2 + V_o \right)}{V_o V_b^2 L_{nr}} = \frac{I_{omed} V_o}{V_b} \quad (2.33)$$

A equação 2.33 também auxilia no dimensionamento do indutor de entrada, com base da tensão de barramento e entrada nominais, em conjunto com a potência de saída.

Outra característica vinda tanto do retificador quanto do estágio CC-CC é que os semicondutores, diodos retificadores e mosfet's deverão suportar a tensão de barramento máxima. Ou seja,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $S_1$  e  $S_2$  deverão ser escolhidos de tal forma que deverão suportar  $V_b$ .

#### 2.4.3.1 Capacitância de barramento

A ondulação em baixa frequência da tensão do barramento acontece devido a retificação da tensão senoidal de entrada e das correntes assimétricas drenadas por parte do estágio de saída. Essa característica dos retificadores faz com que seja necessária a utilização de capacitores de elevada capacitância para manter a potência na saída durante próximos a múltiplos de  $\pi$ . Como a ondulação de barramento reflete na ondulação da corrente de saída (*flicker*), se faz necessário que a tensão tenha um  $\Delta V_b$  máximo.

Sabendo que a energia armazenada por um capacitor é

$$E = \frac{C_b V^2}{2}$$

e que a variação de energia é

$$\Delta E = Pt$$

pode-se calcular a capacitância de barramento. Já que

$$E_{max} = \frac{C_b V_{max}^2}{2}$$

e

$$E_{min} = \frac{C_b V_{min}^2}{2}$$

Sabendo que  $V_{max} = V_{bmed} + \frac{\Delta V_b}{2}$  e  $V_{min} = V_{bmed} - \frac{\Delta V_b}{2}$  pode-se chegar na equação 2.34.

$$\Delta E = C_b V_{bmed} \Delta V_b \quad (2.34)$$

Como o barramento só fornece potência a carga,  $P = P_o \sigma_C$ . O fator  $\sigma_C$  deve ser utilizado. Já que dependendo do comando que o conversor trabalhar e do ganho estático de saída, o capacitor deverá processar mais do que a potência de saída, como já comentado anteriormente. Além disso, o capacitor deve manter a potência de saída para meio ciclo da rede (ou  $\pi$ ), logo

$$\Delta E = \frac{P_o \sigma_C}{\pi f_g}$$

Igualando as duas equações, e rearranjando os termos, obtêm-se a capacitância ideal para manter a tensão do barramento para meio ciclo da rede, conforme

$$C_b = \frac{P_o \sigma_C}{\pi f_g V_{bmed} \Delta V_b} \quad (2.35)$$

Fica evidente que a utilização do comando assimétrico faz com que barramento processe mais energia do que a entregue a carga. Como consequência direta, o capacitor de barramento terá uma capacitância maior, e por sua vez, um tamanho maior. Essa resultado pode ser atenuado se o ganho estático de saída for mais próximo a 1. Para se chegar em um q o mais próximo a 1 possível pode-se ter duas abordagens.

- Diminuir a tensão de barramento: O maior problema envolvendo a diminuição da tensão de barramento é perder PFC, e por sua vez não obedecer as padrões IEC.
- Elevar a tensão de saída da luminária: A elevação da tensão de saída só pode ser obtida com o aumento do conjunto série da luminária, e por sua vez, aumenta o risco de perda integral de um arranjo de LED.

Por fim, a integração do conversor *bridgeless boost* associado a um inversor em meia ponte operando com comando assimétrico possibilita a dimerização e a variação da tensão de entrada. Por outro lado, o barramento terá uma capacitância maior quando comparado ao comando simétrico. O balanceamento do ganho estático de saída ajuda a diminuir esses efeitos, mas todo o conjunto deverá ser bem dimensionado.

## 2.5 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Para iniciar o dimensionamento da luminárias LED, é preciso definir qual será a necessidade de luminosidade (lúmens) da aplicação. Além disso, é preciso saber qual será a temperatura da cor ideal para otimizar o aspecto luminoso, e desta forma, buscar no mercado quais são as opções de LED que se adequem melhor. Tendo o componente ideal, é preciso definir qual será o tipo de arranjo (serie, paralelo ou combinado) que dará a intensidade luminosa desejada.

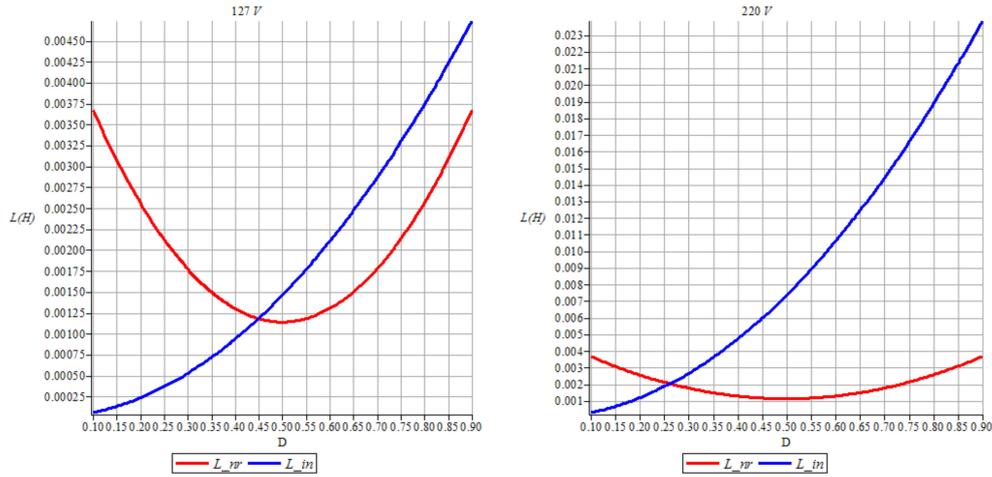
Com a especificação do LED, já se obtém qual a corrente nominal e máxima que o conversor deve oferecer para obter a correta operação do componente. Sabendo qual será o tipo de arranjo desejado, e com a tensão de ruptura (datasheet), se obtém a potência de saída da luminária. Utilizaremos como exemplo, o modelo LXX2-PWC4-0220 da fabricante LUXEON. Este LED possui uma tensão de ruptura de 3,3V e uma resistência de 450m $\Omega$ , e será utilizado uma corrente de 350mA (sabendo que a corrente máxima do componente é 1A) . Será considerado um arranjo de 35 LED's em série, totalizando uma tensão de ruptura de 115,5V e uma resistência total de 15,75 $\Omega$ . A tensão total de saída é 121,01V com a corrente de saída citada, ou seja, a potência nominal da luminária é de 42,35W, totalizando 3675lm.

Outros fatores que devem ser levado em consideração são as condições da rede elétrica de energia, como frequência e tensão eficaz. Deve-se ter em mente que para a comercialização deste conversor, ele deve satisfazer os valores de THD e FP das normas vigentes. No Brasil, há na sua duas tensões fornecidas pelas concessionárias, 127 e 220V. Por este motivo, opta-se por trabalhar com dois projetos de conversores, um para cada valor, sendo que o conversor 1 irá operar em 127V, e o conversor 2 irá funcionar em 220V.

A tensão de barramento nominal escolhida é 450V para ambos os casos, e com o auxílio da equação 2.3, pode-se obter que a razão cíclica máxima é 0,6 para 127V e 0,31 para 220V. A mínima tensão de barramento para que o conversor obedeça às normas vai depender da tensão de entrada. Por exemplo, neste trabalho se optará por no mínimo  $\bar{V}_b = 1,3$  em qualquer ponto de operação, e desta forma para as tensões de entrada nominais, a mínima tensão de barramento para o conversor 1 é 233,48V, e para o conversor 2, 404,46V.

A razão cíclica nominal para as condições de potência de saída, tensão de entrada e tensão de barramento acima citadas, foi definida com o auxílio das equações 2.33 e 2.29. Com esses valores nominais, pode-se obter a figura 24, que mostra os valores para as indutâncias de entrada (*boost*) e não ressonante com relação a razão cíclica. Com a análise dos resultados das figuras 24a e 24b, opta-se em escolher uma razão nominal de  $D=0,45$  para o conversor que irá

operar em 127V, e para o conversor e 220V, opta-se por um comando de  $D=0,26$ .



(a) Indutâncias para tensão de entrada em 127V (b) Indutâncias para tensão de entrada em 220V

**Figura 24: Valores para as indutâncias de entrada com os parâmetros para a operação em regime nominal**

A escolha dessas razões cíclicas leva em conta somente os valores das indutâncias, buscando um projeto para ambos os conversores possuírem um ponto de operação o mais próximo possível um do outro, tendo uma análise justa entre eles. Porém, não há como afirmar que este é uma metodologia que irá fazer com que a topologia como um todo opere nas suas condições ótimas, mas o que está sendo levado em conta é ambos os conversores estarem operando com uma proporção  $\frac{L_{nr}}{L_{in}}$  semelhante. Na tabela 3 podem ser vistos todos os parâmetros de cálculo para os conversores 1 e 2.

**Tabela 3: Parâmetros para cálculos dos componentes**

|                 |           |      |
|-----------------|-----------|------|
| $V_{in}(V)$     | 127       | 220  |
| $P_{out}(W)$    | 42,35     |      |
| $I_{omed}(mA)$  | 350       |      |
| $V_o(V)$        | 121       |      |
| $f_g(Hz)$       | 60        |      |
| D               | 0,45      | 0,26 |
| $V_b(V)$        | 450       |      |
| $\Delta V_b(V)$ | 0,1 $V_b$ |      |
| $f_s(kHz)$      | 50        |      |
| q               | 0,27      |      |

Através da 2.29, é possível isolar e encontrar o valor para o indutor não ressonante ideal. Com isso, isolando-se  $L_{in}$  na equação 2.33 se obtém o valor para o mesmo. Os componentes do filtro de entrada podem ser encontrados através das equações demonstradas

no capítulo anterior em 2.18 e 2.19. A metodologia de cálculo para ambos os conversores é a mesma. A tabela 4 mostra os valores obtidos para os elementos reativos do conversor.

**Tabela 4: Valores dos reativos dos conversores 1 e 2**

|              | Conversor 1 | Conversor 2 |
|--------------|-------------|-------------|
| $V_{in}(V)$  | 127         | 220         |
| $L_{nr}(mH)$ | 1,17        | 2,04        |
| $L_b(mH)$    | 1,17        | 1,98        |
| $C_f(nF)$    | 483         | 59          |
| $L_f(\mu H)$ | 524         | 4310        |
| $C_o(nF)$    | 680         | 680         |

Utilizando a equação 2.33, é possível obter numericamente os valores da tensão de barramento e corrente de saída para o conversor com as tensões de entrada nominais em função da razão cíclica, como pode ser visto na figura 25. A tensão de entrada é constante e varia-se a razão cíclica. Fica evidente a característica elevadora vinda do retificador *bridgeless boost*.

Até certa razão cíclica, a ação *boost* predomina sobre o barramento, elevando seu valor médio conforme o aumento do comando, como fica evidente em 25a e 25b. A partir deste ponto, o aumento da razão cíclica fará com que a corrente de saída suba consideravelmente, como pode ser visto em 25c e 25d e, desta forma, o estágio de saída predomina sobre o barramento, reduzindo seu valor médio.

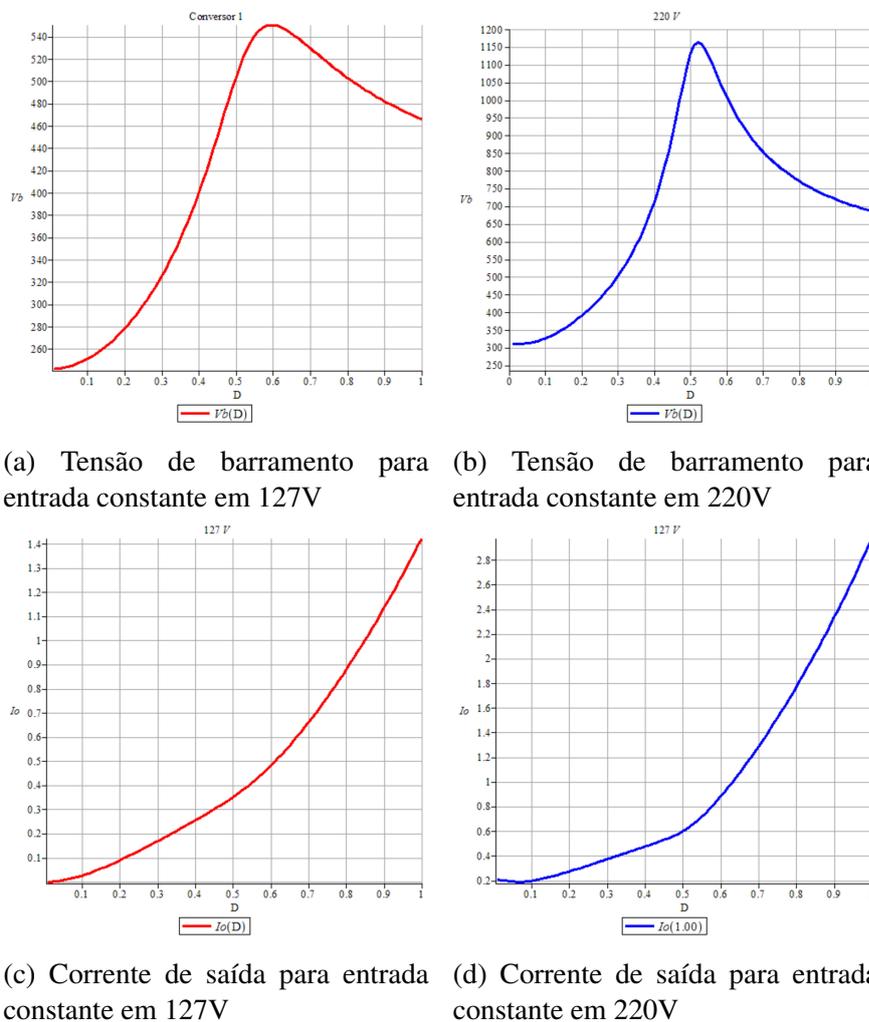
O limite máximo da tensão de barramento, é imposto pelos semicondutores que estão sendo utilizado e dependendo de qual modelo que será escolhido o valor de tensão máximo varia. É possível encontrar no mercado modelos que suportem até 600V com um custo/benefício bem interessantes, e por este motivo opta-se trabalhar com uma tensão máximo não muito maior que 500V (com uma pequena tolerância), tendo em vista que em regimes transitórios pode ser que a tensão se eleve mais um pouco, além de que não faz sentido trabalhar no limite do componente.

Como comentado anteriormente, a tensão de barramento mínima quando operando com a tensão de entrada nominal para o conversor 1 e 2 é 233,48V e 404,46V respectivamente. Com a análise das figura 25a e 25a, pode-se concluir que para o conversor 1 não há limite teórico inferior para a razão cíclica operando em 127V nominais (na prática, não se trabalha com razão cíclica menor que 0,15). O limite máximo é imposto pela tensão de barramento, e desta forma o comando máximo é  $D=0,5$ .

Para o conversor 2, pode-se o limite mínimo para a razão cíclica é imposto pelo estágio de saída, já que  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$  devem sempre serem maior que zero. Para o ponto de operação nominal,  $\Delta t_2$  e  $\Delta t_4$  já possuem valores muito pequenos,  $\approx 1\mu s$  e 248,30ns respectivamente, e

se o comando diminuir mais ainda, eles ficarão ainda menores. E para não comprometer a comutação suave dos interruptores, opta-se por não trabalhar com uma razão cíclica menor que  $D=0,26$ , tendo em vista que os transistores reais possuem os períodos de comutação não instantâneos.

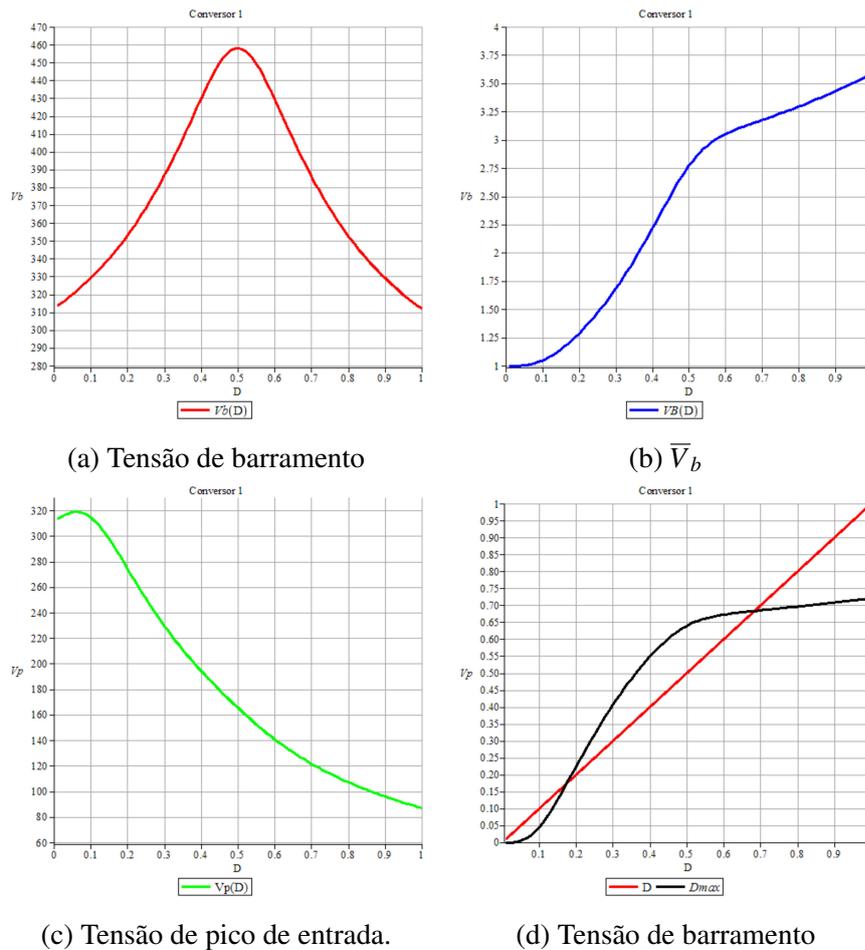
O limite superior de razão cíclica do conversor 2 também é imposto pela tensão de barramento, e desta forma o comando não pode ser maior que 0,3. Para analisar a capacidade de dimerização para a tensão entrada nominal, pode-se observar as figura 25c e 25d. Com a análise delas, concluí-se que o conversor 1 pode teoricamente operar com uma dimerização de 0 a 410mA de corrente de saída. Já o conversor que opera em 220V, poderá trabalhar com uma corrente de saída de 350 até 397mA.



**Figura 25: Tensões de Barramento para tensão de entrada constante**

Para analisar a capacidade de suportar variações da tensão de entrada, se mantém a potência de saída constante, e utiliza-se as equações 2.30 e 2.33 para obter numericamente a figura 26. Com base na figura 26b, e com base no estipulado anteriormente  $\bar{V}_b > 1,3$ , para

manter a potência de saída constante, o comando mínimo é 0,22. Com isso, para manter a corrente de saída constante em 350mA por exemplo, com a figura 26c o valor máximo para a tensão de pico da entrada é 265V (187V eficazes). Como a tensão de barramento e tensão de entrada variam, a razão cíclica máxima também varia como pode ser comprovado na figura 26d e para este caso a razão cíclica máxima é 0,68. Seguindo o mesmo raciocínio, a tensão mínima de entrada com um comando de 0,68 é 125V de pico, 88,38V eficazes.

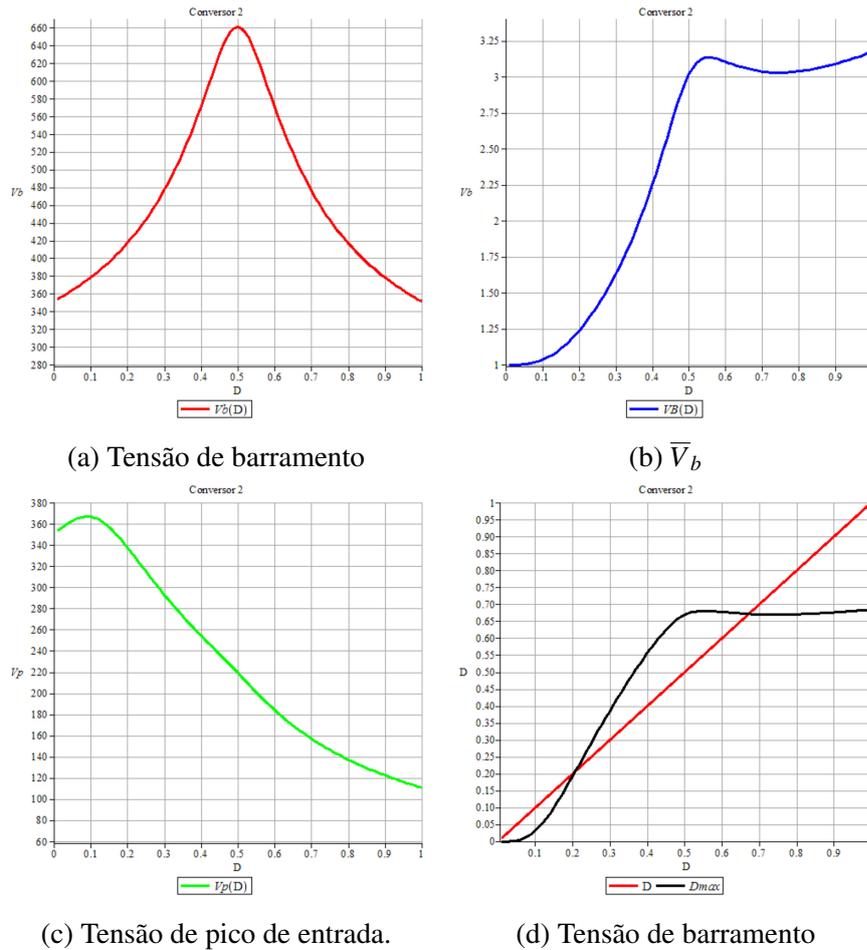


**Figura 26: Conversor 1: Variáveis do sistemas correntes de saída constante em 350mA**

Em resumo, o conversor 1 quando estiver operando com 127V eficazes de tensão de entrada, pode dimerizar teoricamente de 0 a 410mA. O limite máximo da dimerização é imposto pela tensão de barramento, que após esse valor fica muito elevada. Com a segunda análise, o conversor 1, consegue manter a corrente de saída constante em 350mA se a tensão de entrada estiver entre 88,38V e 187V eficazes. O limite inferior é imposto pela razão cíclica máxima para manter MCD no indutor *boost*, e o limite superior é para o conversor obedecer as normas, e desta forma precisa de um  $\bar{V}_b > 1,3$ .

Com o conversor 2 operando com a potência de saída constante, pode-se obter

numericamente a figura 27. Como comentado anteriormente, a razão cíclica mínima é  $D=0,26$ , pelos motivos já citados. Observando a figura 27c, encontra-se uma tensão de pico máxima de 311V (220V eficazes), que é o parâmetro de projeto. A tensão de barramento máxima estipulada em 500V limita o comando máximo em 0,33, obtido através da análise da figura 27a. De maneira similar, através da imagem 27c, se pode afirmar que a tensão de pico mínima de entrada é 280,70V (198,48V eficazes).



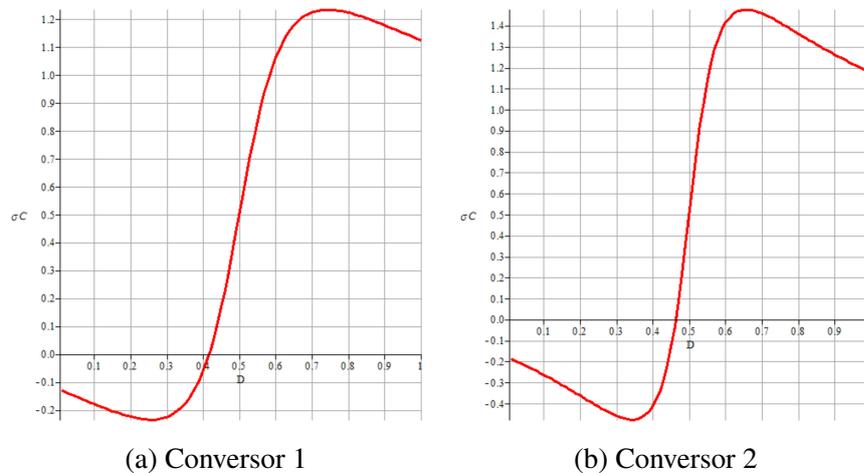
**Figura 27: Conversor 2: Variáveis do sistemas correntes de saída constante em 350mA**

Para resumir, o conversor 2 operando com corrente de saída constante em 350mA, pode operar com essa potência se a tensão de entrada estiver entre 198,48V e 220V eficazes. O limite de entrada inferior é imposto pela tensão de barramento, e o limite superior é imposto pelo estágio de saída. Quando este estiver operando com tensão de entrada nominal, ele poderá ter uma corrente de saída entre 350 e 397mA.

Como a tensão de barramento varia de acordo com a variação da razão cíclica, o ganho estático de saída também varia, e desta forma as energias drenadas dos capacitores de barramento também variam. Para o barramento, o pior caso é quando ele está operando com a

potência de saída nominal, com a razão cíclica o mais distante de 0,5.

Por este motivo, utilizando os valores numéricos de tensão de barramento com potência de saída constante, e com o auxílio da equação 2.25 pode-se plotar  $\sigma_{C1}$  para o capacitor  $C_{b1}$ . A partir das figuras 28a e 28b, e com as razões cíclica com que os conversores irão operar, pode-se obter um  $\sigma_C$  para cada conversor. Para o conversor 1, o pior caso é com  $D=0,22$  com um  $\sigma_C$  de 1,23. Para o conversor 2, o pior caso é com razão cíclica  $D=0,26$  e  $\sigma_C$  de 1,47. Desta forma, com os parâmetros de projeto e com a equação 2.35, o valor de capacitor de barramento para o conversor 1 é 88,86 $\mu$ F e 65,23 $\mu$ F para o conversor 2.



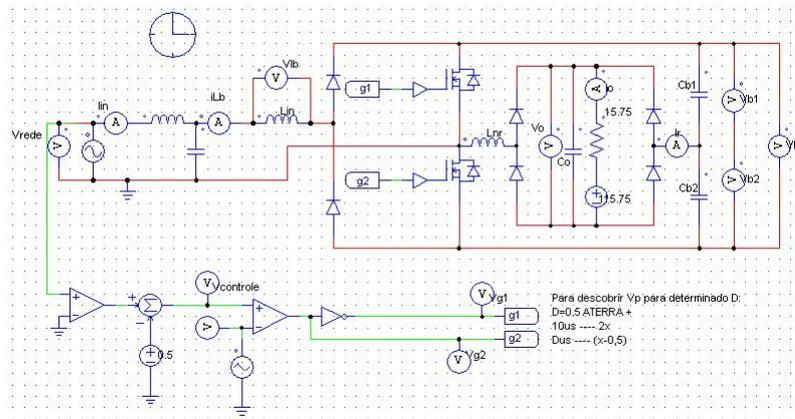
**Figura 28:**  $\sigma_C$  para os conversores 1 e 2

O conversor 1 obteve uma capacitância de barramento maior, tendo em vista que ele irá que operar em uma tensão inferior, 358,76V no pior caso com razão cíclica de 0,22 e tendo que manter potência constante. Deste modo, e com o estipulado,  $\Delta V_b = 0,1V_b$ , ele terá uma ondulação de tensão menor quando comparado com o conversor 2, que a menor tensão de barramento será 450V.

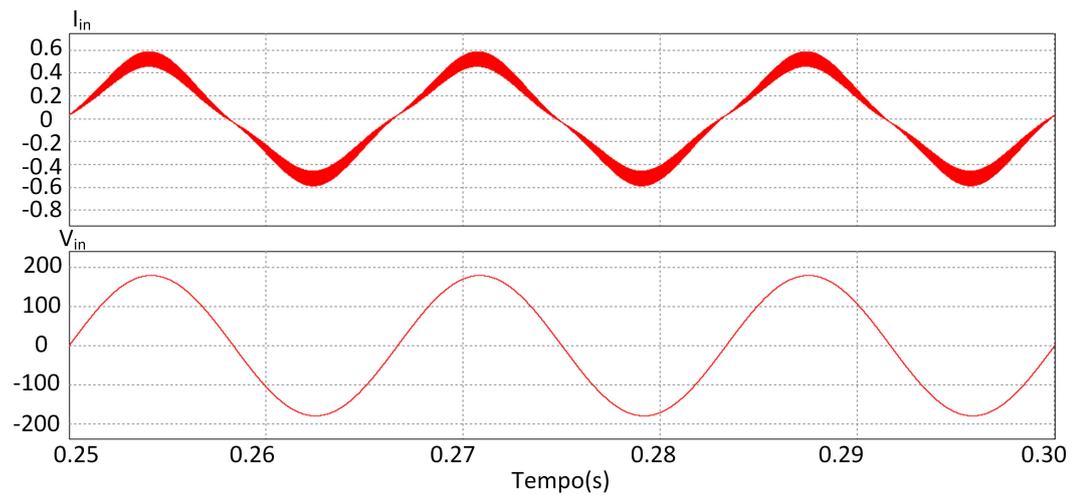
Para validar as equações desenvolvidas e as suposições acima discutidas, realiza-se simulações para que se possa analisar os resultados obtidos. Para isso, utiliza-se o *software* PSIM<sup>TM</sup>. O passo de cálculo é 100ns. A imagem do circuito simulado pode ser vista na figura 29.

Iniciam-se as simulações pelo conversor 1 operando com tensão nominal na entrada e potência nominal na saída. Como já visto, o comando para operar neste ponto é  $D=0,45$ . Na figura 30 pode-se a forma de onda da corrente drenada da fonte, assim a tensão de entrada. A THD obteve um valor de 9,93% e o FP é de 0,992.

A tensão do barramento, assim como as tensões nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  podem ser conferidas na figura 31. O valor médio para a tensão de barramento obteve um valor médio

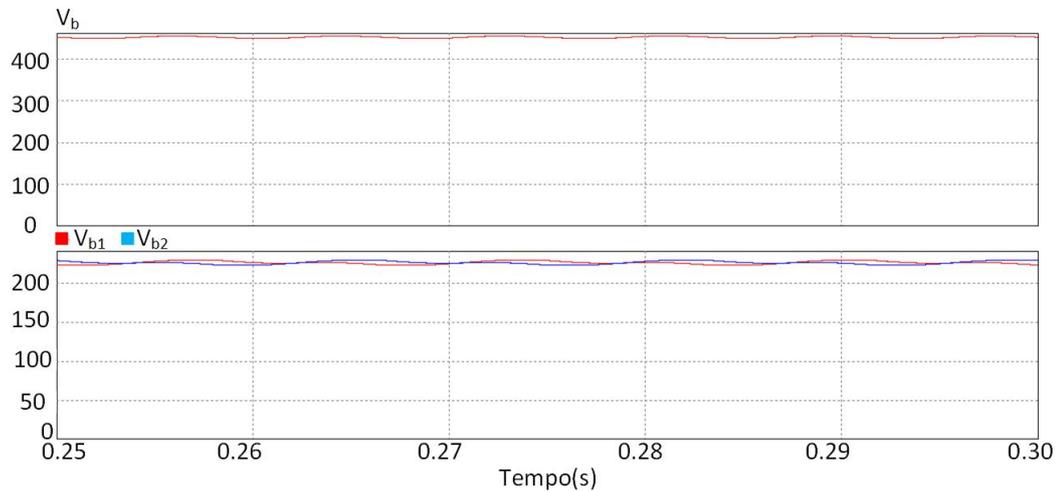


**Figura 29: Circuito simulado no Software PSIM**



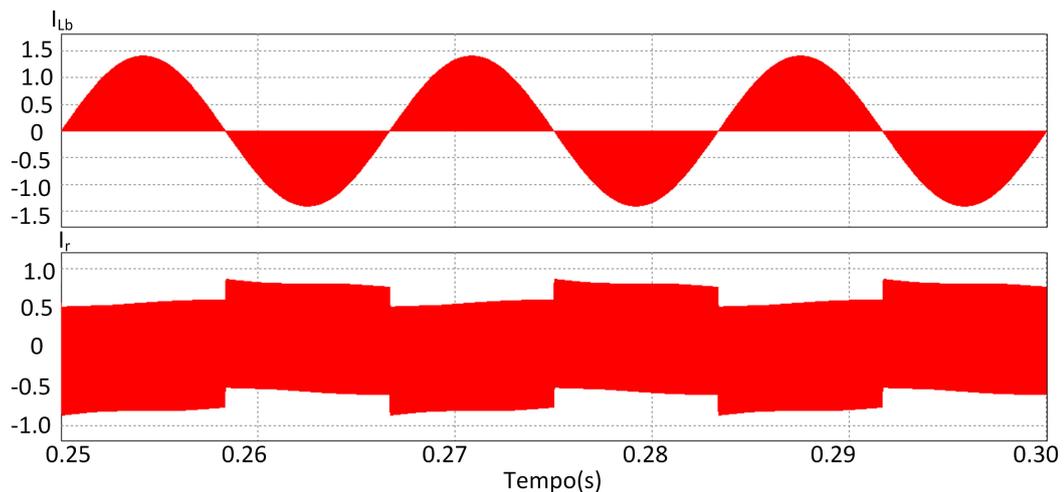
**Figura 30: Proporção da potencia de saída fornecida para ganhos estáticos diferentes**

de 451,8V. Pode ser visto que a tensão média de cada capacitor é igual, como comentado anteriormente, com um valor de 225,9V. Observa-se também o perfil de carga e descarga de cada capacitor.



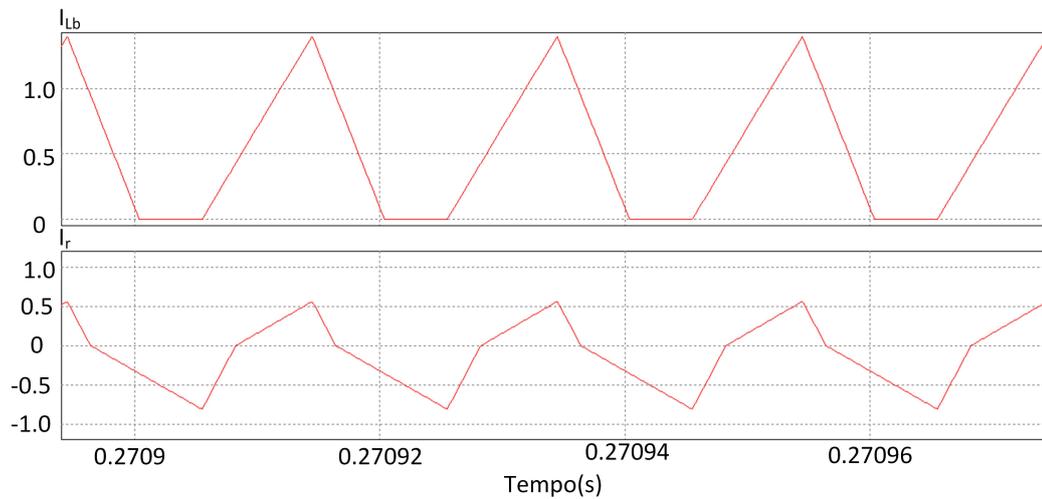
**Figura 31: Tensão de barramento e tensão nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$**

A forma da corrente nos indutores *boost* e não ressonante em baixa frequência pode ser observada na figura 32. A forma da corrente no indutor não ressonante comprova a existência do valor médio em alta frequência, e que para o próximo semi ciclo da rede, esse valor inverte-se, de modo que para um período de rede esse valor médio é zero.



**Figura 32: Corrente nos indutores *boost* e não ressonante em baixa frequência**

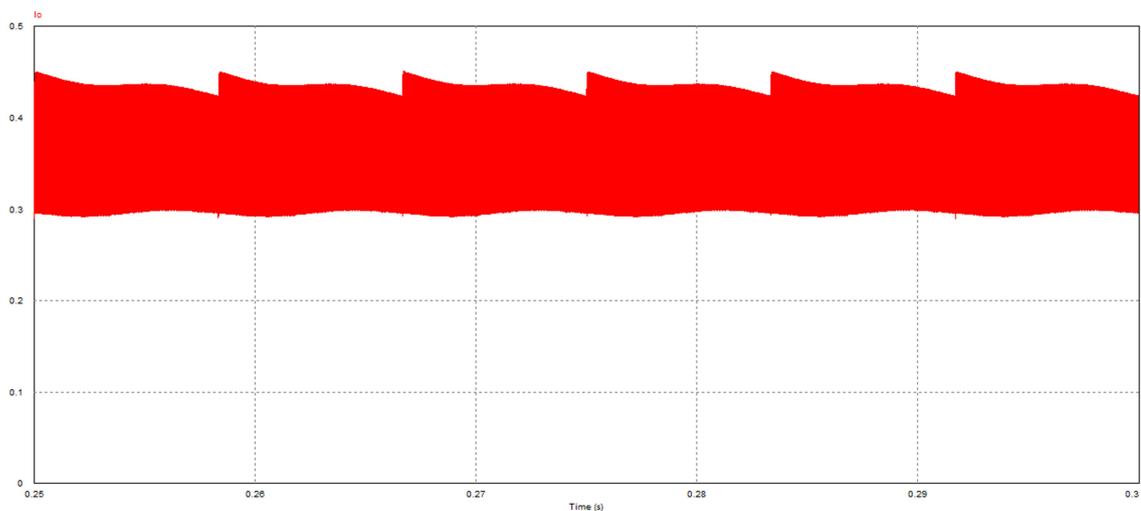
Em alta frequência, pode-se observar a forma das correntes nos indutores de entrada e saída na figura 33. A tensão de entrada está em seu valor máximo, e mesmo para o pior caso pode-se observar o modo de condução descontínuo no indutor *boost*, que sempre retorna a zero.



**Figura 33: Corrente nos indutores *boost* e não ressonante em alta frequência**

A corrente de saída pode ser observada na figura 34. O valor médio obtido é de 353,7mA. O *ripple* na forma da corrente de saída é uma consequência direta das oscilações das tensões dos capacitores (figura 31), que se propaga através de  $L_{nr}$  e é refletida na corrente de saída.

A elevada ondulação em alta frequência é consequência do dimensionamento do capacitor  $C_o$  de saída. Como comentado, os efeitos decorrentes do flicker em humanos está relacionado com as baixas frequências, até 1kHz, e a ondulação de baixa frequência está relacionada com os capacitores de barramento. Sendo assim, os capacitores de barramento foram projetados para operar em baixa frequência, e o capacitor  $C_o$  foi projetado para operar em 50kHz, visando redução de volume.



**Figura 34: Corrente de saída em baixa frequência**

Em regime de operação nominal, os erros para algumas variáveis do sistema podem ser vistos na tabela 5. O maior erro percentual encontrado foi a para a THD, e a explicação para isso é que no modelo matemático foi considerada somente a influência da primeira harmônica, mas na realidade todas as harmônicas consequentes interferem neste resultado. Independente disto, o resultado encontrado ainda é validado.

**Tabela 5: Erros percentuais para o conversor 1 em regime nominal de operação**

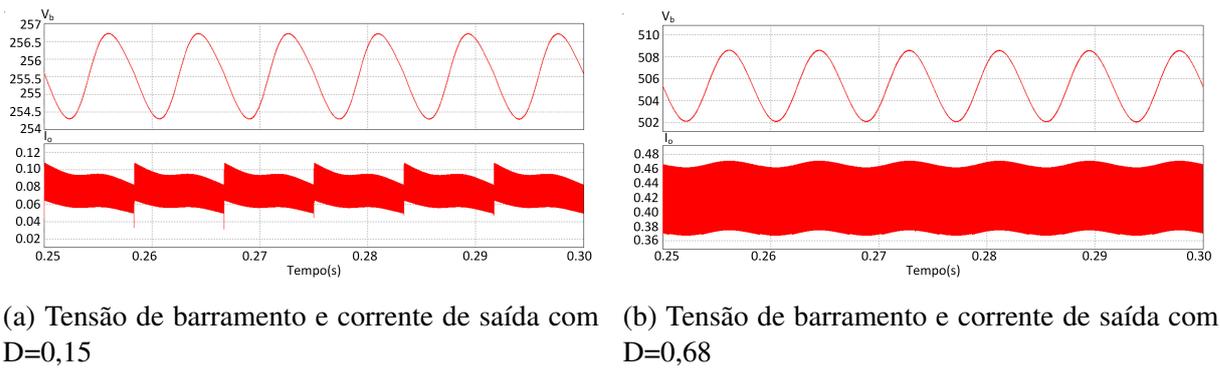
|         |                    | Calculado | Simulado | Erro(%) |
|---------|--------------------|-----------|----------|---------|
| Entrada | $i_p(A)$           | 1,35      | 1,39     | 2,96    |
|         | $\Delta t_1 \mu s$ | 9         | 9,01     | 0,11    |
|         | $\Delta t_2 \mu s$ | 5,97      | 5,94     | 0,50    |
|         | $\Delta t_3 \mu s$ | 5,02      | 5,04     | 0,39    |
|         | $i_{In}^{RMS}(mA)$ | 335       | 341      | 1,79    |
|         | $FP$               | 0,995     | 0,992    | 0,31    |
|         | $THD(\%)$          | 9,1445    | 9,93     | 8,58    |
| Saída   | $i_{r0}(A)$        | 0,802     | 0,8037   | 0,21    |
|         | $i_{r1}(A)$        | 0,5507    | 0,5593   | 1,56    |
|         | $\Delta t_1 \mu s$ | 2,74      | 2,76     | 0,72    |
|         | $\Delta t_2 \mu s$ | 6,26      | 6,22     | 0,63    |
|         | $\Delta t_3 \mu s$ | 1,88      | 1,98     | 5,31    |
|         | $\Delta t_4 \mu s$ | 9,12      | 9,02     | 1,09    |
|         | $I_{omed}(mA)$     | 350       | 353,7    | 1,05    |
|         | $i_{Lnr}^{MED}(A)$ | -0,12581  | -0,12580 | 0,00    |
|         | $V_b$              | 450       | 451,8    | 0,40    |

A tensão de barramento e corrente de saída do conversor 1 operando em tensão de entrada nominal e com comando de 0,15 pode ser visto na figura 35a. O valor médio calculado para a tensão de barramento e corrente de saída é 264,01V e 63,52mA. O valor encontrado na simulação é 255,66V e 70,24mA, erros percentuais de 3,16% e 10,24%.

A tensão de barramento e corrente de saída do conversor 1 operando em tensão nominal e com comando de 0,5 pode ser visto na figura 35b. O valor médio calculado para a tensão de barramento e corrente de saída é 505,21V e 410,72mA respectivamente. Os valores obtidos são 503,74V e 408,88mA, erros de 0,41% e 0,22% respectivamente.

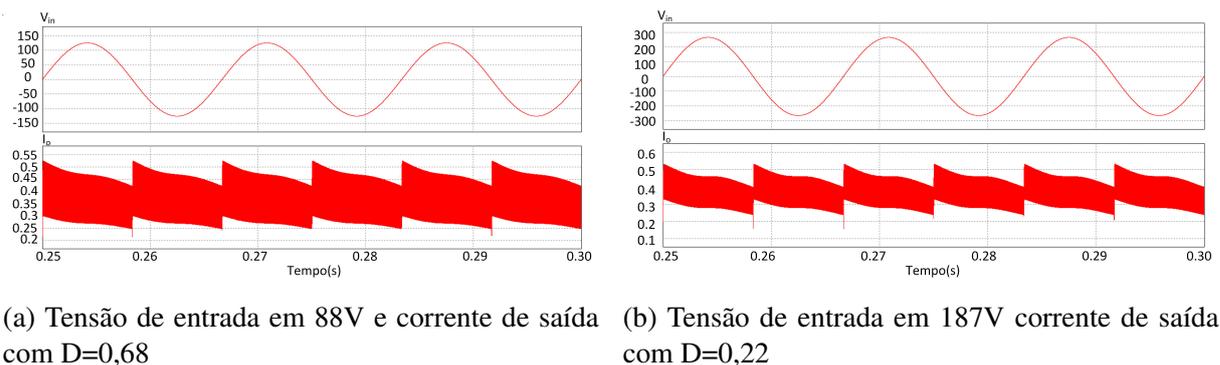
Os erros percentuais ficaram elevados com comando  $D=0,15$ , porque nos modelos matemáticos foi considerado a tensão de saída constante em 121V, mas como se está trabalhando com dimerização, a tensão de saída sofre uma pequena variação. Essa pequena variação, com as relações quadráticas e multiplicativas do modelo matemático aumentaram o erro consideravelmente.

Para potência de saída constante em 350mA, a tensão mínima de entrada é 88,44V (125,08V de pico) e a máxima é 187V, e tendo isso em vista se obtém a figura 36. Em 36a e 36b



**Figura 35: Capacidade de dimerização do conversor 1 com tensão de entrada nominal**

pode-se ver a capacidade do conversor em manter a potência de saída constante com variação na tensão de entrada. Em 36a, a corrente média simulada é 352,38mA e o erro percentual 0,68%. Em 36b, o valor obito é 349,89mA com um erro de 0,03%, com uma ondulação de corrente de 15,02%.

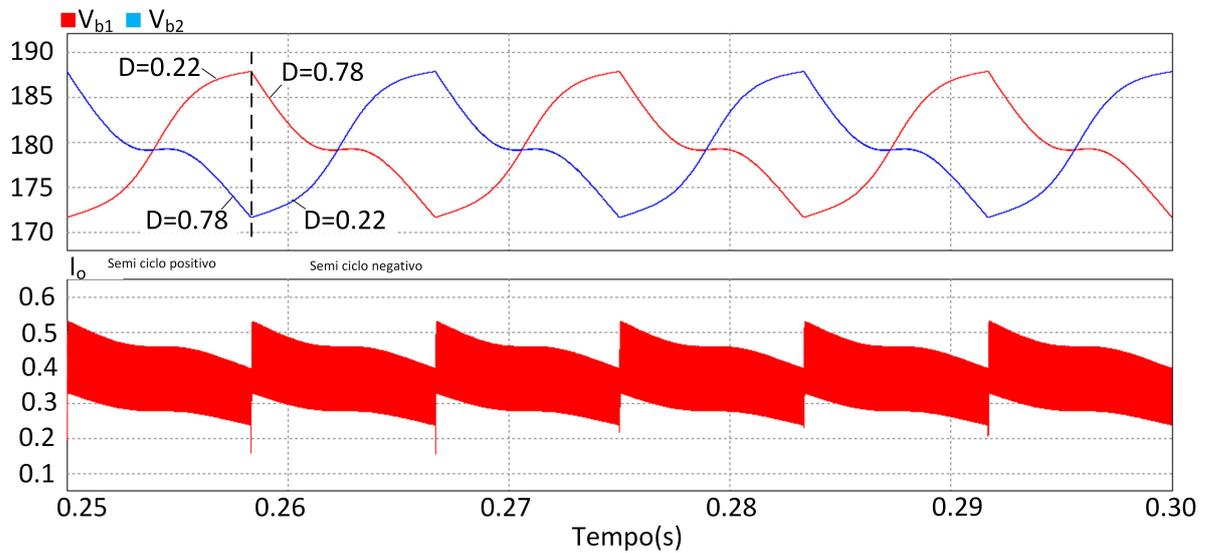


**Figura 36: Capacidade do conversor 1 de suportar variação na tensão de entrada com potência de saída nominal**

O pior caso para os capacitores de barramento são para quando o conversor estiver operando com potência constante, para uma tensão de entrada de 265,04V de pico. Para este caso, a razão cíclica é 0,22. Para dimensioná-los, foi definido um  $\Delta V_b = 17,93V$ , e como pode ser visto na figura 37, o valor obtido foi de  $\Delta V_b = 16,18V$ . O resultando tem um erro percentual de 9,76%.

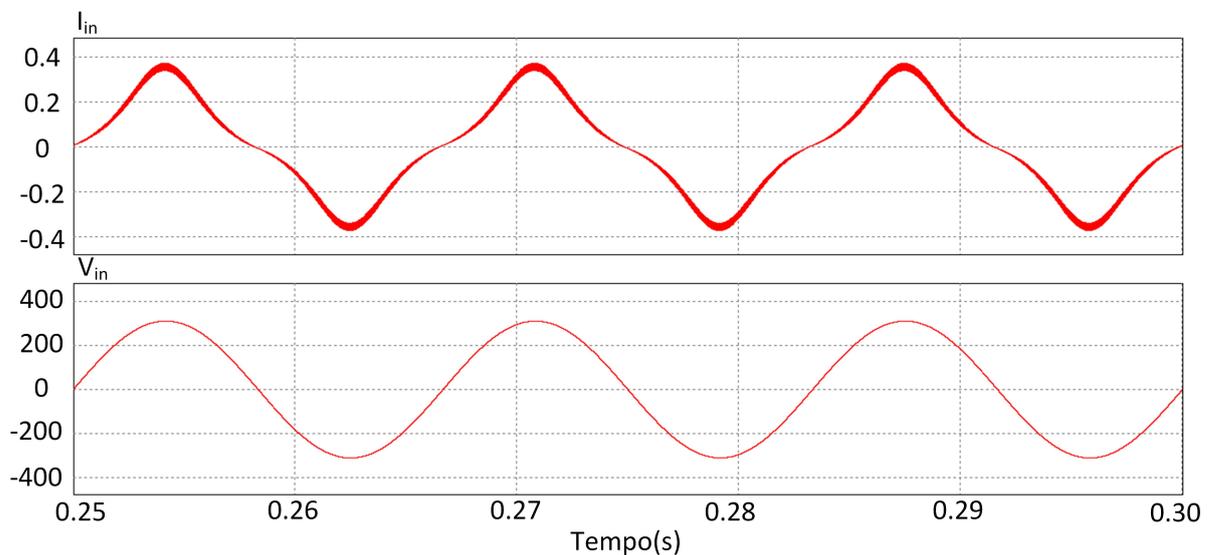
Também figura 37, pode-se ver o perfil de tensão nos capacitores de barramento e a corrente de saída. Os picos e vales na corrente de saída são devido a súbita mudança da tensão aplicada sobre  $L_{nr}$  e isso é refletido na corrente de saída. Como pode ser visto, o capacitor  $C_{b1}$  opera com um comando de 0,22, fornecendo neste semi ciclo menos potência à carga, e por sua vez a tensão dele se eleva. Logo após a mudança no semi ciclo, ocorre a inversão da razão cíclica. Esta mudança súbita, faz com que o capacitor  $C_{b1}$  além de ter a maior tensão, forneça mais energia a carga, fazendo com que a corrente de saída se eleve de maneira quase-instantânea.

O inverso acontece com o capacitor  $C_{b2}$



**Figura 37: Tensão nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  em baixa frequência para o conversor 1**

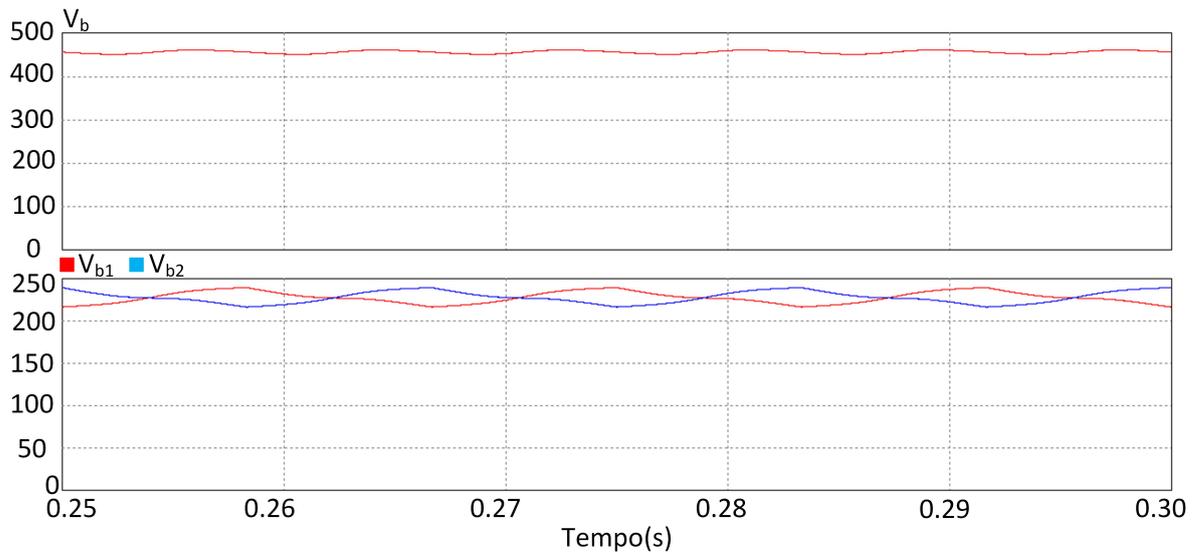
Para o conversor 2, operando com tensão de entrada nominal e corrente nominal de saída, a corrente e tensão de entrada pode ser conferida na figura 38. Obteve-se uma THD de 22,45% e um FP de 0,97.



**Figura 38: Tensão e corrente de entrada para o conversor 2 em regime nominal**

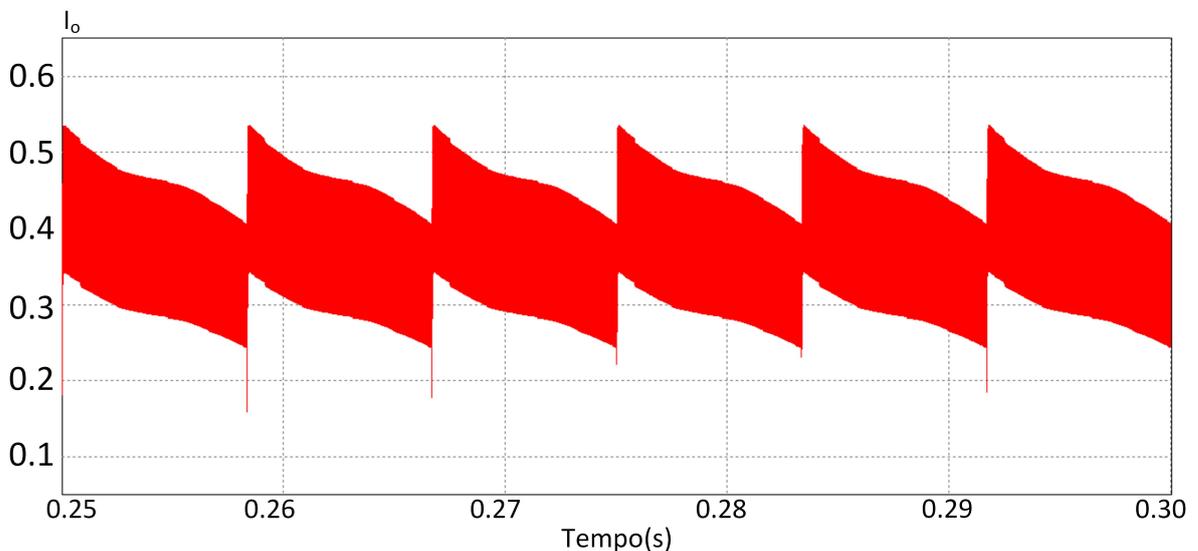
A tensão de barramento e a tensão nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  pode ser conferida na figura 39. O valor médio da tensão de barramento é 456,94V, sendo que cada capacitor possui um valor médio de 228,46V.

A corrente de saída pode ser conferida na figura 40. O valor médio obtido é 362,28mA.



**Figura 39: Tensão de barramento e tensão nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  para o conversor 2 em regime nominal**

Este é o ponto no qual o *ripple* de baixa frequência da corrente de saída está em seu valor máximo, e se obtém um resultado de 16,14%



**Figura 40: Tensão de barramento e tensão nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  para o conversor 2 em regime nominal**

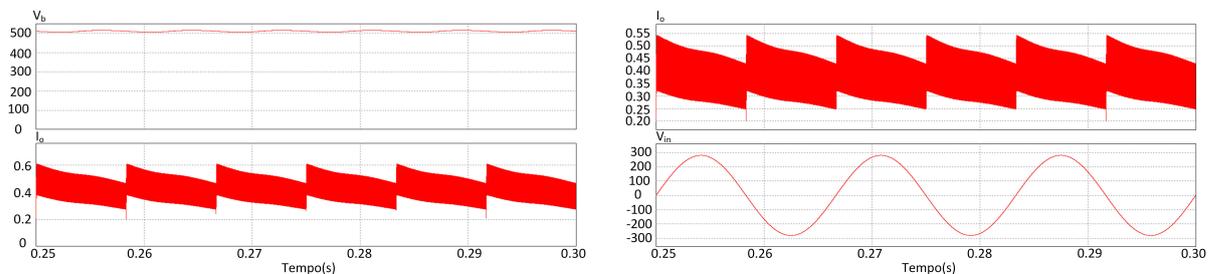
As formas de onda nos indutores de entrada, saída em baixa e alta frequência possuem as mesmas características que para o conversor. Por este motivo, e para ser mais breve, opta-se por omitir essas formas de onda sendo que elas já foram mostradas. Os erros percentuais podem ser conferidos na tabela 6

Como visto na figura 41a, com tensão de entrada constante e razão cíclica 0,3, obteve-

**Tabela 6: Erros percentuais para o conversor 2 em regime nominal de operação**

|         |                     | Calculado | Simulado | Erro(%) |
|---------|---------------------|-----------|----------|---------|
| Entrada | $i_p(mA)$           | 0,813     | 0,866    | 6,51    |
|         | $\Delta t_1 \mu s$  | 5,200     | 5,250    | 0,96    |
|         | $\Delta t_2 \mu s$  | 11,640    | 10,950   | 5,92    |
|         | $\Delta t_3 \mu s$  | 3,150     | 3,710    | 17,77   |
|         | $i_{In}^{RMS}$      | 197,650   | 206,150  | 4,30    |
|         | FP                  | 0,976     | 0,970    | 0,615   |
|         | THD                 | 22,28     | 22,500   | 0,942   |
| Saída   | $i_{r0}(mA)$        | -0,737    | -0,758   | 2,84    |
|         | $i_{r1}(mA)$        | 0,0419    | 0,041    | 1,38    |
|         | $\Delta t_1 \mu s$  | 4,370     | 4,410    | 0,91    |
|         | $\Delta t_2 \mu s$  | 0,826     | 0,769    | 6,90    |
|         | $\Delta t_3 \mu s$  | 0,248     | 0,249    | 0,40    |
|         | $\Delta t_4 \mu s$  | 14,550    | 14,470   | 0,55    |
|         | $I_{omed}(mA)$      | 350,000   | 362,28   | 3,69    |
|         | $i_{Lnr}^{MED}(mA)$ | -0,347    | -0,357   | 2,88    |

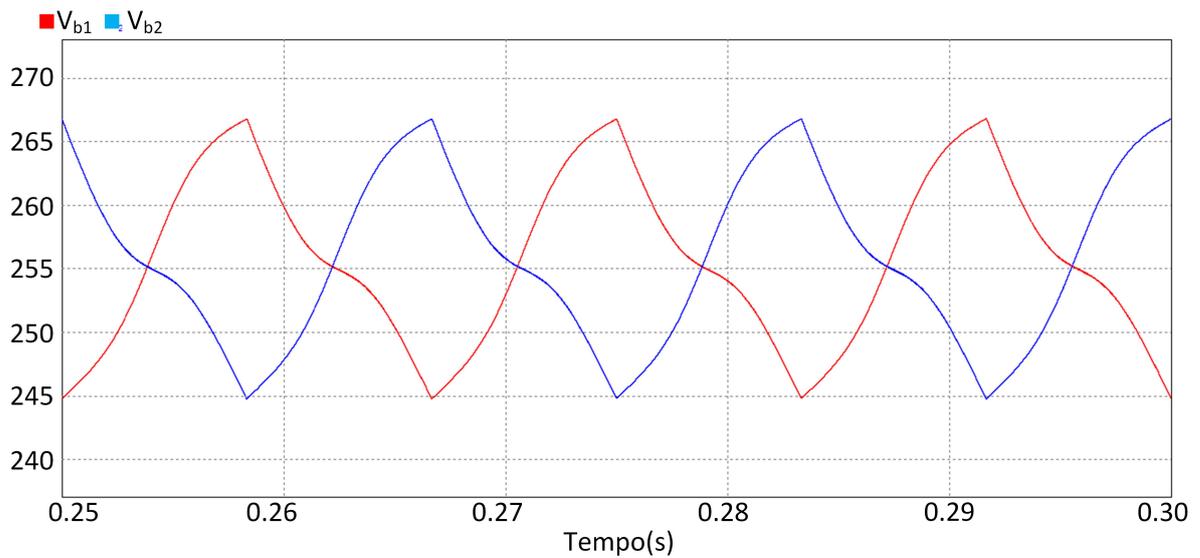
se uma potência máxima de 410,62mA e tensão de barramento de 512,57V. Erros percentuais de 2,01% e 3,38%, sendo que os valores calculados são 502,44V e 397,19mA. Na figura 41b, simula-se o conversor com tensão mínima para manter a potência de saída constante. Para a mínima tensão de entrada, 198,48V eficazes, o comando deve ser  $D=0,33$ , e a corrente obtida é 366,35mA, com um erro percentual de 4,67%.

(a) Tensão de barramento e corrente de saída com  $D=0,3$ (b) Tensão de barramento e corrente de saída com  $D=0,33$ 

### Figura 41: Capacidade de dimerização do conversor 1 com tensão de entrada nominal

Para o pior caso, os capacitores de barramento deverão processar uma potência de saída de 1,47 vezes a potência de saída, e isso acontece quando o conversor opera com potência de saída constante, comando de 0,33 e tensão de entrada em 198,48V eficazes. A tensão nos capacitores pode ser conferida na figura 41b, onde os capacitores possuem um valor médio de 255,7V. A ondulação é de 22,04V, e o erro percentual é 2,04%.

Neste capítulo foi feito o projeto para dois conversores que podem ser conectados à rede de distribuição de energia brasileira, mostrando todas as características de operação que



**Figura 42: Tensão nos capacitores  $C_{b1}$  e  $C_{b2}$  em baixa frequência para o conversor 1**

eles possuem, mostrando também os erros percentuais de cada reator.

O conversor 1 obteve melhores resultados por possuir um  $\bar{V}_b$  maior quando comparado ao segundo modelo. Mas em ambos os casos, o fator limitante da topologia é a tensão de barramento, que se fosse possível atingir níveis maiores, aumentaria a versatilidade do conjunto.

O conversor 2 se mostrou muito limitado pela tensão de barramento, e com essas especificações de projeto, o range de modulação assimétrico ficou bem pequeno. O aumento da tensão de barramento também é uma solução, mas os limites já citados no trabalho dificultam esse fator.

### 3 CONCLUSÃO

Luminárias LED vêm crescendo em popularidade ao redor do mundo, e com isso, inovações nos conjuntos vêm sendo propostas por desenvolvedores. Diodos emissores de luz estão cada mais aprimorados com uma capacidade de luminosidade maior com um encapsulamento menor. Ao mesmo tempo, os conversores estão cada vez com rendimentos maiores, mais robustos e compactos.

Hoje já uma grande variedade de topologias que vêm sendo estudadas, e o presente texto trouxe uma análise de um conversor *bridgeless boost* associado a um inversor em meia ponte não ressonante com comando assimétrico. Diferente do que se imaginava no início dos trabalhos com este conversor, ele não se mostrou capaz de ter uma entrada universal com dimerização completa. O principal fator que limitou a capacidade do conversor, é a tensão de barramento, a qual deve possuir um valor muito elevado para que o conversor seja capaz de trabalhar em diversas condições.

A tensão de barramento se mostrou o fator limitante para a topologia, tendo em vista que ele afeta o estágio PFC assim como o estágio de saída. Ficou evidente que é possível obter entrada universal com ela, porém o nível médio da tensão de barramento deverá ser elevado o suficiente, e neste caso, a tensão média deveria ser muito elevada, mais de 1000V. Porém, hoje em dia ainda os componentes que suportam esses níveis de tensão são muito caros e pouco difundidos no mercado.

Com uma tensão de barramento muito elevada, dependendo do arranjo de LEDs utilizado, o ganho estático de saída será muito pequeno, e deste modo um capacitor de barramento sempre precisará processar muito mais energia do que entregue a carga em meio ciclo da rede, e como consequência ele terá uma capacitância maior, aumentando volume do conversor.

Apesar deste fator limitante, ficou comprovado que é possível fazer com que a topologia suporte variações da tensão de entrada e ainda dimerizar e para o 127V eficazes de entrada, obteve-se resultados muito interessantes, tendo uma boa dimerização. E por estes motivos podemos concluir que este conversor é mais indicado quando a tensão de entrada é mais baixa, sendo que se pode trabalhar com níveis de tensão de barramento menores.

A análise matemática desenvolvida se mostra válida e bastante abrangente para diversas especificações de projeto. Uma abordagem futura deste modelo poderia fornecer a possibilidade de uma modalidade de modulação mista, utilizando frequência e comando assimétrico, juntando as vantagens de cada método, aumentando a viabilidade e versatilidade da topologia.

As constantes pesquisas em diodos emissores de luz e dos conversores para acioná-los faz com que novas idéias surjam para os problemas que a atualidade vêm sofrendo. O presente trabalho realizou o modelo matemático para somente uma topologia muito promissora dentre diversas outras que vêm sendo estudadas ao redor do mundo. Com o aumento do consumo de luminárias LEDs, o custo de produção irá cair e novos desafios irão surgir, e quem sabe, esta topologia com modulação assimétrica mostre todo o seu potencial.

## REFERÊNCIAS

- AFFAIRS, D. of M. **Abu Dhabi Sustainable Public Lighting Strategy: Policy & Implementation**. 2012.
- ALMEIDA, P. S. **Síntese de conversores ressonantes com alto fator de potência e alta eficiência para acionamento de diodos emissores de luz**. 2014.
- BRAÑAS C, a. a. **Solid-State Lighting, A system review**. 2013.
- CREDER, H. **Instalações Elétricas**. Brasil: LTC, 2016.
- ENERGY, U. D. of. **Energy Saving Forecast of Solid-State Lighting in General Illumination Applications**. [S.l.]: U.S. Department of Energy, 2016.
- HUBER, L.; JANG, Y.; JOVANOVIĆ, M. M. Performance evaluation of bridgeless pfc boost rectifiers. **Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1381–1390, 2008.
- IEC, I. E. C. **Limits for harmonic current emissions (equipment input current 16 A per phase)**. 2014.
- IEEE. **IEEE Recommended Practices for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers**. [S.l.]: IEEE, 2015.
- KRAMES, M. R. et al. Status and future of high-power light-emitting diodes for solid-state lighting. **Journal of Display Technology**, v. 3, n. 2, p. 160–175, 2007.
- LOMBARD, P. L.; ORTIZ, J.; POUT, C. A review on buildings energy consumption information. **Elsevier Energy and Buildings**, v. 40, p. 394–398, 2008.
- MALSCHITZKY, A. et al. Single-stage integrated bridgeless-boost non-resonant half-bridge converter for led driver applications. **Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 5, p. 3866–3878, 2018.
- MUKAE, M. S. H. The effect of color temperature of lighting sources on the autonomic nervous function. **Journal of Physiological Anthropology and Applied Human Science**, v. 11, n. 5, p. 533–538, 1992.
- SOCIOECONÔMICOS, D. I. de Estatística e E. **Comportamento das tarifas de energia elétrica no Brasil**. 2015. Disponível em: <<http://sourceforge.net/apps/mediawiki/abntex/index.php>>. Acesso em: 8 de novembro de 2009.
- WEI, H.; BATARSEH, I. Comparison of basic converter topologies for power factor correction. **IEEE**, 1998.
- YASUKOUCHI, A.; ISHIBASHI, K. Non-visual effects of the color temperature of fluorescent lamps on physiological aspects in humans. **Journal of Physiological Anthropology and Applied Human Science**, v. 24, n. 1, p. 41–43, 2005.