

FELIPE SIMÕES LOPES

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR ESTÁTICO PWM PARA O
ACIONAMENTO DE LED'S PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

Guaratinguetá
2015

FELIPE SIMÕES LOPES

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR ESTÁTICO PWM PARA O
ACIONAMENTO DE LED'S PARA ILUMINAÇÃO PÚBLICA**

Trabalho de Graduação apresentado à
Faculdade de Engenharia do *Campus* de
Guaratinguetá Universidade Estadual
Paulista, para a obtenção do título de
Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. MSc. Fernando R.
Filadelfo

**Guaratinguetá
2015**

L864d	Lopes, Felipe Simões Desenvolvimento de um conversor estático PWM para o acionamento de LED'S para iluminação publica. / Felipe Simões Lopes. - Guaratinguetá, 2015 100 f.: il. Bibliografia: f. 99-100 Trabalho de Graduação em Engenharia Eletrica – Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, 2015 Orientador: Prof. Dr. Fernando Ribeirto Filadelfo 1. Conversores de corrente elétrica 2. Iluminação externa 3. Eletrônica de potencia I. Título CDU 621.314.261
-------	---



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JULIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE GUARATINGUETÁ

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR ESTÁTICO
PWM PARA ACIONAMENTO DE LEDS PARA
ILUMINAÇÃO PÚBLICA

FELIPE SIMÕES LOPES

ESTE TRABALHO DE GRADUAÇÃO FOI JULGADO ADEQUADO COMO PARTE
DO REQUISITO PARA A OBTENÇÃO DO DIPLOMA DE "GRADUADO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA"

APROVADO EM SUA FORMA FINAL PELO CONSELHO DE CURSO DE
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Prof. Dr. LEORNARDO MESQUITA
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:

Prof. MSc. FERNANDO RIBEIRO FILADELFO
Orientador / UNESP – FEG

Prof. Dr. SAMUEL E. DE LUCENA
UNESP – FEG

Prof. Dr. FRANCISCO ANTONIO LOTUFO
UNESP – FEG

Fevereiro de 2015

LOPES, F. S. **Desenvolvimento de Conversor Estático PWM para o Acionamento de LED's para Iluminação Pública.** 2015. 100 f. Trabalho de Graduação (Graduação em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia do *Campus* de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2015.

RESUMO

Este trabalho trata do desenvolvimento de um circuito de alimentação chaveado baseado numa topologia *Buck* acoplada a um *Boost* com metodologia de controle *One-Cycle* para correção de fator de potência, projetando-se, assim, uma fonte de corrente contínua para um módulo de 50 LED's de potência que serão utilizados numa luminária para iluminação pública. São apresentados, a princípio, alguns aspectos sobre as tecnologias utilizadas em lâmpadas no Brasil e uma comparação com o LED Branco de alta potência, tecnologia esta que se apresenta como a mais promissora dentre as existentes no mercado. Em seguida é apresentado o desenvolvimento detalhado do conversor estático chaveado PWM, constituído de um retificador *Boost* com correção de fator de potência e metodologia de controle “*One-Cycle Control*” associado a um conversor *Buck* para controle de corrente fornecida aos LED's. Ao final são apresentados os resultados das simulações deste circuito através do software PSIM para verificar o comportamento do projeto.

PALAVRAS-CHAVE: Conversores estáticos chaveados controlados por PWM, iluminação pública, LEDs de potência.

LOPES, F. S. **Development of a Static PWM Converter for Public Lightning LED Luminaries.** 2015. 100 f. GraduationWork (Graduation in Electrical Engineering) – Engineering College of Guaratinguetá, São Paulo State University, Guaratinguetá, 2015.

ABSTRACT

This work deals with the development of a switched-mode power supply circuit based on a *Buck* topology converter with a *Boost Rectifier One-Cycle Control* with Power Factor Correction developing, thus, a source of direct current for a module of 50 power LEDs that will be used in a lamp for public street lightning. It is presented, at first, some aspects about the most common technologies used in lamps of public street lightning in Brazil and a comparison with the White LED high power, which is the one that presents itself as the most promising among the existing market. Then it is presented the detailed development of the static converter switched PWM, consisting of a *Boost* rectifier with power factor correction and methodology of control "*One-Cycle Control*" associated with a *Buck* converter controlled by a PI method that operates as a direct current source . At the end of the simulation results of the circuit through the PSIM software are presented to verify the design behavior.

KEYWORDS: PWM static switching power converters, public lighting, power LED's.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - (a) Polarização reversa. (b) Polarização direta com corrente de elétrons.....	14
Figura 2.2 -Emissão de fótons por elétrons. Adpatado de <i>Pearson Education Inc,2010</i>	15
Figura 2.3 - Estrutura didática de uma célula LED. Adaptado de <i>Radiant, 2010</i>	16
Figura 2.4 Espectro característico da luz solar. Adaptado de <i>The ONA Foundation</i>	17
Figura 2.5 -Espectro produzido por cada tipo de pastilha LED para formar o RGB. Adaptado de Toyoda Gosei Corp.,2000.....	18
Figura 2.6 - Comparação de espectros dos três tipos de branco mais comuns. Adaptado de CREE, 2011.....	19
Figura 2.7 -Comparação visual entre <i>Cool</i> e <i>Warm White</i> . Fonte: SAE Group Australia	19
Figura 2.8 - Linha LUXEON de células LED para iluminação de exteriores. Fonte: <i>Philips Luxeon, 2014</i>	20
Figura 2.9 - Datasheet com as característicasbásicas de um semiconductor LED LUXEON R para iluminação de exteriores. Fonte: <i>Philips, 2014</i>	20
Figura 2.10 - Curva característica de tensão e corrente direta de um LED de 1 W Philips LUXEON- R. Adaptado de Philips, 2014.	21
Figura 2.11 – (a) Perspectivas Futuras com relação à Eficiência Luminosa da Tecnologia LED. (b) Projeção da evolução na redução do custo de produção da tecnologia LED . Adaptado de <i>DOE, 2014</i>	22
Figura 2.12 – (a) Células LED com detalhe na Lente. (b) Célula LED LUXEON R para iluminação de exteriores. Fonte : Philips, 2014.	23
Figura 2.13 - Comparação entre LED e vapor de Sódio em alta pressão em uma mesma rua. Fonte : <i>Elke Grove Public Works, 2012</i>	24
Figura 2.14 - Comparação do IRC entre LED e Vapor de Sódio em <i>Los Angeles, Califórnia</i> . Retirado de <i>LA Bureau of Street Lightning, 2011</i>	24
Figura 2.15 - Comparação do custo de produção das tecnologias atuais para emissão de luz. Adaptado de <i>DOE, 2014</i>	25
Figura 2.16 - Comparativo de Eficiência Luminosa das Tecnologias mais utilizadas considerando os efeitos das Luminárias. Adaptado de <i>DOE, 2014</i>	25
Figura 2.17 - Luminária <i>Phosphor-Coated</i> LED atraindo insetos. Fonte : PAWSON, 2014.	26

Figura 2.18- Efeito da temperatura na luminosidade relativa da pastilha LED. Adpatado de <i>Phillips LUXEON Datasheet, 2014</i> .	28
Figura 3.1- Representatividade da iluminação pública no Brasil. Adaptado de ANEEL, 2013.	30
Figura 3.2- Tarifa Média por Classe de Consumo no Brasil. Adaptado de ANEEL, 2013.	30
Figura 3.3 Participação dos tipos de lâmpadas na iluminação pública brasileira. Fonte : Eletrobrás/Procel, 2008.	31
Figura 4.1 - Elementos básicos de um cotrole <i>One-Cycle</i> . Adaptado de <i>International Rectifier, Aplication Note 1077</i> .	32
Figura 4.2 - Amplificador de Erro padrão do IR1150. Fonte : <i>International Rectifier Aplication Note 1077</i> .	33
Figura 4.3- Integrador Resetável com amplificador operacional. Adaptado de SMEDLEY, CUK <i>Caltech, 1994</i> .	33
Figura 4.4 - Inclinação da rampa da integral de acordo com o sinal de entrada.	34
Figura 4.5- Estrutura básica do OCC.	34
Figura 4.6- Circuito implementado no PSIM baseado no controle <i>One-Cycle</i> .	35
Figura 4.7- Formas de onda da tensão de saída, Tensão de referência e tensão na saída do integrador.	36
Figura 4.8 – Formas de onda da Reação do OCC à uma mudança no sinal de entrada.	36
Figura 4.9- Formas de onda resultantes de uma ponte retificadora acoplada a um capacitor. Detalhe nos picos de corrente resultantes da carga do capacitor.	38
Figura 4.10 - Circuito <i>One-Cycle</i> Control PFC básico.	39
Figura 4.11 - Sinal de entrada da Tensão Retificada comparado à forma de onda da corrente no Indutor.	40
Figura 4.12 – Formas de onda da Corrente no Indutor IL , Tensão de Entrada V_{in} , e do sinal de controle de chaveamento V_Q na região de pico de tensão de entrada.	40
Figura 4.13 - Formas de onda da Corrente no Indutor IL , Tensão de Entrada V_{in} , e do sinal de controle de chaveamento V_Q na região de valor mínimo da tensão de entrada.	41
Figura 5.1 - Diagrama de Blocos do Circuito Proposto.	42
Figura 5.2 - Luminária Hermes. Adaptado de ILUMATIC, 2014.	43
Figura 5.3 - Tabela de dados da Luminária HERMES. Adaptado de ILUMATIC, 2014.	44
Figura 5.4 - Modelo do conversor <i>Buck</i> .	44
Figura 5.5 - Modelo do conversor <i>Buck</i> para cálculo de "caixa-preta".	45

Figura 5.6 - Variação da Tensão Direta de um LED de 1 W de potência de acordo com a radiação emitida à 350 mA. Adaptado de Philips LUXEON L, 2011.....	47
Figura 5.7 – Tensão direta máxima do LED LUXEON R à 700 mA. Adaptado de PHILIPS, 2014.	48
Figura 5.8 - Curva característica do capacitor de baixa resistência série equivalente. Fonte : VISHAY, 2014.	54
Figura 5.9 - Circuito esquemático do conversor <i>Buck</i> e sua malha de controle. Adaptado de FILADELFO , 2011.	55
Figura 5.10 - Conversor <i>Buck</i> com destaque nas correntes para a modelagem no domínio da frequência.	56
Figura 5.11 - Modelo estudado no Simulink para a determinação dos parâmetros do compensador PI.	60
Figura 5.12 - Exemplo da atuação do comparador em relação ao sinal emitido no <i>gate</i> do MOSFET.	60
Figura 5.13 - Conversor <i>Buck</i> com detalhe nas tensões e correntes de operação.	62
Figura 5.14 - Circuito Projetado no PSIM para o conversor <i>Buck</i>	63
Figura 5.15 - Retificador <i>Boost</i> OCC . Adaptado de FILADELFO, 2011.	71
Figura 5.16 - Circuito retificador <i>Boost</i> projetado no PSIM.....	78
Figura 6.1 - Circuito Final Proposto do Retificador <i>Boost</i> PFC com Conversor <i>Buck</i> projetado no PSIM.	80
Figura 6.2 - Formas de onda da Tensão de entrada retificada, Tensão de Saída do Retificador <i>Boost</i> e tensão de saída do Conversor <i>Buck</i>	81
Figura 6.3 - Formas de onda da ondulação presente na saída do conversor <i>Buck</i> e do retificador <i>Boost</i>	81
Figura 6.4 - Forma de onda da corrente e tensão de entrada do circuito projetado.....	82
Figura 6.5 - Forma de onda da Corrente de Saída do conversor <i>Buck</i>	83
Figura 6.6 - Forma de onda da Corrente drenada da Fonte em comparação com a forma de onda da Tensão na fonte ao elevar-se a indutância para 5 mH.....	84
Figura 6.7 - Forma de onda da Corrente drenada da Fonte em comparação com a forma de onda da Tensão na fonte ao elevar-se a indutância do Retificador <i>Boost</i> para 10 mH.	85
Figura 6.8 - Formas de onda da Tensão de Saída do conversor <i>Buck</i> em comparação com a forma de onda da corrente de saída na situação a qual utiliza-se um capacitor de 470 μ F.	86
Figura 6.9 - Atuação da Malha de Sobre-tensão no Conversor <i>Buck</i>	86

Figura 6.10 – Atuação da malha de controle de sobretensão do retificador <i>Boost</i>	87
Figura 6.11 - Formas de onda da Tensão de Feedback, Tensão na saída do Compensador PI e a Tensão de proteção à sobretensões.	88
Figura 6.12 - Formas de onda de chaveamento do circuito conversor com detalhe na atuação do chaveamento na corrente de saída do conversor <i>Buck</i>	88
Figura 6.13 - Formas de onda da Tensão de <i>Feedback</i> e da comparação entre a tensão do integrador <i>Vint</i> e a tensão proveniente da malha de corrente <i>Vd</i>	89
Figura 6.14 - Comparação entre as formas de onda da Tensão do Integrador <i>Vint</i> com a tensão da malha de controle de corrente <i>Vd</i> e a sua consequência na tensão do <i>Gate</i> do MosFet do Retificador <i>Boost</i> comparado ao clock aplicado no <i>Flip-Flop</i>	89
Figura 6.15 - Formas de onda da Corrente no Indutor e da Corrente de Saída do Conversor <i>Buck</i>	90
Figura 6.16 - Formas de onda da ondulação presente na Corrente do Indutor e na saída do Conversor <i>Buck</i>	90
Figura 6.17 - Forma de onda da Corrente no Indutor e na saída do Retificador <i>Boost</i> no início da simulação.	91
Figura 6.18 - Detalhe da forma de onda da Corrente de saída do Retificador <i>Boost</i> após a estabilização.....	91
Figura 6.19 - Forma de onda da corrente no Indutor após a estabilização.	92
Figura 6.20 - Formas de onda da Tensão e Corrente de entrada do circuito retificador <i>Boost</i>	92
Figura 6.21 - Formas de onda da Tensão e Corrente de entrada ajustadas para melhor visualização da fase coincidente dos sinais.	93
Figura 6.22 - Formas de onda da Tensão e Corrente de Saída do Conversor <i>Buck</i> inicial.	94
Figura 6.23 - Formas de onda da Tensão e Corrente de Saída do Retificador <i>Boost</i>	95
Figura 6.24 - Tensão e Corrente de Entrada do Circuito Retificador <i>Boost</i> inicial.....	95
Figura 6.25 - Espectro de Harmônicos presentes na corrente de entrada do retificador <i>Boost</i> otimizado.	96
Figura 6.26 - Espectro de Harmônicos presentes na corrente de entrada do retificador <i>Boost</i> não-otimizado.	97

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
2	TECNOLOGIA LED	14
2.1	Fundamentação básica.....	14
2.2	Estrutura básica de uma célula LED.....	15
2.3	Obtenção da cor Branca para LED's.....	16
2.4	Qualidades do LED para ser considerado na Iluminação Pública.....	19
2.5	Perspectivas do LED.....	20
2.6	Comparação LED com tecnologias de iluminação mais utilizadas.....	22
2.7	Limitações da tecnologia.....	26
3	ILUMINAÇÃO PÚBLICA NO BRASIL.....	29
3.1	Objetivo da Iluminação Pública.....	29
3.2	Representatividade da Iluminação Pública no setor Energético Brasileiro.....	29
3.3	PNEf e Tipos de Lâmpadas de Iluminação Pública no Brasil.....	30
4	ONE CYCLE CONTROL.....	32
4.1	Teoria básica.....	32
4.2	Componentes básicos.....	32
4.3	Operação básica.....	34
4.4	Correção do Fator de Potência Utilizando OCC.....	37
5	PROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO	42
5.1	Requisitos do Circuito.....	42
5.2	ANTEPROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO.....	42
5.3	PROJETO DO <i>BUCK</i>	44
5.3.1	Cálculos de Caixa Preta	44
5.3.2	Seleção do Transistor de chaveamento e do Diodo	50
5.3.3	Filtro de Saída	51

5.3.4	CIRCUITO INTEGRADO DE CONTROLE	55
5.3.5	Driver de sinal para o GATE.....	62
5.3.6	Circuito Projetado para o conversor <i>Buck</i>	63
5.4	PROJETO DO RETIFICADOR <i>BOOST</i>	64
5.4.1	Dados de caixa preta.....	64
5.4.2	Seleção do Transistor de Chaveamento e do Diodo	66
5.4.3	Ponte Retificadora	66
5.4.4	Cálculo da frequência de chaveamento e duty-cycle.....	67
5.4.5	Filtro de Saída do Conversor <i>Boost</i>	68
5.5	PROJETO DA MALHA DE CONTROLE <i>ONE-CYCLE</i> DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	70
5.5.1	Divisor de Tensão de Saída	71
5.5.2	Malha de Proteção de Sobretensão	72
5.5.3	Loop de Corrente e Proteção à sobrecorrente.....	73
5.5.3.1	Design da Resistência do Sensor de Corrente R_s	73
5.5.3.2	Amplificador de Erro	75
5.5.4	Circuito Retificador <i>Boost</i>	77
6	RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	79
6.1	Simulação Computacional do Circuito Proposto.....	79
6.2	Alterações realizadas no circuito proposto.....	79
6.3	Resultados em Condições Nominais.....	81
6.4	Otimização do circuito.....	83
6.5	Proteção de Sobretensão.....	86
6.6	Análise da malha de controle do Conversor <i>Buck</i>	87
6.7	Análise da malha de controle do <i>Boost</i>	89
6.8	Corrente No Indutor e Corrente de saída do Conversor <i>Buck</i> após otimização....	90
6.9	Corrente no Indutor e na Saída do Retificador <i>Boost</i> após otimização.....	91

6.10	Efficiencia Elétrica e Fator de Potência.....	92
6.11	Distorção Harmônica.....	96
7	CONCLUSÃO.....	98
	REFERÊNCIAS	99

1 INTRODUÇÃO

A tecnologia LED é a tecnologia de emissão de luz mais promissora do mercado. A característica primária que diferencia o LED de outras tecnologias é o fato de que o emissor de luz se mantém no estado sólido durante a emissão, enquanto tecnologias de lâmpadas fluorescentes e vapor de sódio mantêm-se no estado gasoso. Existe uma grande perspectiva de que a tecnologia de estado sólido domine o mercado em breve, causando assim, um grande impacto mundial na utilização da energia elétrica para iluminação.

Com o fluxo de idéias voltados para a eficiência energética, dentre as novas tecnologias de mercado, o LED se apresenta como a tecnologia mais promissora para a utilização sustentável da energia elétrica graças a suas qualidades de alta eficiência elétrica, possibilidade de dimerização e eficiência luminosa superior às demais. O impacto causado pela utilização em larga escala, justifica o foco em iluminação pública e de exteriores, as quais possuem uma parcela significativa do mercado de iluminação.

Para que a tecnologia LED opere de maneira satisfatória, é necessário que o circuito *driver* também possua alta eficiência elétrica, gerando a maior economia de energia possível evitando-se que harmônicos sejam transmitidos à rede poluindo o sistema de transmissão. Com isso em mente, a tecnologia de conversores estáticos é a mais utilizada no mercado de fontes, graças a sua robustez e capacidade de controle exato, justificando o interesse em desenvolver melhores conversores estáticos para alcançar maiores eficiências.

A partir dos fatores explicitados, houve a motivação do desenvolvimento de um conversor estático focado na alimentação de LED's com alta eficiência energética, alto fator de potência, confiabilidade e baixa geração de harmônicos.

O capítulo 2 deste trabalho faz uma apresentação sobre a tecnologia LED, explicitando seus aspectos estruturais, fundamentação teórica básica da tecnologia, espectros de luz emitida, as vantagens da tecnologia LED em relação às demais, as perspectivas futuras e as limitações atuais do LED.

O capítulo 3 apresenta o LED no cenário da iluminação pública brasileira, indicando dados de representatividade, gastos anuais do Brasil com iluminação pública e projetos que estão sendo implantados no setor pelo governo federal como, por exemplo, o Plano Nacional de Eficiência Energética.

O capítulo 4 baseia-se nos princípios básicos utilizados na metodologia de controle de um ciclo (*One-Cycle*), demonstrando graficamente a atuação da malha de controle prevista

para a metodologia. É importante a apresentação do OCC pois essa metodologia de controle é o cerne da correção do fator de potência utilizado no circuito *driver* proposto.

No capítulo 5 é realizado o cálculo dos elementos utilizados no Retificador *Boost* e no Conversor *Buck*, tanto na malha de potência como na malha de controle do circuito.

O capítulo 6 apresenta os resultados do trabalho, explicitando-os graficamente através de simulações computacionais no *software* PSIM. É realizado, também, o cálculo aproximado da eficiência energética, fator de potência e distorção harmônica gerada pelo circuito.

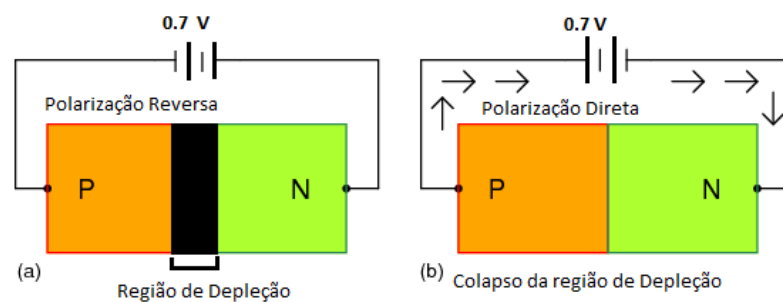
O capítulo 7 é apresentada a conclusão do trabalho com a realização das considerações finais a respeito do circuito proposto e seus resultados.

2 TECNOLOGIA LED

2.1 FUNDAMENTAÇÃO BÁSICA

O LED é, basicamente, um diodo que emite luz quando corrente de elétrons é estabelecida na pastilha semicondutora. De modo simplificado, tem-se o material semicondutor tipo N separado do material semicondutor tipo P através de uma região denominada de Zona de Depleção. Quando aplica-se uma tensão mínima determinada à cada tipo de diodo, em polarização direta, a zona de depleção é rompida, permitindo a passagem de elétrons e o estabelecimento de uma corrente. Quando a tensão é reversamente aplicada, a zona de depleção aumenta evitando-se, assim, o estabelecimento de corrente de elétrons. De modo simplificado têm-se a Figura 2.1 a seguir:

Figura 2.1 - (a) Polarização reversa. (b) Polarização direta com corrente de elétrons



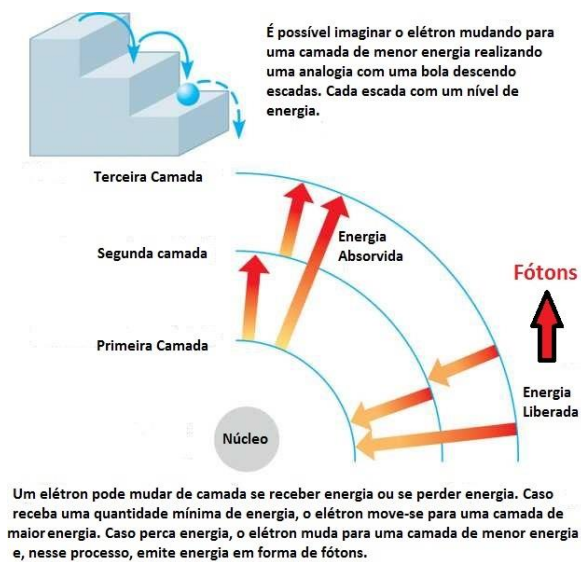
Visto o modo de estabelecimento de corrente no diodo, é necessário agora entender o efeito da emissão de fótons gerada pelo estabelecimento de corrente no semicondutor. A emissão de fótons se dá quando elétrons provenientes da camada dopada N atravessam para o lado com Lacunas da camada P num processo denominado Recombinação.

Os elétrons de um átomo se distribuem em camadas sendo que, cada camada possui um nível de energia determinado. Desse modo, para um elétron mudar de camada, é necessário adquirir ou liberar energia como demonstra a Figura 2.2.

Realizando-se agora um paralelo com a tecnologia básica de semicondutores à base de Silício ou Germânio, a região dopada N pode ser representada como ligações com excesso de elétrons. De modo prático podemos imaginar átomos de Silício tetravalentes com impurezas inseridas do tipo Pentavalentes. O resultado dessa ligação é um elétron “sobrando” na ligação, esse elétron irá, então, deslocar-se pelo material do tipo N no sentido do material do tipo P

que, nesse momento, está com déficit de elétrons.

Figura 2.2 -Emissão de fótons por elétrons..



A região tipo P pode ser vista como uma analogia à região do tipo N, porém, com uma impureza trivalente, a qual em conjunto com o silício tetravalente ainda não forma uma ligação estável pois necessita de um elétron para completar oito em sua camada de valência.

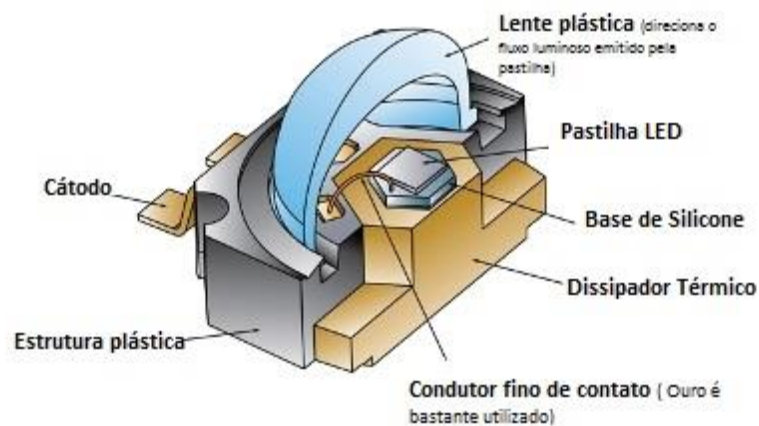
O caminho então percorrido pelo elétron livre no material N é direcionado ao terminal positivo da fonte, no processo, o elétron passa pelo material P. Como o material dopado P necessita de elétrons, ocorre então uma recombinação de elétron e lacuna. Essa recombinação obriga o elétron a reduzir seu nível de energia para tornar-se um elétron de valência, desse modo, libera-se então energia em forma de fótons, que em grande quantidade fornece a luz vista pelo observador humano. O elétron continua seu movimento até o terminal positivo do condutor, deixando o cristal semiconductor e, assim, liberando uma nova lacuna no material P. O ciclo é fechado quando o terminal negativo da fonte fornece ao cristal semiconductor um suprimento contínuo de elétrons.

2.2 ESTRUTURA BASICA DE UMA CÉLULA LED

Além da pastilha semicondutora, existem elementos estruturais básicos comuns à maioria das células como, por exemplo, a lente, o dissipador térmico, os contatos e a estrutura física da célula, como apresentados na Figura 2.3.

- A lente é diretamente responsável pelo direcionamento do fluxo luminoso, caso a lente se torne opaca devido ao uso ou acúmulo de resíduos sólidos na sua superfície, o fluxo luminoso é reduzido significativamente, tornando a relação fluxo luminoso versus potência consumida economicamente inviável.
- O dissipador térmico é responsável por controlar a temperatura da pastilha ao retirar o calor emitido por efeito *Joule* pela passagem de corrente no semicondutor . É conhecido que a junção semicondutora da pastilha é sensível à aquecimento excessivo, reduzindo assim sua vida útil e fluxo luminoso.
- A estrutura física da célula oferece resistência mecânica para a proteção dos equipamentos internos da célula.

• **Figura 2.3-** Estrutura didática de uma célula LED.



Adaptado de Radiant, 2010.

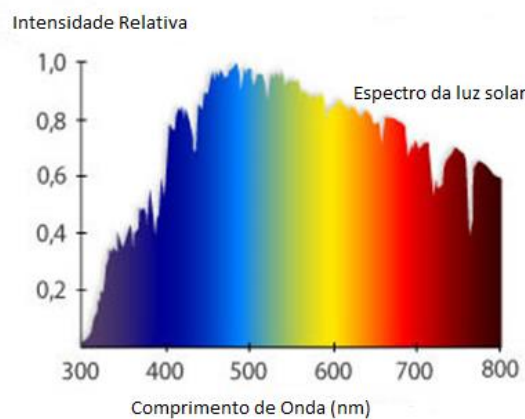
2.3 OBTENÇÃO DA COR BRANCA PARA LED'S

Atualmente, para se chegar à luz branca são necessárias algumas técnicas de reprodução de um espectro luminoso que se assemelhe ao espectro da luz branca à vista humana. Para isso, utilizam-se técnicas como a combinação de cores como, por exemplo, o prêmio Nobel de Física de 2014 que premiou três cientistas japoneses (Isamu Akasaki, Hiroshi Amano, e Shuji Nakamura) pela descoberta, em 1990, de como produzir o espectro de luz Azul através de pastilhas semicondutoras(LED's), visto que a luz vermelha, amarela, laranja e verde já

havam sido descobertas no início dos anos 80 porém, sem o azul, não era possível combinar as cores primais para produzir o branco.

É necessário, neste ponto, observar o espectro de luz proveniente do sol, apresentado na Figura 2.4, e com isso entender como é possível simular o efeito da luz branca, não necessariamente utilizando 100% da faixa do espectro da luz solar. Isso é possível devido ao aparelho visual humano não ser um equipamento perfeito para a leitura do espectro luminoso, portanto, é possível utilizar apenas faixas específicas do espectro para simular uma luz branca aos olhos de um observador humano.

Figura 2.4 Espectro característico da luz solar.

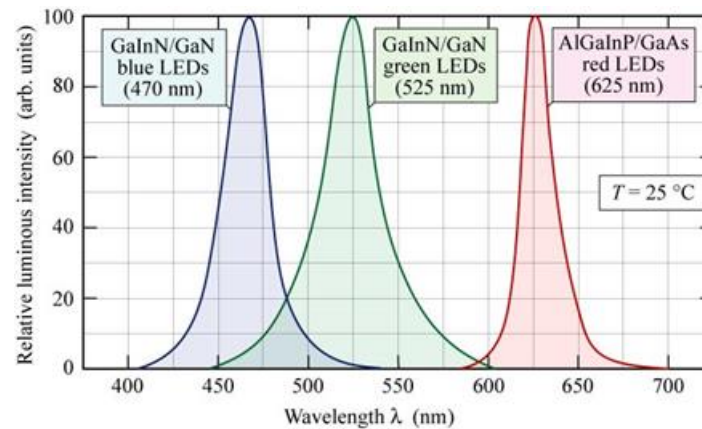


Adaptado de *The ONA Foundation*

Atualmente, os três métodos mais utilizados para a produção de LED's que emitem luz branca são apresentados a seguir (ZISSIS; CASTANO, 2008):

- **CM-LED** ou **Color-mixed** LED: Após a descoberta do LED Azul, foi possível combinar o espectro de cores do verde e vermelho para produzir um espectro de luz que simula o espectro da cor branca, no famoso sistema de cores RGB (*Red*, *Green* e *Blue*). Utilizando-se de três fontes de luz do tipo LED, uma vermelha, outra verde e a última azul é possível combinar o espectro de cores em um feixe de luz que ao observador humano se assemelha à luz branca, como o apresentado na Figura 2.5. Atualmente este tipo de combinação é utilizada em painéis de *outdoors* e monitores LED, como por exemplo em televisores devido à ampla faixa de cores que podem ser reproduzidas pelas células LED RGB;

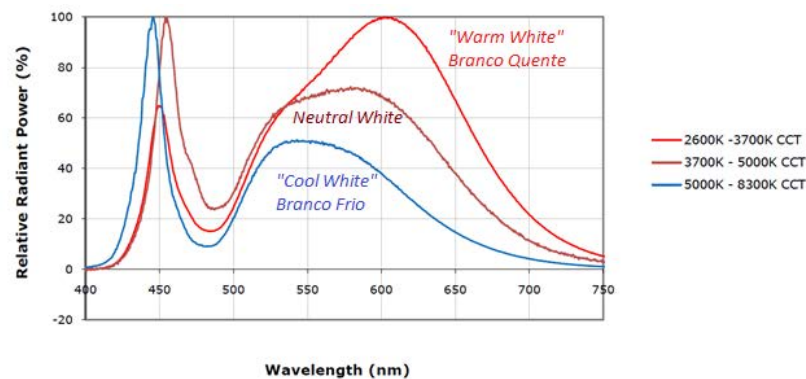
Figura 2.5-Espectro produzido por cada tipo de pastilha LED para formar o RGB.



Adaptado de Toyoda Gosei Corp., 2000.

- **PC-LED** ou **Phosphor-coated** LED: utilizado em aplicações de iluminação simples e que não requer a utilização de outras pastilhas para a combinação de cores e sim, um filtro. De maneira simplificada, utiliza-se um LED Azul de alto brilho com uma cobertura de um material adequado (luminóforo) para emissão de espectro de luz predominantemente amarelo. Utilizam-se materiais como o *Cério* (Ce_{58}) que possui a característica de absorver o espectro de luz azul e emitir o espectro amarelo, predominantemente, assim parte da luz azul será absorvida e re-emitida em espectro amarelo combinando-se com o espectro remanescente azul tem-se um espectro que aos olhos de um observador humano se assemelha ao branco. Essa luz branca pode ser modificada com adição de mais filtro e, em consequencia, mais amarelo para formar o “Branco Quente” (“*Warm White*”) ou, reduzindo-se a camada de filtro aumentando assim a porção azul, o “Branco Frio” (“*Cool White*”). A Figura 2.6 demonstra a diferença de espectro dos tipos de branco apresentados;

Figura 2.6- Comparação de espectros dos três tipos de branco mais comuns.



Adaptado de CREE, 2011.

A comparação visual entre *Cool*, *Neutral* e *Warm White* é apresentada na Figura 2.7.

Figura 2.7- Comparação visual entre *Cool* e *Warm White*.



Fonte: SAE Group Australia

O terceiro método consiste em utilizar um LED que emite radiação com comprimento de onda curto, na região do ultravioleta ou próximo do violeta, recoberto com um ou mais fósforos que ao absorver a radiação UV emitem luz branca com alto IRC, princípio semelhante ao utilizado nas lâmpadas fluorescentes;

2.4 QUALIDADES DO LED PARA SER CONSIDERADO NA ILUMINAÇÃO PÚBLICA

O interesse para iluminação pública se dá pelo fato da tecnologia LED apresentar diversas qualidades encontradas, apenas, isoladamente nas tecnologias mais utilizadas. São elas:

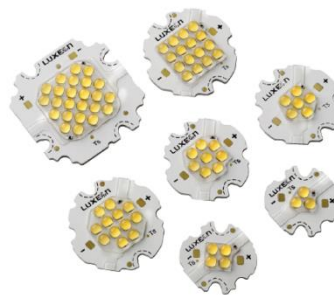
- Alta Eficiência Elétrica (Fator de potência acima de 90%);
- Vida útil maior que as outras tecnologias, o que implica em menos manutenção

(segundo dados de fabricantes, até 50.000 horas em condições controladas);

- Alto IRC (índice de reprodução de cor);
- Ascendimento e Reascendimento praticamente instantâneos;
- Não emite radiação Ultravioleta;
- Não apresenta mercúrio em sua composição;
- Alta resistência à impactos e vibrações (IP65 e IP66);
- Conversores eletrônicos mais simples para a alimentação do que reatores e ignitores para outras tecnologias;
- Alta eficiência Luminosa (entre 100 até 140 lm/Watt em operação normal);
- Controle de luminosidade simples (dimerização), permite o controle do fluxo luminoso e a economia de energia, além da possibilidade de controle por interface digital.

Fabricantes de luminárias voltadas para iluminação de exteriores já apresentam novas topologias de células com mais de uma pastilha para aumentar o fluxo luminoso por área instalada. São exemplos a linha *LUXEON* da *Philips* na Figura 2.8.

Figura 2.8- Linha LUXEON de células LED para iluminação de exteriores.



Fonte: *Philips Luxeon*, 2014.

2.5 PERSPECTIVAS DO LED

Como já afirmadas, o fluxo luminoso de um LED 1W de alta luminosidade no mercado varia de 100 até 140 lúmens em operação normal, a Figura 2.9 e 2.10 apresenta dados do fabricante de pastilhas LED *Philips LumiLEDs*.

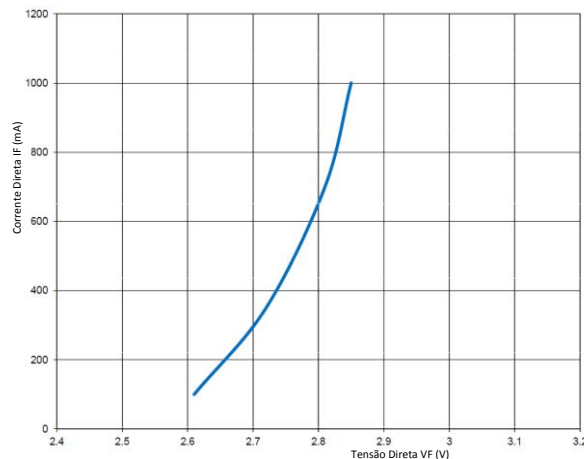
Figura 2.9- Datasheet com as características básicas de um semiconductor LED LUXEON R para iluminação de exteriores.

Características Típicas da Junção semicondutora à 85°C - Philips LUXEON R													
Modelo	Temperatura de Cor	CRI @ 700 mA		Fluxo Luminoso Min (lm)	Fluxo Luminoso (lm)			Tensão Direta da junção			Eficiência Típica		
		Min	Nom	700 mA	350 mA	700 mA	1000 mA	350 mA	700 mA	1000 mA	350 mA	700 mA	1000 mA
LXA7-PW30	3000K	70	75	160	100	180	245	2.72	2.81	2.85	105	92	86
LXA7-PW40	4000K	70	75	200	119	215	292	2.72	2.81	2.85	125	109	103
LXA7-PW50	5000K	70	75	200	122	220	299	2.72	2.81	2.85	128	112	105
LXA7-PW57	5700K	70	75	200	122	220	299	2.72	2.81	2.85	128	112	105
LXA7-PW65	6500K	70	75	200	122	220	299	2.72	2.81	2.85	128	112	105

Fonte: Philips, 2014

Os dados apresentados pelo fabricante *Philips* apresentam uma eficiência luminosa de 105 à 128 lúmens por Watt (dados nominais), fato que apresenta uma tendência concordante ao *Multi-year Program Plan* realizado pelo *US Department of Energy* (DOE) atualizada em 2014. Tal pesquisa divulgou dados sobre aspectos atuais e perspectivas futuras da tecnologia LED e OLED (*Organic Light Emitting Diode*) os quais são pertinentes ao assunto.

Figura 2.10- Curva característica de tensão e corrente direta de um LED de 1 W Philips LUXEON- R.



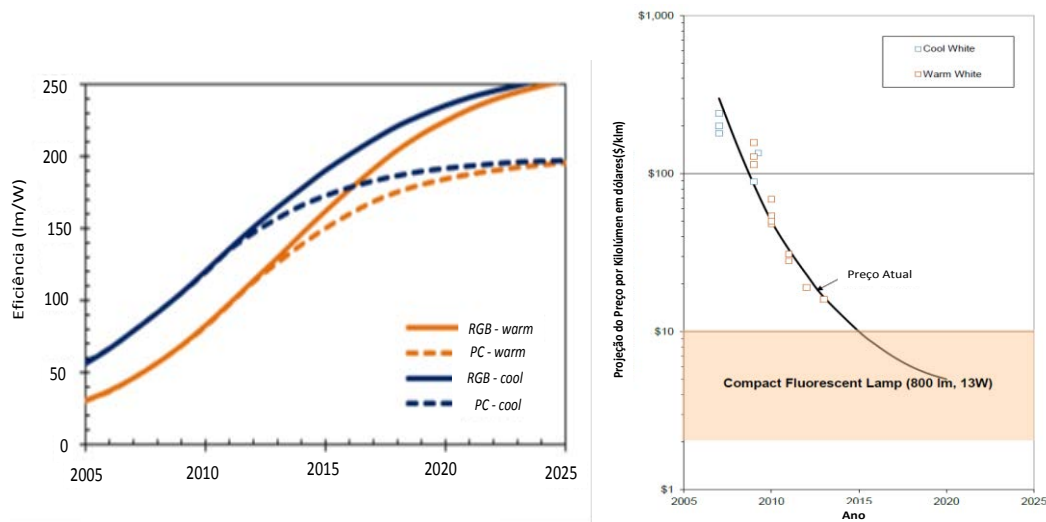
Adaptado de Philips, 2014.

Segundo o *DOE* as duas principais tecnologias de emissão de luz branca através de LED's, a emissão em mistura de cores RGB chamado de *Color-mixed* ou *CM-LED* e, a emissão a partir de um LED Azul com uma camada de um material fósfolúminescente que emite espectro amarelo chamado de *Phosphor-Coated* ou *PC-LED* , possuem perspectivas diferentes para o futuro. Enquanto a tecnologia *Color-mixed* ou RGB possui projeções acima de 200 lm/Watt, a tecnologia de *phospor-coated* não possui grandes perspectivas pois, segundo o DOE, algumas ineficiências na conversão de luminosidade gerado pela camada fósfolúminescente projetam uma eficiência menor à longo prazo na comparação ao sistema *Color-mixed*. A adaptação da perspectiva futura realizada pelo DOE é apresentada na Figura 2.11 (a) .

Há, porém, uma desvantagem no custo a curto prazo da tecnologia LED em relação às outras tecnologias. Estudos realizados pelo DOE indicam a tendência de maiores reduções do

custo de fabricação dos LED's, como mostra a Figura 2.11 (b) abaixo, adaptada do relatório apresentado pelo DOE.

Figura 2.11 – (a) Perspectivas Futuras com relação à Eficiência Luminosa da Tecnologia LED. (b) Projeção da evolução na redução do custo de produção da tecnologia LED .



Adaptado de DOE, 2014.

2.6 COMPARAÇÃO LED COM TECNOLOGIAS DE ILUMINAÇÃO MAIS UTILIZADAS.

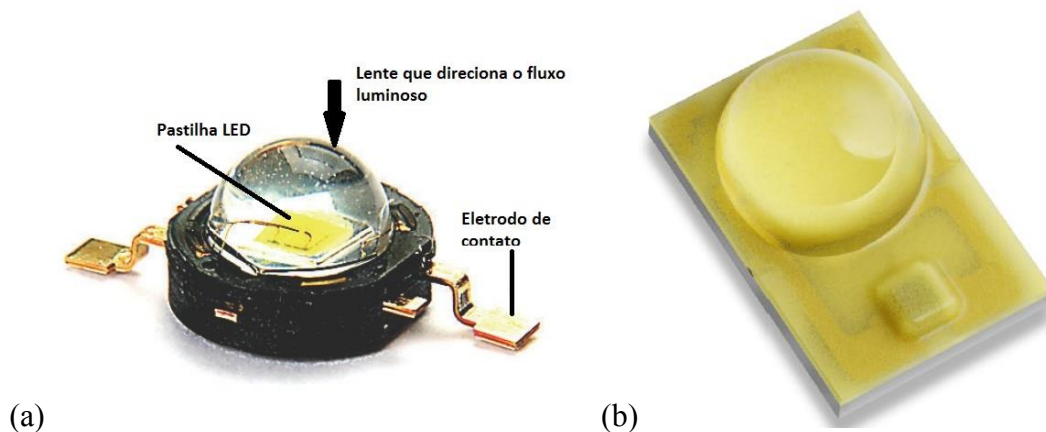
Atualmente, a tecnologia de lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão, atinge uma eficiência luminosa da ordem de até 150 lúmens / Watt nas lâmpadas de maior potência. Se compararmos as mais novas tecnologias LED, como visto anteriormente, existem novas células que chegam a produzir, em operação normal, um valor entre 100 e 140 lúmens por Watt em dados fornecidos pelos fabricantes (*datasheet*), indicando grande proximidade na eficiência comparativa entre as duas tecnologias.

Existem, também, outros fatores a serem considerados para se realizar uma comparação completa das tecnologias como, por exemplo, o tipo de circuito de conversão necessário para a operação da lâmpada, o tipo e custo de luminária reflexiva para aumentar a eficiência luminosa e reduzir a emissão em ângulos desejados, a presença de materiais tóxicos como o mercúrio, índice de reprodução de cor, capacidade de dimerização, resistência mecânica, eficiência elétrica, custos entre outros aspectos.

Com relação ao fluxo luminoso, pode-se comparar a lente do LED com uma luminária de uma lâmpada de sódio de alta pressão. A função da lente é a mesma da luminária, porém, atua em cada célula LED individualmente enquanto a luminária atua na lâmpada como um

todo. Como o custo de uma luminária para lâmpadas de sódio de alta pressão é muito superior ao da lâmpada em si, pois é agregado à luminária resistência mecânica adicional para compensar a baixa resistência da lâmpada, torna-se vantajoso a utilização de LED's cuja lente proporciona melhor custo benefício.

Figura 2.12 – (a) Células LED com detalhe na Lente. (b) Célula LED LUXEON R para iluminação de exteriores.



Fonte : Philips, 2014.

Observa-se que a posição da pastilha na estrutura permite apenas a emissão de luz em uma direção e, a lente postada logo acima da pastilha LED não permite que a luz gerada pelo dispositivo seja projetada em um ângulo maior que 180° , ou seja, não há perda de iluminação na direção oposta a qual deseja-se iluminar. Outro adendo que se dá pela lente é, segundo a maioria dos fabricantes, o ângulo de projeção é, efetivamente, 120° até 140° devido à projeção direcionada da pastilha e da reflexão e refração dos feixes de luz que se dão próximos à base da célula. Portanto temos um feixe de luz direcionado em cada célula, dispensando a existência de uma luminária reflexiva para aumentar a eficiência luminosa do LED.

Pesquisas realizadas em 2006 por *Seul Semiconductor* indicaram que a luminária LED possui uma eficiência no direcionamento do fluxo luminoso na faixa de 80 a 95%, enquanto as lâmpadas fluorescentes compactas, tubulares, incandescentes, e de vapor de sódio em alta pressão possuem até 60% de eficiência no direcionamento do fluxo luminoso considerando suas respectivas luminárias. Isso se deve pela presença da lente plástica sobre a pastilha e devido à aspectos construtivos da célula LED os quais permitem a emissão apenas na direção e sentido desejado.

Com relação ao índice de reprodução de cor existem diversos estudos que apontam as

diferenças perceptíveis entre as duas tecnologias. O LED fornece uma visão mais exuberante das cores, o que pode ser contado como uma qualidade superior em relação ao vapor de sódio, tendo perspectivas de atrair maior atividade à vida noturna das cidades ao proporcionar uma visão mais agradável e atraente ao observador, como o apresentado na Figura 2.13 e na Figura 2.14.

Figura 2.13- Comparação entre LED e vapor de Sódio em alta pressão em uma mesma rua.



Fonte : Elke Grove Public Works, 2012

Figura 2.14- Comparação do IRC entre LED e Vapor de Sódio em Los Angeles, Califórnia



. Fonte: LA Bureau of Street Lightning, 2011.

Com relação ao custo da Tecnologia, pode-se ressaltar pesquisa divulgada em Abril de 2014 pelo *US Department of Energy* (DOE), destaca-se o custo atual das tecnologias disponíveis para iluminação. Observa-se grande evolução na redução de custos da produção de LED por Klm (Kilo-lúmen) produzido. No entanto, ainda existe uma considerável diferença entre os custos da tecnologia LED e, por exemplo, a tecnologia de lâmpadas fluorescentes e vapor de sódio. A Figura 2.15 foi adaptada da pesquisa realizada pelo DOE.

Figura 2.15 - Comparação do custo de produção das tecnologias atuais para emissão de luz.

Tipo de Fonte Luminosa	Preço por Kíló-lúmen em dólares (\$)
Halógena (A19 43W; 750 lúmens)	\$ 2,50
Compacta Fluorescente (13W; 800 lm)	\$ 2,00
Compacta Fluorescente (13W; 800 lm; dimerizável)	\$ 10,00
Fluorescente Tubular com reator (F32 T8)	\$ 4,00
LED (A19 12W; 800 lm; dimerizável)	\$ 16,00
Compacta Fluorescente de embutir (13W T4; 500 lm)	\$ 10,00
LED de embutir (11.5W T4; 625 lm)	\$ 43,00
OLED (Led Orgânico) Paineis	\$ 500,00
OLED (Led Orgânico) Luminária	\$ 1400,00

Adaptado de DOE, 2014.

Ainda segundo o relatório do DOE, foi realizada uma pesquisa comparativa entre as diversas tecnologias e formatos de luminárias para se estabelecer valores comparativos de Eficiência Luminosa. Os dados divulgados pelo DOE são apresentados na Figura 2.16.

Portanto podemos observar que a tecnologia LED possui algumas vantagens em relação às outras tecnologias como , por exemplo, maior duração, qualidade de reprodução de cor superior, eficiência luminosa em proximidade às tecnologias mais utilizadas, grandes perspectivas de avanços futuros no quesito redução de custo e aumento da eficiência luminosa e elétrica, entre outros. Algumas vantagens adicionais que não foram citadas se destacam: a simplicidade do circuito *driver* em comparação à reatores de descarga, eficiência na conversão da energia elétrica em comparação à reatores de descarga (*drivers* para luminárias LED chegam à faixa de 80 à 90% de eficiência elétrica enquanto reatores de descarga possuem baixa eficiência elétrica), capacidade de dimerização para economia de energia e a possibilidade de controle digital a célula ou luminária.

Figura 2.16 - Comparativo de Eficiência Luminosa das Tecnologias mais utilizadas considerando os efeitos das Luminárias.

Tipo de Produto	Eficiência Luminosa (lm/W)	Temperatura da Cor (K)	Tempo de Vida Estimado (horas)
LED A19 Lâmpada (<i>warm-white</i>)	94	2700	30,000
LED PAR38 Lâmpada (<i>warm-white</i>)	78	3000	50,000
LED 6" para Embutir (<i>warm-white</i>)	87	3500	60,000
LED Troffer 2'x 4' - luminária (<i>warm-white</i>)	131	3000	75,000
LED Luminária alta e baixa (<i>warm-white</i>)	119	3500	75,000
OLED (<i>Organic Light Emission Diode</i>)	52	3500	15,000
HID - Lâmpadas de Descarga (alta potência)	115	3100	15,000
Fluorescente Tubular	108	4100	25,000
HID - Lâmpadas de Descarga (baixa potência)	104	3000	15,000
Flourescentes Compactas	73	2700	12,000
Halógenas	20	2750	8,400
Incandescentes	15	2760	1,000

Adaptado de DOE, 2014.

2.7 LIMITAÇÕES DA TECNOLOGIA

- **Materiais Tóxicos**

Com relação à presença de materiais tóxicos, apesar da ausência de mercúrio, em pesquisa realizada por OGUNSEITAN divulgada no final de 2010 na revista *Environmental Science and Technology*, foram descobertas a presença de Chumbo, Arsênio e outras substâncias tóxicas em sua composição em níveis considerados significativos. O Arsênio e o Chumbo são substâncias cancerígenas, assim como também neurotoxinas mortais à espécie humana em dadas concentrações.

- **Atração de Insetos**

Com relação à atração de insetos, em pesquisa divulgada em Outubro de 2014 pelo centro de pesquisas da Nova Zelândia, *SCION*, o entomologista Stephen Pawson alerta que, para LED's que utilizam camada fósfoluminescente para a produção de luz branca, a grande emissão de espectro Azul ainda atrai uma grande diversidade de insetos. Em estudo realizado por PAWSON, lâmpadas PC-LED (*phosphor-coated*) foram testadas em conjunto com lâmpadas de sódio de alta pressão, ao colocar uma camada de material pegajoso na frente das lâmpadas para posterior contagem de insetos. Resultados mostraram que a lâmpada PC-LED atrai em média 48% mais insetos que as lâmpadas de vapor de sódio em alta pressão.

Figura 2.17 - Luminária *Phosphor-Coated* LED atraindo insetos



. Fonte : PAWSON, 2014.

- **Diferenças de luminosidade entre pastilhas**

Na fabricação das pastilhas LED, existem grandes diferenças entre pastilhas produzidas na indústria, por vezes até mesmo pastilhas de mesmo lote apresentam diferenças notáveis ao olho humano. Essas diferenças são resultados de deficiências na tecnologia de fabricação atual. Atualmente, existem quatro grandes fabricantes de pastilhas (*chips*) de LEDs de potência e alto brilho e que dominam quase todo o mercado: Nichia, Cree, Osram e Philips LumiLEDs. Há também um grande número de fabricantes (muitos na China) que compram os *chips* produzidos pelas quatro grandes empresas e trabalham produzindo o encapsulamento e conjunto óptico dos LEDs (CONNER, 2010).

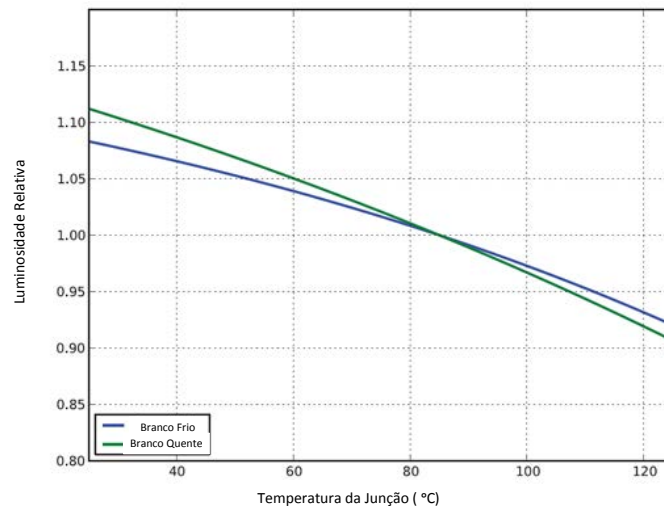
- **Necessário dissipador térmico eficiente**

O LED, sendo uma tecnologia de emissão de luz em estado sólido possui o problema do efeito Joule, quando um condutor possui corrente elétrica atravessando sua secção transversal, o choque de elétrons em átomos agita as moléculas do condutor, produzindo calor. Outro importante fator que produz calor é o próprio processo de recombinação, o qual no campo ideal apenas emite fótons porém na prática calor também é gerado. A temperatura da pastilha, então, acaba por elevar-se a tal ponto no qual ocorre a necessidade de um dissipador térmico de qualidade para evitar danos ao componente.

- **Redução de Fluxo Luminoso com aumento excessivo de Temperatura**

Problema decorrente do aquecimento da pastilha provém da redução do fluxo luminoso com o aumento da temperatura da junção, o processo de recombinação que ocorre na pastilha torna-se menos eficiente em altas temperaturas. Segundo dados de fabricantes como a *Philips* tem-se o gráfico a seguir que representa a queda do fluxo luminoso normalizado em relação à temperatura da junção.

Figura 2.18- Efeito da temperatura na luminosidade relativa da pastilha LED.



Adaptado de Phillips LUXEON Datasheet, 2014.

- **Perdas de correntes do *Driver*** : assim como os reatores em lâmpadas de alta descarga, o LED também necessita de um circuito adicional para condicionar a corrente à pastilha, há também a existência de um circuito de controle para aplicações mais complexas como dimerização e controle do fator de potência. Atualmente, segundo dados do DOE 2014, os *drivers* encontrados no mercado estão na faixa de eficiência de 85% na utilização da energia elétrica.
- **Depreciação Luminosa com o tempo**: enquanto lâmpadas fluorescentes possuem a capacidade de emitir cerca de 95% do fluxo luminoso perto do ponto final de sua durabilidade, a tecnologia LED atinge apenas 70% do fluxo inicial ao final do seu período de vida.
- **Dados fornecidos pelos fabricantes** : é necessário frisar sobre a obtenção dos dados apresentados pelos fabricantes, os quais oferecem valores obtidos com situações controladas (laboratórios e centros de pesquisa) , chips e pastilhas selecionadas e uso de técnicas diferentes de aquisição por Fotometria relativa ou absoluta as quais podem apresentar resultados diferentes para uma mesma pastilha. Por exemplo a durabilidade indicada pelo fabricante, normalmente de 50.000 horas pode ser reduzida em condições reais devido à inúmeros fatores não considerados em laboratório. O mesmo vale para eficiência luminosa e elétrica.

3 ILUMINAÇÃO PÚBLICA NO BRASIL

3.1 OBJETIVO DA ILUMINAÇÃO PÚBLICA

A iluminação pública é um serviço público que tem por objetivo promover a claridade de logradouros públicos, de forma periódica, contínua ou eventual segundo o Inciso XXXVI do Art 2º da Resolução Normativa da ANEEL 414/2010 (ANEEL, 2010).

Trata-se de um serviço essencial à qualidade de vida noturna da população que reside nos centros urbanos, visando possibilitar às pessoas o desfrute dos espaços e vias públicas com segurança e tranquilidade.

As principais vantagens de possuir um sistema de iluminação pública de qualidade são : a inibição de crimes, a prática de atividades saudáveis nas áreas do esporte, lazer e cultura nos espaços públicos o que afasta jovens do crime e qualifica sua presença nas ruas, a redução de acidentes de trânsito com pedestres e veículos, atração de turistas ao realçar e valorizar monumentos e sítios históricos tornando a cidade mais atraente.

3.2 REPRESENTATIVIDADE DA ILUMINAÇÃO PÚBLICA NO SETOR ENERGÉTICO BRASILEIRO

Segundo dados do Anuário Estatístico da Energia Elétrica elaborado pela ANEEL em 2013, o setor de iluminação pública no país gasta cerca de 12.916 GWh por ano como mostra a Figura 3.1. Ainda segundo o mesmo anuário, consta o preço médio dessa energia utilizada na iluminação pública, o que apresentará o giro econômico anual desse setor, vide a Figura 3.2.

Figura 3.1- Representatividade da iluminação pública no Brasil.**Consumo por Classe - (GWh)**

	2008	2009	2010	2011	2012	$\Delta\%$ (2012/11)	Part. % (2012)
Brasil	388.472	384.306	415.683	433.034	448.117	3,5	100,0
Residencial	94.746	100.776	107.215	111.971	117.646	5,1	26,3
Industrial	175.834	161.799	179.478	183.576	183.475	-0,1	40,9
Comercial	61.813	65.255	69.170	73.482	79.238	7,8	17,7
Rural	17.941	17.304	18.906	21.027	22.952	9,2	5,1
Poder público	11.585	12.176	12.817	13.222	14.077	6,5	3,1
Iluminação pública	11.429	11.782	12.051	12.478	12.916	3,5	2,9
Serviço público	12.853	12.898	13.589	13.983	14.525	3,9	3,2
Próprio	2.270	2.319	2.456	3.295	3.288	-0,2	0,7

Adaptado de ANEEL, 2013.

Figura 3.2- Tarifa Média por Classe de Consumo no Brasil.**Tarifa Média por classe (R\$/MWh)**

	2008	2009	2010	2011	2012	$\Delta\%$ (2012/11)	$\Delta\%$ médio (2012/08)
Residencial	282,02	293,48	300,14	324,07	333,47	2,9	4,3
Industrial	216,41	230,31	236,58	218,11	262,32	20,3	4,9
Comercial	273,26	281,96	286,97	286,40	309,80	8,2	3,2
Rural	178,95	189,48	198,22	202,29	220,25	8,9	5,3
Poder Público	296,09	308,11	311,51	315,16	336,51	6,8	3,3
Iluminação Pública	158,66	163,66	166,79	172,24	182,53	6,0	3,6
Serviço Público	195,07	204,58	207,13	194,94	221,52	13,6	3,2
Consumo Próprio	276,33	296,14	305,04	306,09	323,87	5,8	4,0

Adaptado de ANEEL, 2013.

Realizando-se um cálculo simples, tem-se que no ano de 2012 o consumo de energia gasto pelo setor de iluminação pública no Brasil foi de, aproximadamente, 2 Bilhões 357 Milhões e 600 Mil Reais.

3.3 PNEF E TIPOS DE LAMPADAS DE ILUMINAÇÃO PÚBLICA NO BRASIL

Os dados oficiais de 2008 levantados pela ELETROBRÁS sobre a diversificação do tipo de lâmpadas utilizadas na iluminação pública são apresentados na Figura 3.3.

Figura 3.3 Participação dos tipos de lâmpadas na iluminação pública brasileira.**Participação das Lâmpadas na IP**

	QUANTIDADE	PARTICIPAÇÃO
Vapor de Sódio	9.294.611	62,9%
Vapor de mercúrio	4.703.012	31,8%
Multi-vapor metálico	108.173	0,7%
Incandescentes	210.417	1,4%
Mistas	328.427	2,2%
Fluorescentes	119.535	0,8%
Outras	5.134	0,03%
TOTAL	14.769.309	-----

Fonte : Eletrobrás/Procel, 2008.

Pode-se observar que o LED não possui representatividade nesse cenário, isso se dá pois o LED é uma tecnologia que apenas recentemente adquiriu a maturidade tecnológica para se tornar o mais eficiente equipamento de iluminação do mercado e, também, este último levantamento do Procel já está 7 anos defasado. Atualmente é possível que o LED já apareça com uma pequena porcentagem.

Segundo o Plano Nacional de Eficiência Energética (PNEf), ficou estabelecido a meta de trocar todos os pontos de iluminação pública por lâmpadas de Vapor de Sódio com fluxo luminoso igual ou superior ao existente, fato tal que segundo dados do PROCEL,2008 acarretariam numa economia de aproximadamente 10% do consumo da iluminação pública.

Ainda no mesmo PNEf, existe uma outra via que planeja o estudo promoção de estudos de viabilidade de criação da Indústria Nacional de Light Emitting Diodes (LEDs), de alta potência para aplicação na iluminação pública (PNEf) para tentar reduzir os custos atuais da tecnologia. Porém os custos para implantação da tecnologia LED são considerados altos. Haja vista que 80% dos municípios brasileiros estão em dívida com as distribuidoras, este fato pode dificultar o levantamento de recursos para a implantação de projetos de eficiência energética na iluminação pública (GESEL,2011).

4 ONE CYCLE CONTROL

4.1 TEORIA BÁSICA

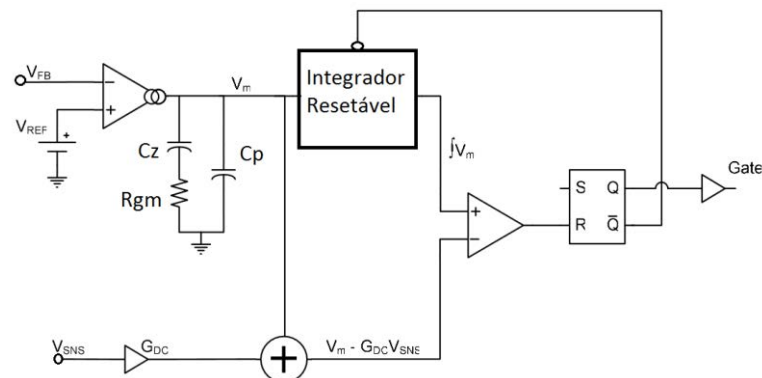
A técnica foi proposta por K. M. Smedley e sua teoria geral publicada em 1991 (Smedley e Ćuk, 1991). O *One-Cycle Control* (OCC) é um método simples de realizar o controle de reguladores chaveados visto que, são sistemas não-lineares, pulsados e dinâmicos. Isso significa que os reguladores chaveados são sistemas os quais evoluem no domínio do tempo com um comportamento desequilibrado e aperiódico, seu estado futuro é extremamente dependente de seu estado atual e pode ser mudado rapidamente a partir de pequenas alterações em seu estado atual.

Baseado nessa característica de dependência do estado futuro com o atual, o OCC se propõe a realizar alterações no estado atual para responder rapidamente à mudanças no sinal de entrada, realizando a correção em apenas um ciclo da frequência utilizada pelo circuito de controle.

4.2 COMPONENTES BÁSICOS

A Figura 4.1 apresenta um circuito básico de controle *One-Cycle* baseado na topologia apresentada em Brown e Soldano(2005)..

Figura 4.1 - Elementos básicos de um controle *One-Cycle*.

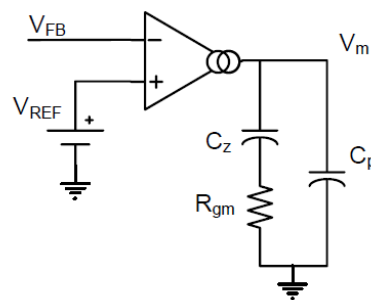


Adaptado de *International Rectifier*, Application Note 1077.

Os blocos que compõem um controlador OCC são:

- **Amplificador de erro** : a tensão de saída do conversor é amostrada através de um divisor de tensão que fornecerá uma tensão de realimentação denominada V_{FB} . Essa tensão, então , passa por uma comparação com um sinal de referência V_{REF} e pelo compensador, gerando o sinal V_m , denominado sinal de *erro* (representa a defasagem compensada entre o sinal amostrado da tensão de saída e a referência que adotou-se como sinal de saída ideal). Os elementos componentes do amplificador de erro são apresentados na Figura 4.2.

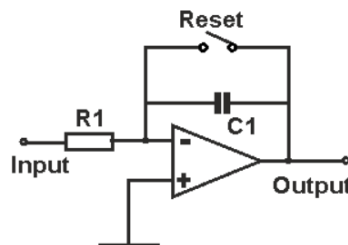
Figura 4.2 - Amplificador de Erro padrão do IR1150.



Fonte : BROWN, SOLDANO 2005.

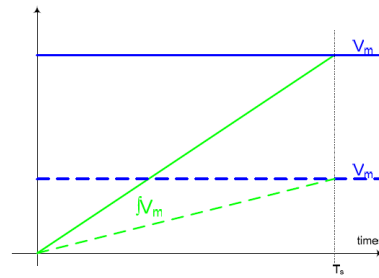
- **Integrador Resetável** : A topologia básica é apresentada na Figura 4.3 e, sua operação básica considera que o sinal de entrada possui uma frequência muito menor que a frequência do circuito de controle, então, é possível considerar o sinal de entrada como uma constante assim como sua amostra V_{FB} e V_m , em consequência. Com essas considerações, a saída do integrador se comportará como uma rampa de acordo com a Figura 4.4.

Figura 4.3- Integrador Resetável com amplificador operacional.



Adaptado de SMEDLEY, CUK, 1994

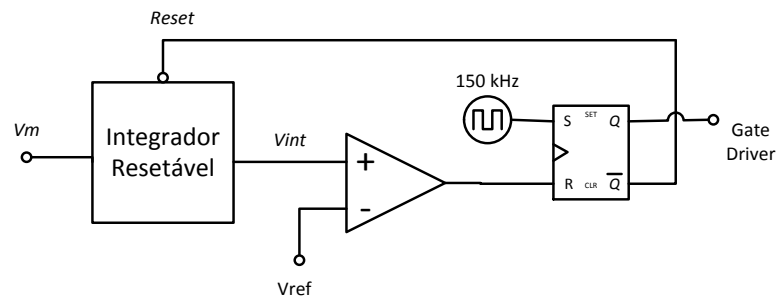
Figura 4.4 - Inclinação da rampa da integral de acordo com o sinal de entrada.



4.3 OPERAÇÃO BÁSICA

De modo simplificado temos a operação do OCC de acordo com a Figura 4.5.

Figura 4.5- Estrutura básica do OCC.



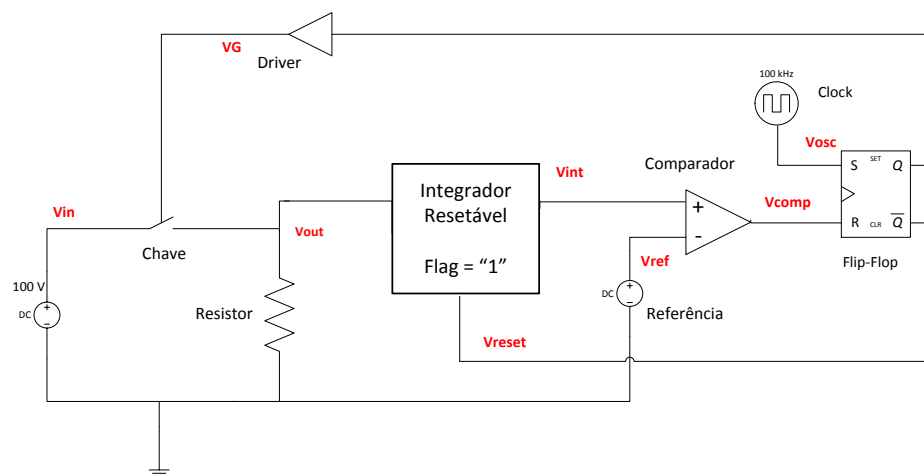
O integrador utiliza uma frequência constante para simultaneamente mudar os estados do MOSFET para ON e do integrador para ON. A tensão V_m é integrada para o sinal V_{int} que em sequência é comparado a um sinal de referência V_{ref} . Assim que a magnitude de V_{int} atinge o valor de referência V_{ref} , o estado do *Latch RS* muda, comutando o MOSFET para OFF e resetando o integrador. Vale ressaltar que o *duty-cycle* do oscilador deve ser entre 1 a 5% segundo dados do fabricante para a operação adequada do OCC.

A inclinação da rampa fornecida pela integração de V_m é diretamente proporcional ao próprio valor de V_m no instante amostrado, como o apresentado na Figura 4.4. Desse modo, se V_m , que representa o sinal compensado da amostragem da saída, possuir uma pequena magnitude, a inclinação da rampa será menor, fato tal que acarretará em maior intervalo de tempo para V_m atingir o valor de V_{ref} , resultando assim num *duty-cycle* maior do MOSFET para corrigir o valor de tensão da saída que, neste caso, está supostamente abaixo do requerido. Com um *duty-cycle* maior, o sinal de tensão de saída tende a aumentar,

aproximando-se do sinal desejado em projeto. O contrário acontece quando V_m possuir maior magnitude, é esperado que atinja o valor de V_{ref} rapidamente, o que acarreta em um *duty-cycle* menor para reduzir o valor da tensão de saída do conversor e aproximar-se do valor de projeto.

Para melhor representar a operação básica do *One-Cycle Control*, projetou-se um circuito simples no software PSIM para melhor apresentar o processo. O circuito é apresentado na Figura 4.6.

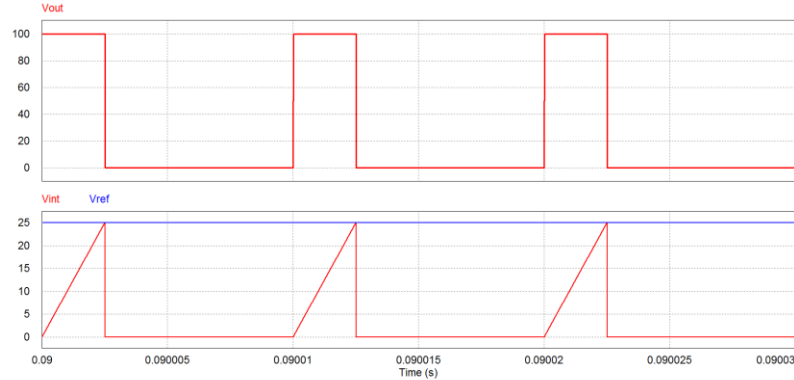
Figura 4.6- Circuito implementado no PSIM baseado no controle *One-Cycle*.



Para esse exercício, deseja-se que a tensão de saída V_{out} no resistor seja de 25 V. Visto que a tensão de entrada é de 100 V, o circuito deve fornecer um chaveamento da tensão de entrada de tal modo que o valor médio na saída seja de 25 V. Para isso, é necessário que o *duty-cycle* da chave seja de 25% (atuando como um *chopper*). Estabelecendo-se a frequência de chaveamento em 100 kHz, atrela-se à ela a constante de tempo do integrador como sendo de igual período ao chaveamento, logo a constante de tempo do integrador será $10\mu s$ para este projeto. A tensão de referência será, então atribuída o valor de 25 V para a comparação com o sinal integrado da saída e realização do controle adequado. O *flip-flop* atuará mantendo a saída Q em nível lógico alto para manter a chave na posição fechada e, quando a saída do comparador possuir nível lógico alto, a saída Q comutará para nível baixo, abrindo a chave e resetando o integrador através da saída $\bar{Q}$, reiniciando o ciclo. O integrador possui *reset* em nível lógico alto nesse projeto.

Os resultados são apresentados na Figura 4.7:

Figura 4.7- Formas de onda da tensão de saída, Tensão de referência e tensão na saída do integrador.



É possível observar pelo gráfico a atuação do integrador até o momento no qual $V_{int} < V_{ref}$, a partir do qual, a saída do comparador muda e comuta o estado do *flip-flop*, resetando o integrador e cortando o sinal da chave, que é demonstrado pelo gráfico de V_{out} acima. Percebe-se visualmente que o período do ciclo é de 10 μs e que a chave permanece em 100 V por um período de 2.5 μs , resultando assim num *duty-cycle* de 25% do sinal de entrada e , consequentemente um valor médio de 25 V. O cálculo oficial do valor médio é uma integral da função no período no qual ela atua, sendo expresso por:

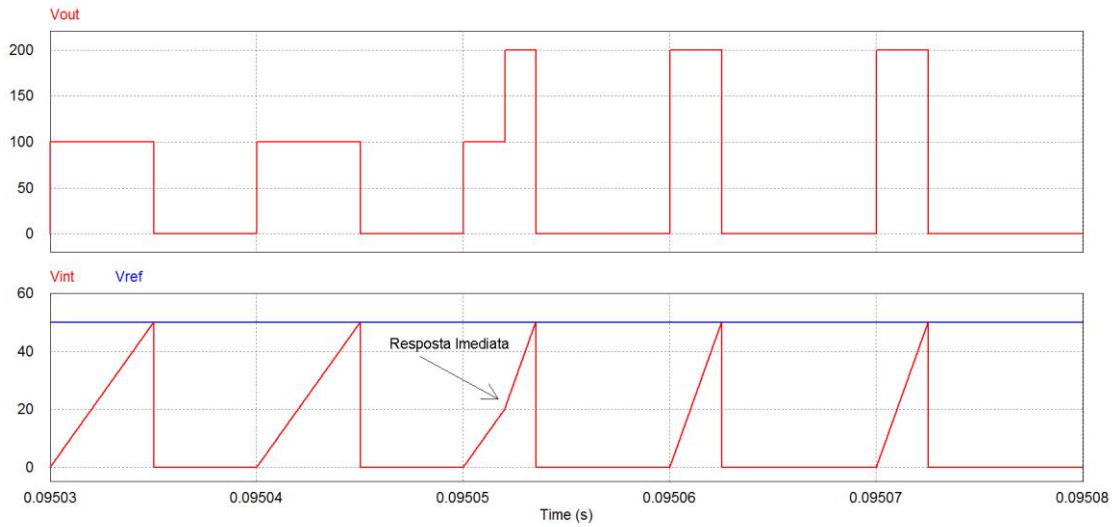
$$\bar{V} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_{out} . dt \quad (1)$$

Como o período de integração é de 10 μs , T_{on} equivale a 2.5 μs , e V_{out} é uma constante, obtém-se:

$$\bar{V} = \frac{1}{10\mu} \int_0^{2.5\mu} 100 . dt = \frac{2.5\mu}{10\mu} . 100 = 25 V \quad (2)$$

A partir do mesmo circuito à cima, instala-se uma função *step* com um valor alto em comparação ao sinal de entrada a fim de analisar o comportamento da malha de controle em reação à mudança brusca na entrada do circuito. Para melhor visualizar a reação do OCC, mudou-se a referência para 50 V. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 4.8:

Figura 4.8 – Formas de onda da Reação do OCC à uma mudança no sinal de entrada.



É possível verificar que a reação da malha de controle *One-Cycle* é imediata à mudança na entrada do integrador, alterando a inclinação da rampa da integral e, consequentemente, o ciclo de trabalho do circuito.

Além do benefício de resposta imediata, o OCC também oferece outras vantagens como Rejeição de Perturbações na Tensão de Entrada, Acompanhamento da Tensão de Referência e Rejeição de Distúrbios de Tensão na Carga (SMEDLEY; CÚK, 1991).

4.4 CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO OCC

Para realizar a correção no fator de potência, parte-se do fato do fator de potência indicar a relação entre potência real e potência aparente em um circuito. Quando existe diferença de fase (causada por indutâncias e/ou capacitâncias ou outras interferências) entre tensão e corrente, a potência aparente não mais possui o mesmo valor da potência real, o que ocasiona uma redução na relação do fator de potência como apresentado nas equações a seguir:

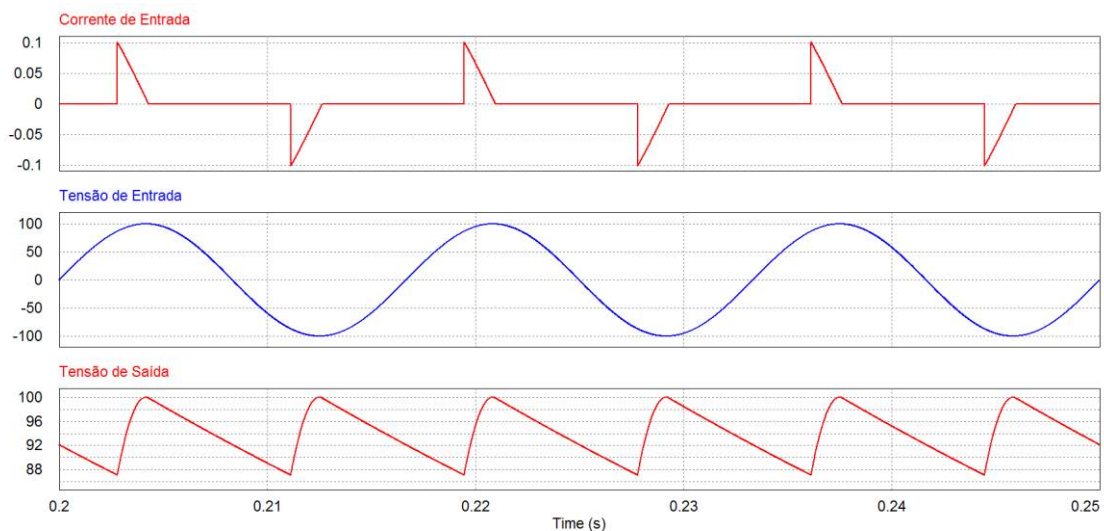
$$Pot_{Real} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{in} \cdot I_{in} \cdot dt \quad (3)$$

$$Pot_{Aparente} = V_{in_RMS} \cdot I_{in_RMS} \quad (4)$$

$$FP = \frac{Pot_{Real}}{Pot_{Aparente}} \quad (5)$$

Fontes chaveadas são cargas não-lineares e, o circuito de entrada do sinal da fonte é constituído de uma ponte retificadora *full-bridge* e um capacitor de armazenamento de carga, responsáveis por fornecer um nível de tensão *DC* com um certo *ripple*. O capacitor é responsável por manter a tensão de saída do retificador próxima ao nível de pico da tensão de entrada até a chegada do próximo ciclo de tensão, recarregando o capacitor para o ciclo seguinte. Desse modo, a corrente será drenada da fonte apenas quando a tensão atingir valores próximos ao de pico, resultando numa corrente de alta magnitude em um pequeno intervalo para recarregar o capacitor e fornecer corrente para o circuito. A Figura 4.9, a seguir, demonstra a situação descrita anteriormente:

Figura 4.9- Formas de onda resultantes de uma ponte retificadora acoplada a um capacitor. Detalhe nos picos de corrente resultantes da carga do capacitor.

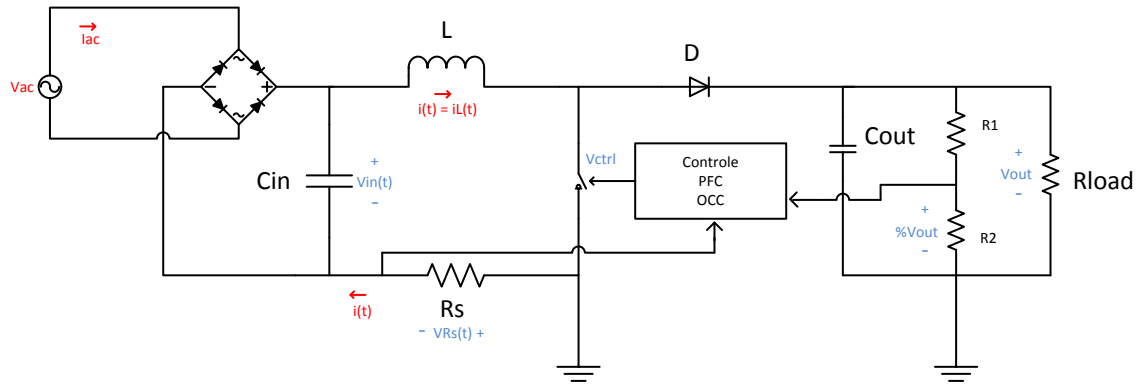


Apesar do fato de que a tensão e corrente parecem estar em fase, a forma de onda fundamental da corrente não acompanha fielmente a forma de onda da tensão, logo, apesar de possuírem, aparentemente a mesma fase, o fator de potência não é unitário.

Para corrigir a forma de onda da corrente drenada pela fonte, utiliza-se um método de correção do fator de potência, cujo objetivo é compatibilizar a forma de onda da corrente com a tensão. Para isso, o sinal de V_{ref} para o comparador, será uma função da corrente que se estabelece no indutor, tendo assim uma relação direta de controle entre tensão e corrente.

A Figura 4.10 apresenta o circuito *Boost* com a malha de controle de modo a auxiliar a compreensão do modo de correção do fator de potência.

Figura 4.10 - Circuito *One-Cycle Control* PFC básico



A tensão aplicada no indutor é da forma:

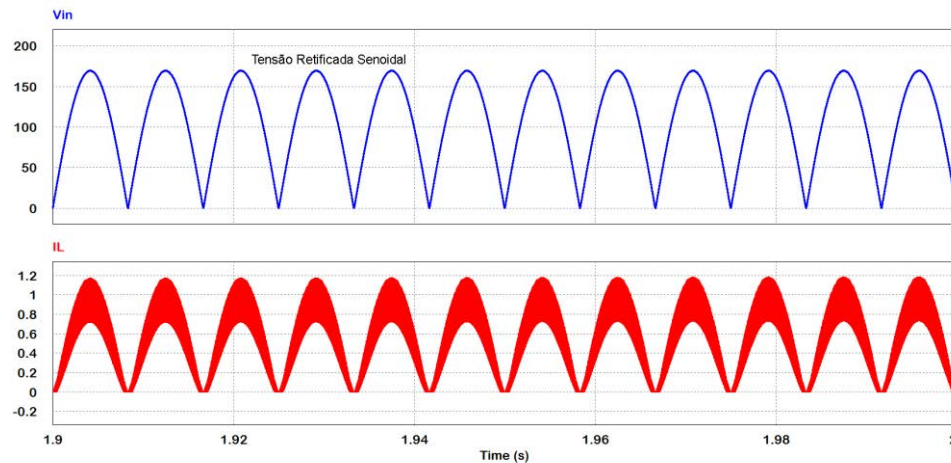
$$V_{L(t)} = L \cdot \frac{d i(t)}{dt} \quad (6)$$

Portanto isolando a função da corrente e, substituindo a tensão no indutor pela tensão de entrada $V_{in(t)}$ obtém-se:

$$\frac{d i(t)}{dt} = \frac{V_{in(t)}}{L} \quad (7)$$

Ou seja, a corrente no indutor irá variar linearmente de acordo com a razão entre a magnitude da tensão de entrada $V_{in(t)}$ e o valor da indutância L . A cada ciclo de chaveamento, o valor da tensão de entrada será ligeiramente diferente pois, a tensão de entrada é uma forma de onda senoidal retificada. Quanto maior o valor da tensão de entrada $V_{in(t)}$, maior a inclinação de $\frac{d i(t)}{dt}$, quanto menor o valor de entrada, menor a inclinação de $\frac{d i(t)}{dt}$. Desse modo, a forma de onda da corrente no indutor seguirá a forma de onda da tensão de entrada senoidal retificada como apresentado na Figura 4.11:

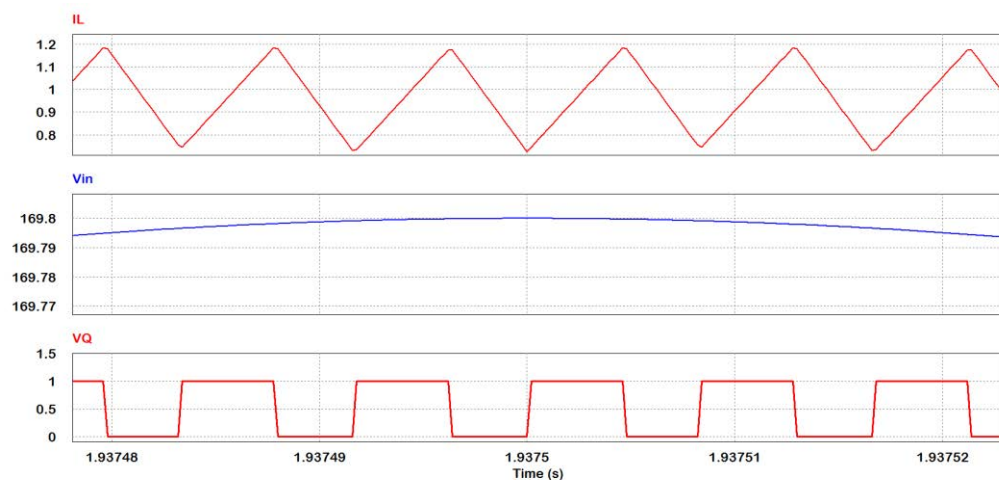
Figura 4.11 - Sinal de entrada da Tensão Retificada comparado à forma de onda da corrente no Indutor.



Observa-se que a forma de onda da corrente segue a forma de onda da tensão de entrada retificada senoidal, tal condição aproxima o fator de potência do circuito à unidade. Isso ocorre pois a tensão de entrada senoidal aumenta de magnitude gradualmente e, com esse aumento, a corrente do circuito também aumentará ciclo após ciclo. O valor médio da corrente irá, então, se comportar de acordo com a forma de onda da tensão de entrada.

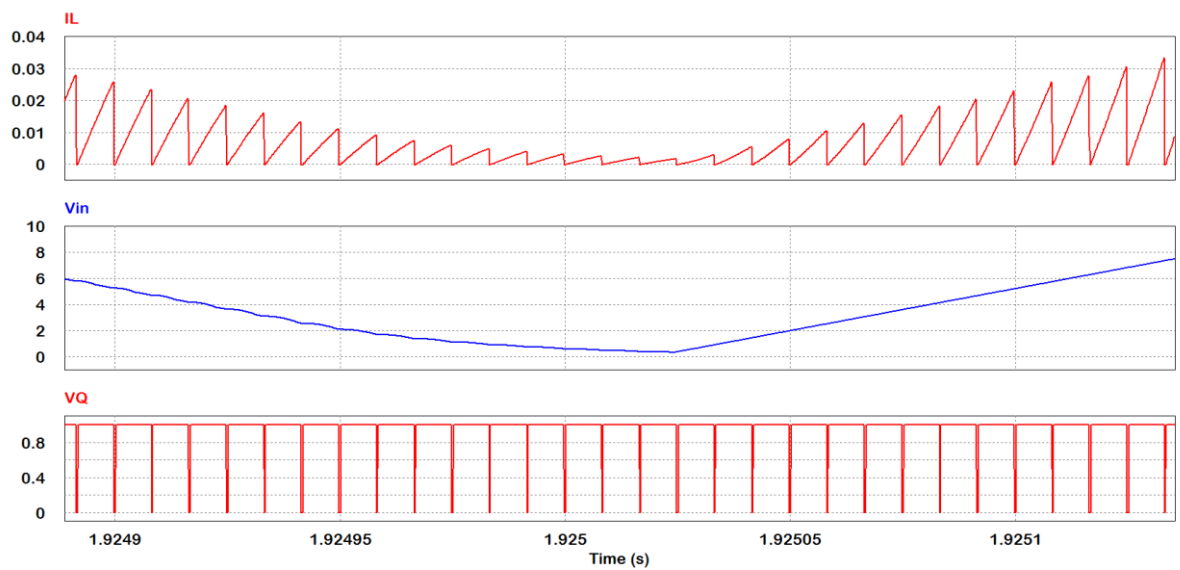
A partir da Figura 4.11, ao realizar-se uma aproximação na região de pico de tensão de entrada, pode-se verificar a magnitude da corrente com relação à tensão de entrada no indutor e, a relação de causa e efeito com o ciclo de chaveamento do *MOSFET*. Quanto maior a tensão de entrada, menor deve ser o ciclo de trabalho do circuito para controlar a tensão de saída, como o apresentado na Figura 4.12.

Figura 4.12 – Formas de onda da Corrente no Indutor IL , Tensão de Entrada V_{in} , e do sinal de controle de chaveamento V_Q na região de pico de tensão de entrada.



Quando é realizado uma aproximação do gráfico apresentado na Figura 4.11, na região na qual a tensão de entrada tem seu valor mínimo, observa-se que o ciclo de trabalho do retificador *Boost* aumenta para compensar a baixa tensão de entrada e, a corrente segue a forma de onda da tensão de entrada atingindo a situação de modo de condução crítica do circuito retificador *Boost*, apresentado na Figura 4.13.

Figura 4.13 - Formas de onda da Corrente no Indutor IL , Tensão de Entrada V_{in} , e do sinal de controle de chaveamento VQ na região de valor mínimo da tensão de entrada.



5 PROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO

5.1 REQUISITOS DO CIRCUITO

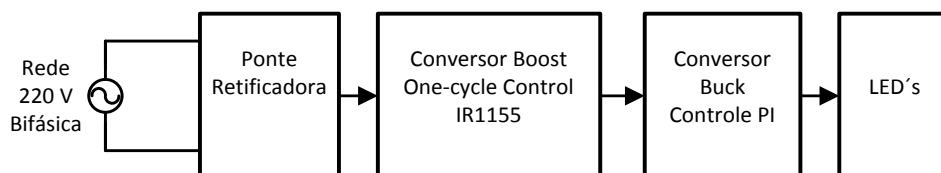
O conversor estático a ser projetado deve ser capaz de fornecer a energia necessária para cerca de 50 LED's de uma luminária para iluminação pública. Como visto anteriormente, os LED's possuem um padrão de nível de corrente em 350 mA para melhor eficiência luminosa dado uma tensão entre seus terminais variando de 2.6 à 3.7 V de acordo com o fabricante e a tecnologia utilizada. O conversor deve também possuir as seguintes características:

- O conversor deve ser simples e utilizar o mínimo de componentes possível
- O conversor deve atuar como uma fonte de corrente controlada
- O conversor deve ser controlado em PWM
- Deve possuir eficiência elétrica elevada, com fator de potência próximo à unidade
- Deve possuir metodologia de controle *ONE-CYCLE CONTROL* utilizando um circuito dedicado IR1150 do fabricante *International Rectifier*.

5.2 ANTEPROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO

Para a elaboração do projeto do conversor estático, é necessário que se tenha uma visão global do processo. Para isso, têm-se o diagrama mostrado na Figura 5.1 que simplifica os principais blocos de componentes do projeto.

Figura 5.1 - Diagrama de Blocos do Circuito Proposto.



O bloco final representado pelos LED's, necessita de corrente contínua (DC) em um nível de tensão adequado, valor tal que será estabelecido após o devido cálculo da tensão somada dos LED's em série numa corrente controlada de aproximadamente 350mA.

Para fornecer o nível de tensão e corrente adequado, se faz necessário a presença de um conversor *Buck*, conhecido por reduzir a tensão de entrada através de uma condução pulsada deste mesmo sinal. Tal condução pulsada fornece valor eficaz controlado que deseje-se na saída do conversor para os LED's.

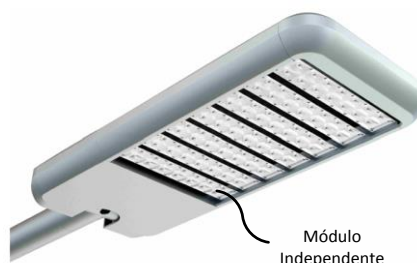
Resta então a presença do conversor *Boost* que terá um acúmulo de funções. A primeira é, através da modulação e controle PWM, realizar a estabilização do sinal de entrada reduzindo-se ao máximo o *ripple* de saída. A segunda é, através do circuito dedicado IR1155, realizar a correção do fator de potência do circuito, coincidindo a forma de onda da tensão com a forma de onda da corrente na entrada do sistema.

A ponte retificadora deverá retificar o sinal alternado (AC) proveniente da fonte para a utilização nos circuitos subsequentes. Acoplado aos diodos retificadores deverá existir um filtro capacitivo para redução do ripple e eliminação de harmônicos de alta frequência.

O fato de utilizar-se conversores chaveados também proporciona uma faixa de entrada com valores distintos, no caso desse projeto tem-se a entrada podendo variar entre 90 e 230 V em valor eficaz. Desse modo o conversor pode operar com alimentação fase-neutro ou fase-fase com valores de tensão residencial. Essa é uma grande vantagem em relação às outras tecnologias que necessitam de projetos de reatores diferentes para tensões diferentes.

Outra vantagem em decorrência dessa padronização, é a possibilidade de construção de módulos idênticos que podem ser agrupados para aumentar a potência total de uma luminária LED, facilitar a reposição de módulos antigos, reduzir os custos de fabricação pela produção em massa de um módulo específico, entre outras vantagens. É um exemplo a luminária HERMES do fabricante ILUMATIC apresentado nas Figuras 5.2 e 5.3 abaixo:

Figura 5.2 - Luminária Hermes.



Adaptado de ILUMATIC, 2014.

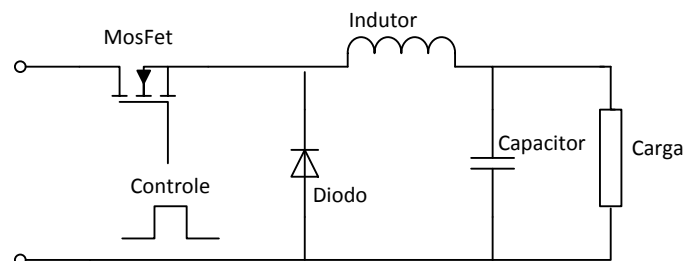
Figura 5.3 - Tabela de dados da Luminária HERMES.

CÓDIGO	MODELO	Modulos (30W)	POTÊNCIAS (W)	Consumo (W)	Fluxo Inicial (Lm)	LED	Comp A (mm)	Larg B (mm)	Altura C (mm)	Peso (Kg)
XXXXXX	Hermes I	01	30	31,9	2609	14	502	346	102	7,0
XXXXXX	Hermes II	02	60	61	5566	28	514	346	102	7,5
XXXXXX	Hermes III	03	90	91	8349	42	626	346	102	8,0
XXXXXX	Hermes IV	04	120	122	11132	56	688	346	102	9,5
XXXXXX	Hermes V	05	150	153	13915	70	750	346	102	10,0
XXXXXX	Hermes VI	06	180	183	16698	84	812	346	102	10,6
XXXXXX	Hermes VII	07	210	214	19473	98	874	346	102	11,2
XXXXXX	Hermes VIII	08	240	244	22257	112	936	346	102	11,8
XXXXXX	Hermes IX	09	270	270,4	24318	126	998	346	102	12,3
XXXXXX	Hermes X	10	300	298,7	27106	140	1060	346	102	12,8

Adaptado de ILUMATIC, 2014.

5.3 PROJETO DO CONVERSOR *BUCK*

Baseando-se na topologia padrão de um conversor *Buck*, aliado com metodologias de projeto do circuito de controle é possível iniciar o cálculo básico do circuito conversor através da metodologia apresentada por BROWN (2001). O circuito básico do conversor *Buck* é apresentado na Figura 5.4.

Figura 5.4 - Modelo do conversor *Buck*.

5.3.1 Cálculos de Caixa Preta

Nessa etapa pretende-se iniciar o projeto do conversor *Buck* utilizando os parâmetros que a carga necessita, determinando assim os parâmetros de entrada e saída do conversor. Para tal, utilizando a metodologia proposta por BROWN (2001), associado a BROWN; SOLDANO 2005. O circuito “caixa-preta” é demonstrado na Figura 5.5.

Figura 5.5 - Modelo do conversor *Buck* para cálculo de "caixa-preta".



- Tensão de Entrada $V_{in} (bk)$

A tensão de entrada do conversor *Buck* será a tensão de saída do conversor *Boost*, então define-se que, o conversor *Boost* é do tipo elevador de tensão, ou seja, devido a suas características construtivas o conversor *Boost* sempre irá fornecer nível de tensão superior à tensão de entrada.

A entrada do conversor *Boost* irá admitir em níveis RMS a tensão máxima de 230 V. Após a retificação, teremos então uma forma de onda retificada com o valor de pico correspondente à:

$$V_{in(bst)(máx)} = 230 \sqrt{2} = 325,27 \text{ V} \quad (8)$$

Deve-se então definir o nível de tensão de saída do *Boost* como sendo um valor superior ao pico calculado à cima. Estabelece-se então um valor para a tensão de saída do *Boost* e entrada do *Buck*:

$$V_{out(bst)} = V_{in(bk)} = 400 \text{ V} \quad (9)$$

Adotando-se que a tensão de saída poderá variar até 25 V para aumento ou redução, tem-se:

$$V_{in(bk)(máx)} = 425 \text{ V} \quad (10)$$

$$V_{in(bk)(min)} = 375 \text{ V} \quad (11)$$

- Corrente de saída $I_{out(bk)}$

A corrente de saída do *Buck* deverá ser a corrente nominal para a operação adequada dos LED's, de acordo com a Figura 2.9, define-se 350 mA como a corrente nominal de saída do *Buck* pois é a situação na qual o LED apresenta maior eficiência energética e luminosa.

$$I_{out(bk)} = 350 \text{ mA} \quad (12)$$

- Resistor de corrente R_{out}

O resistor de corrente deverá atuar como um sensor da corrente que alimenta os LED's, a tensão que se estabelecerá no resistor V_{Rout} será uma fração da tensão final de saída para os LED's. O valor da tensão sobre a resistência de saída será também utilizado na malha de controle, comparando esse valor de tensão com um valor base fixo que será a referência para a tensão de saída ideal.

Adotando-se um valor de tensão de referência de $V_{Rout} = 0,7 \text{ V}$, calcula-se então a resistência:

$$R_{out} = \frac{V_{Rout}}{I_{Rout}} = \frac{0,7}{0,35} = 2 \Omega \quad (13)$$

E a potência dissipada de:

$$P_{Rout} = I_{out(bk)}^2 \cdot R_{out} \quad (14)$$

$$P_{Rout} = 0,35^2 \cdot 2 = 245 \text{ mW} \quad (15)$$

Adota-se, portanto:

$$R_{out} = 2 \Omega \quad 1 \text{ W} \quad (16)$$

Foi adotado o valor de potência de 1 W devido ao nível de corrente máximo que será permitido na saída do conversor. Segundo os cálculos realizados na seção seguinte, foi observado a necessidade de se utilizar uma resistência de potência 1 W pelo nível de corrente solicitado em situação de tensão máxima permitida.

- Tensão de Saída do *Buck* $V_{out(bk)}$

Admitindo-se um módulo com 50 LED's brancos de alta luminosidade com potência nominal de 1 W por LED, obtém-se a curva característica do comportamento da tensão sobre cada LED em relação à corrente que nele se estabelece. A curva característica de cada fabricante para LED's brancos de mesma potência, varia de fabricante para fabricante. Ainda tem-se a variação da tensão direta entre modelos, tipos de radiação emitida e cor de um mesmo fabricante como apresentado na Figura 5.6:

Figura 5.6 - Variação da Tensão Direta de um LED de 3 W de potência de acordo com a radiação emitida à 350 mA.

Cor	Tensão Direta VF [V]		
	Mín	Típico	Máx
Branco Neutro	2.79	3.42	3.99
Branco Quente	2.79	3.42	3.99
Verde	2.79	3.42	3.99
Roxo	2.79	3.42	3.99
Azul Real	2.31	2.85	3.27
Vermelho	2.31	2.95	3.51
Vermelho Alaranjado	2.31	2.95	3.51
Âmbar	2.31	2.85	3.27

Adaptado de Philips LUXEON L, 2011.

Estabelece-se então, de acordo com a Figura 2.9, a tensão direta de 2.7 V para cada célula LED do projeto, definindo-se assim a tensão de saída do conversor *Buck*, somando-se a tensão de 50 LED's em série e a resistência do sensor de corrente:

$$V_{out(bk)(nom)} = V_{F(LED)} \cdot n_{LED} + V_{Rout} \quad (17)$$

$$V_{out(bk)(nom)} = 2,7 \cdot 50 + 0,7 = 135,7 \cong 136 \text{ V} \quad (18)$$

Define-se, também, a máxima tensão de saída permitida pelo conversor *Buck* a fim de evitar danos aos LED's e à resistência do sensor de corrente. Nas condições definidas de 350 mA de corrente e 2,7 V de tensão direta, obtém-se a potência nominal em cada LED :

$$P_{LED_{nom}} = 2,7 \text{ V} \cdot 350 \text{ mA} = 945 \text{ mW} \quad (19)$$

Baseado nos dados fornecidos pelo fabricante Philips a respeito do LED de potência LUXEON – R de alto fluxo voltado à iluminação de exteriores, obtém-se os dados de potência através de informações apresentadas pelas Figuras 2.9 e 2.10 com a adição da Figura 5.7 a seguir :

Figura 5.7 – Tensão direta máxima do LED LUXEON R à 700 mA.

Temperatura de Cor	Tensão Direta Vf [V]	
	Min	Máx
3000K	2.5	3.25
4000K	2.5	3.25
5000K	2.5	3.25
5700K	2.5	3.25
6500K	2.5	3.25

Adaptado de PHILIPS, 2014.

A potência máxima da célula apresentada será então de :

$$P_{LED_{máx}} = 3,25 \text{ V} \cdot 700 \text{ mA} = 2,275 \text{ W} \quad (20)$$

Fixando a potência máxima desejada em cada LED no valor de 1.4 W, através do gráfico da Figura 2.10 é possível estimar que na tensão direta de 2.75 V a corrente direta será de, aproximadamente, 500 mA. Nessas condições a tensão de saída será de:

$$V_{out(bk)máx} = 2,75 \cdot 50 + 2 \cdot 500 \text{ mA} = 138,5 \text{ V} \quad (21)$$

Admitindo-se, então, uma tensão máxima de 2,5 V acima da tensão nominal, na qual o circuito de controle deverá atuar limitando o *duty-cycle* do conversor, obtém-se ara o circuito conversor a tensão de saída máxima para projeto:

$$V_{out(bk)(m\acute{a}x)} = 136 + 2,5 = 138,5 \text{ V} \quad (22)$$

É observado que o *ripple* máximo de saída deverá ser de aproximadamente 2% da tensão de saída, porém, segundo dados do fabricante do LED e da resistência do sensor, pode-se admitir um *ripple* maior sem danificar os componentes. No caso, assumindo uma potência dissipada no LED de 2 W, a corrente será aproximadamente 750 mA com tensão direta de 2.8 V, obtém-se uma tensão de saída:

$$V_{out(bk)m\acute{a}x_2} = 50 \cdot 2,8 + 2 \cdot 750 \text{ mA} = 141,5 \text{ V} \quad (23)$$

- Potência de Saída $P_{out(bk)}$

Com a tensão e corrente de saída definidas, pode-se então calcular a potência nominal e máxima de saída do conversor como sendo:

$$P_{out(bk)(nom)} = V_{out(bk)(nom)} \cdot I_{out(bk)(nom)} \quad (24)$$

$$P_{out(bk)(nom)} = 136 \cdot 0,35 = 47,6 \text{ W}$$

$$P_{out(bk)(m\acute{a}x)} = V_{out(bk)(m\acute{a}x)} \cdot I_{out(bk)(m\acute{a}x)} \quad (25)$$

$$P_{out(bk)(m\acute{a}x)} = 138,5 \cdot 0,500 = 69,25 \text{ W}$$

- Potência de entrada $P_{in(bk)}$

Para calcular o valor da potência de entrada, é necessário estimar a eficiência do circuito conversor. Para este tipo de conversor admite-se uma eficiência ao redor de 90% . Desse modo, calcula-se:

$$P_{in(bk)} = \frac{P_{out(bk)}}{\eta} \quad (26)$$

$$P_{in(bk)(máx)} = \frac{69,25}{0,9} \cong 77 \text{ W}$$

$$P_{in(bk)(nom)} = \frac{47,6}{0,9} \cong 53 \text{ W}$$

- Corrente máxima de entrada $I_{in(bk)(máx)}$

A corrente máxima de entrada se dá na situação na qual tem-se a potência máxima na saída e, em contrapartida, tensão mínima na carga. Tal situação resulta em:

$$I_{in(bk)(máx)} = \frac{P_{out(bk)(máx)}}{V_{out(bk)(mín)}} = \frac{77}{360} \cong 214 \text{ mA} \quad (27)$$

5.3.2 Seleção do Transistor de chaveamento e do Diodo

O MOSFET tem sido o semiconductor de chaveamento mais utilizado atualmente, pois é capaz de comutação em frequências altas e apresenta uma resistência entre dreno e fonte durante condução $r_{DS(on)}$ reduzida. Para a topologia *Buck*, o MOSFET deve atender as seguintes exigências (ON SEMICONDUCTOR, 1999):

$$V_{DSS} > V_{in(bk)(max)} \Rightarrow V_{DSS} > 425 \text{ V}$$

$$I_{D(max)} > I_{out(bk)} \Rightarrow I_{D(max)} > 350 \text{ mA}$$

Para atender tais exigências, o MOSFET adotado é o IRF840.

- Seleção do diodo de comutação

Devido à aplicação em alta frequência, o diodo deve ser do tipo Ultra-rápido, apresentando tempo de comutação bem reduzido, uma vez que o diodo deve conduzir e cortar alternadamente com o transistor de chaveamento. Caso o diodo não responda rápido o suficiente, pode ocorrer uma situação na qual transistor e diodo estão conduzindo ao mesmo tempo, isso não pode ocorrer pois ocasionaria um curto-circuito na fonte.

Outras condições as quais o diodo deve satisfazer são (ON SEMICONDUCTOR, 1999):

$$V_{R(máx)} > V_{in(bk)(máx)} \rightarrow V_{R(máx)} > 425 V$$

$$I_{F(máx)} > I_{out(bk)} \rightarrow I_{F(máx)} > 350 mA$$

Para atender tais exigências, o diodo de comutação adotado é o UF5406.

5.3.3 Filtro de Saída

O projeto do filtro de saída determina o dimensionamento do indutor e do capacitor presentes no conversor. Tais componentes são de vital importância para a operação desejada do conversor. Para prosseguir com a determinação desses valores, é necessário antes definir duas outras grandezas que influenciarão nas dimensões mínimas do filtro de saída.

- Frequência de Chaveamento f

A frequência de chaveamento deve ser alta, de modo que reduza significativamente a magnitude da indutância e da capacitância do conversor. Entretanto, existem limites da frequência de chaveamento estabelecidos pela máxima frequência de chaveamento aceitável para o MOSFET e para o diodo. O circuito de controle também limita o valor dessa frequência de chaveamento.

Adota-se então um valor de frequência de chaveamento de 100 kHz para este projeto.

$$f = 100 kHz$$

- Ciclo de trabalho δ (duty-cycle)

É necessário determinar o ciclo de trabalho para as condições nominal, mínima e máxima do *MOSFET* atuando no conversor:

$$\delta_{(bk)(nom)} = \frac{V_{out(bk)(nom)}}{V_{in(bk)(nom)}} = \frac{136}{400} = 0,34 \quad \text{ou,} \quad 34,0\% \quad (28)$$

$$\delta_{(bk)(mín)} = \frac{V_{out(bk)(mín)}}{V_{in(bk)(máx)}} = \frac{136}{425} = 0,32 \quad \text{ou,} \quad 32,0\% \quad (29)$$

$$\delta_{(bk)(máx)} = \frac{V_{out(bk)(máx)}}{V_{in(bk)(mín)}} = \frac{200}{375} = 0,37 \quad \text{ou,} \quad 37,0\% \quad (30)$$

- Cálculo da Indutância $L(bk)$

Considerando o conversor operando em modo contínuo de condução, no qual o indutor não se descarrega completamente durante o período no qual fornece energia para a carga, podemos calcular a indutância de acordo com as equações a seguir (BROWN, CASTORENA):

$$L_{(bk)} = \frac{(1 - \delta)}{f \cdot \Delta IL_{(bk)}} \cdot V_{out(bk)} \quad (31)$$

Com exceção do parâmetro da ondulação da corrente no indutor $\Delta IL_{(bk)}$, todos os outros parâmetros são conhecidos. O parâmetro $\Delta IL_{(bk)}$ é medido em razão da corrente de saída do indutor e, possui influência direta na dimensão do indutor. Caso seja necessário baixo ripple de corrente no indutor, pode-se observar pela equação acima que, a magnitude da indutância aumenta, porém, uma indutância maior requer mais espaço e um custo maior. Em contrapartida, um valor de ripple muito alto afeta a qualidade da corrente transmitida para a carga.

Um valor de 30% da corrente de saída nominal em $\Delta IL_{(bk)}$ oferece uma boa relação entre indutância e ripple na corrente de saída (SCHELLE, CASTORENA, 2006). Desse modo define-se :

$$\Delta I_{L(bk)} = r \cdot I_{out(bk)} = 30\% \cdot 350 \text{ mA} = 105 \text{ mA} \quad (32)$$

Calcula-se então o indutor ao considerar o mínimo ciclo de trabalho do *MOSFET* como sendo:

$$L_{(bk)} = \frac{(1 - 0,32)}{100 \text{ kHz} \cdot 105 \text{ mA}} \cdot 136 = 8,81 \text{ mH}$$

- Cálculo da Capacitância

Existem diferentes critérios para o cálculo da capacitância, para este projeto utilizou-se o critério da máxima ondulação da tensão e corrente de saída.(SCHELLE, CASTORENA, 2006).

$$C_{(bk)} = \frac{\Delta I_{L(bk)}}{8 f \Delta V_{out(bk)}} \quad (33)$$

Admitindo-se uma tensão de ondulação de no máximo 1% da tensão de saída, tem-se:

$$\Delta V_{out(bk)} = 1\% V_{out(bk)} = 1,36 \text{ V} \quad (34)$$

Voltando-se agora para o cálculo da capacitância, tem-se:

$$C_{(bk)} = \frac{105 \text{ mA}}{8 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 1,36} = 96,50 \text{ nF}$$

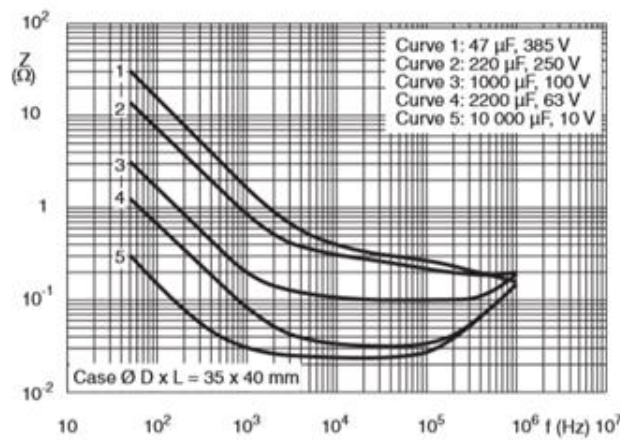
Para conversores chaveados, na prática, o valor de *ripple* da tensão de saída acaba sendo maior que o calculado. Isso se deve pela presença da resistência série equivalente (RSE) presente nos capacitores. Sendo assim, é comum utilizar capacitores de valor mais elevado pois estes possuem uma RSE menor que os capacitores de menor capacitância. Para reduzir os efeitos da RSE também é comum utilizar capacitores em paralelo. Atualmente, os fabricantes possuem linhas de produção específicas para baixa resistência série equivalente, são exemplos a EPCOS e a VISHAY.

Para este projeto, afim de reduzir o *ripple* da tensão de saída, foi adotado o uso de capacitores da tecnologia de alumínio com baixa resistência série equivalente do fabricante VISHAY:

$$C_{(bk)} = 47 \mu F \quad 385 V$$

Tal capacitor possui uma resistência série equivalente, à 100 kHz, de acordo com o gráfico fornecido pelo fabricante VISHAY n Figura 5.8 :

Figura 5.8 - Curva característica do capacitor de baixa resistência série equivalente.



Fonte : VISHAY, 2014.

$$Rse = 0,4 \Omega$$

Segundo Maniktala (2004) a realização do cálculo da ondulação na tensão gerada pela resistência série equivalente se dá por:

$$\Delta V_{out} = \frac{1}{2} \cdot I_{out} \cdot r \cdot Rse \quad (35)$$

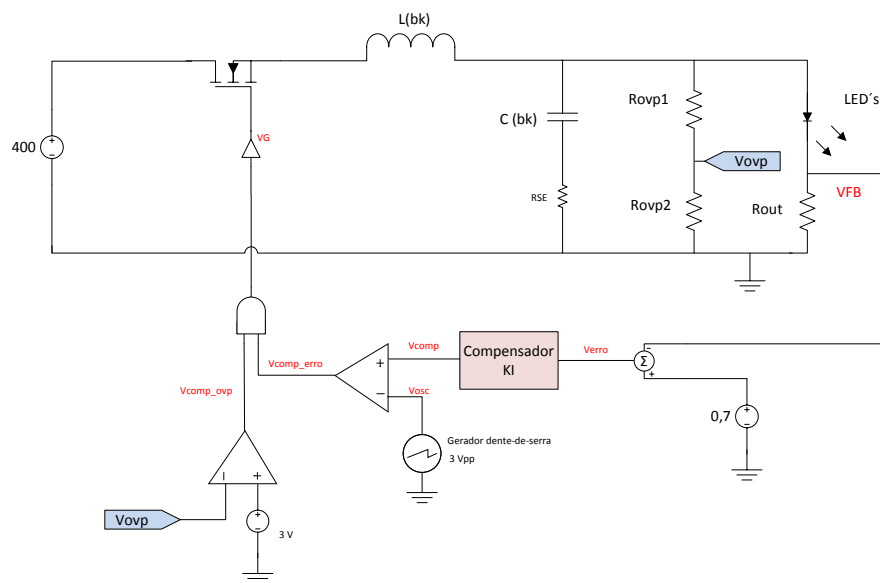
$$\Delta V_{out} = \frac{1}{2} \cdot 350 mA \cdot 0,3 \cdot 0,4 = 21 mV$$

Portanto, segundo o projeto, devemos ter um ripple de 11 mV na tensão de saída, mantendo a saída do conversor no valor desejado e com uma certa folga em relação ao valor máximo definido.

5.3.4 CIRCUITO INTEGRADO DE CONTROLE

É possível projetar a malha de controle para o chaveamento do MOSFET a partir de componentes discretos e amplificadores operacionais. No entanto, existe no mercado diversos circuitos integrados dedicados à malha de controle para PWM. Neste projeto o circuito de controle foi baseado na arquitetura do CI TL494. O circuito esquemático proposto do conversor *Buck* e sua malha de controle é apresentado na Figura 5.9.

Figura 5.9 - Circuito esquemático do conversor *Buck* e sua malha de controle.



Adaptado de FILADELFO, 2011.

O circuito de controle possui 5 estágios:

- Estágio 1 – Comparação com a Tensão de Referência

Comparação da tensão de *feedback* extraída da resistência de sensor **Rout** com a tensão de referência do circuito integrado. No caso, foi estabelecido a tensão de 0,7 V como referência. Tal metodologia é conhecida como Controle de Tensão.

- Estágio 2 – Compensador Proporcional Integral

Tem o objetivo de amplificar o erro fornecido pelo estágio 1 de modo a condicioná-lo à comparação com o gerador de função dente-de-serra no próximo estágio. O estágio 2 é

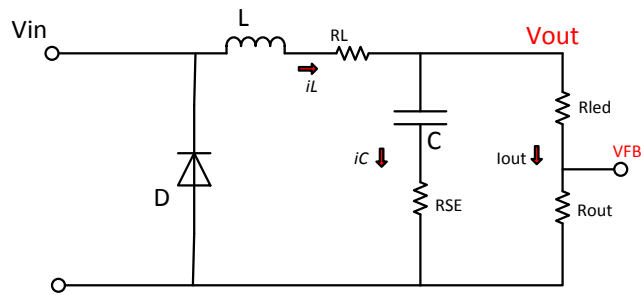
diretamente responsável pela resposta do circuito às alterações na tensão de entrada e na estabilização da tensão de saída.

O *design* do compensador KI foi obtido através do equacionamento no domínio da frequência do circuito conversor afim de encontrar a função de transferência do sistema. Para tal foi utilizado a transformada de Laplace para a modelagem do sistema equivalente onde deve-se encontrar:

$$G(S) = \frac{V_{FB}(S)}{V_{in}(S)} \quad (36)$$

Baseado no circuito do conversor *Buck* apresentado na Figura 5.10 foram obtidas as equações:

Figura 5.10- Conversor *Buck* com destaque nas correntes para a modelagem no domínio da frequência.



Considerando as equações a seguir, foi possível determinar a função de transferência do circuito conversor *Buck*.

Considerando as correntes no nó após o indutor, têm-se:

$$I_L(t) = I_C(t) + I_{out}(t) \quad (37)$$

A tensão de saída $V_{out}(t)$ está aplicada igualmente ao ramo do capacitor de saída e ao ramo das resistências de saída, portanto:

$$RSE \cdot I_C(t) + \frac{1}{C} \int I_C(t) \cdot dt = [R_{led} + R_{out}] \cdot I_{out}(t) \quad (38)$$

Isolando-se a corrente de saída, obtêm-se:

$$I_{out}(t) = \frac{RSE \cdot I_C(t) + \frac{1}{C} \int I_C(t) \cdot dt}{[R_{led} + R_{out}]} \quad (39)$$

Segundo a lei das malhas de Kirchhoff :

$$V_{in}(t) - L \frac{dI_L(t)}{dt} - R_L \cdot I_L(t) - V_{out}(t) = 0 \quad (40)$$

Utilizando-se as relações (35) e (37), aplicadas à (38) encontra-se, após re-arranjar os obtem-se:

$$V_{in}(t) - [I_C(t) \cdot A] - \left[\frac{dI_C(t)}{dt} \cdot B \right] - \left[D \cdot \int I_C(t) \cdot dt \right] = 0 \quad (41)$$

Dados:

$$A = \left[\frac{L + R_L \cdot C \cdot (R_{out} + R_{led}) + R_L \cdot RSE \cdot C + RSE \cdot C \cdot (R_{led} + R_{out})}{C \cdot (R_{led} + R_{out})} \right] \quad (42)$$

$$B = \left[\frac{L \cdot (R_{led} + R_{out}) + L \cdot RSE}{(R_{led} + R_{out})} \right] \quad (43)$$

$$D = \left[\frac{R_L + C(R_{led} + R_{out})}{C(R_{led} + R_{out})} \right] \quad (44)$$

A partir dos valores obtidos no projeto, $L = 8.8 \text{ mH}$, $C = 47 \text{ } \mu\text{F}$, $R_{LED} = 386 \text{ } \Omega$, $R_{out} = 2 \text{ } \Omega$, $RSE = 0.4 \text{ } \Omega$ e $R_L = 0.6 \text{ } \Omega$ determina-se os fatores A, B e D:

$$A = 1,2828$$

$$B = 0,6003$$

$$D = 3,3902$$

A equação (39) então se torna:

$$V_{in}(t) - 1,2828 \cdot [I_C(t)] - 0,6003 \left[\frac{dI_C(t)}{dt} \right] - 3,3902 \left[\int I_C(t) \cdot dt \right] = 0$$

Aplicando a transformada de Laplace, assumindo o capacitor e o indutor descarregados, com a corrente em $t = 0$ nula e isolando $V_{in}(t)$:

$$V_{in}(s) = 1,2828 IC(s) + 0,6003 \cdot s \cdot IC(s) + \frac{3,3902}{s} \cdot IC(s) \quad (45)$$

$$V_{in}(s) = IC(s) \left[\frac{1,2828 \cdot s + 0,6003 \cdot s^2 + 3,3902}{s} \right]$$

Voltando-se agora para $V_{out}(t)$ como expressão de:

$$V_{out}(t) = RSE \cdot I_C(t) + \frac{1}{C} \int I_C(t) \cdot dt \quad (46)$$

Aplicando Laplace:

$$V_{out}(s) = RSE \cdot IC(s) + \frac{1}{C} \frac{1}{s} \cdot IC(s) = 0,2 \cdot IC(s) + \frac{21276}{s} \cdot IC(s) \quad (47)$$

$$V_{out}(s) = \frac{[0,2 \cdot s + 21276]}{s} \cdot IC(s)$$

Baseado nas relações 43 e 45, é possível obter a função de transferência:

$$\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = \frac{IC(s)}{IC(s)} \cdot \frac{\left[\frac{0,2 \cdot s + 21276}{s} \right]}{\left[\frac{1,2828 \cdot s + 0,6003 \cdot s^2 + 3,3902}{s} \right]}$$

$$\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = \frac{0,3333[s + 106383]}{[s^2 + 2,138 \cdot s + 5,650]} \quad (48)$$

A função de transferência desejada é em relação à *VFB*, logo ao realizar um divisor de tensão:

$$VFB(t) = \frac{Vout(t) \cdot Rout}{Rout + Rled} = Vout(t) \cdot 5,155 \cdot 10^{-3} \quad (49)$$

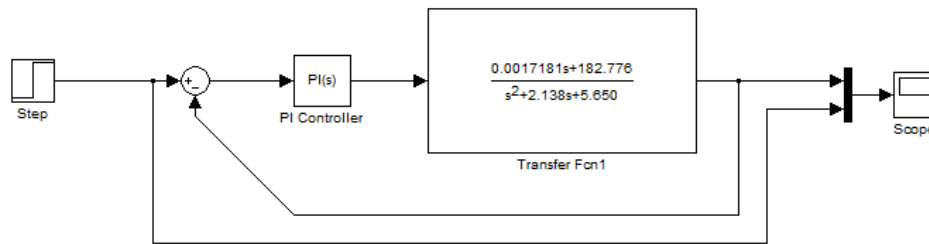
Logo:

$$\frac{VFB(s)}{Vin(s)} = 5,155 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{0,3333[s + 106383]}{[s^2 + 2,138 \cdot s + 5,650]} = \frac{1,7181 \cdot 10^{-3} [s + 106383]}{[s^2 + 2,138 \cdot s + 5,650]} \quad (50)$$

$$\frac{VFB(s)}{Vin(s)} = \frac{1,7181 \cdot 10^{-3} [s + 106383]}{[s^2 + 2,138 \cdot s + 5,650]}$$

Existem diversas maneiras de se realizar o dimensionamento do compensador de acordo com a função de transferência acima. Para facilitar o dimensionamento, foi utilizado a ferramenta *PID Tuning* do software Simulink-MATLAB. O diagrama de blocos para a obtenção do PI é apresentado na Figura 5.11 a seguir:

Figura 5.11 - Modelo estudado no Simulink para a determinação dos parâmetros do compensador PI.

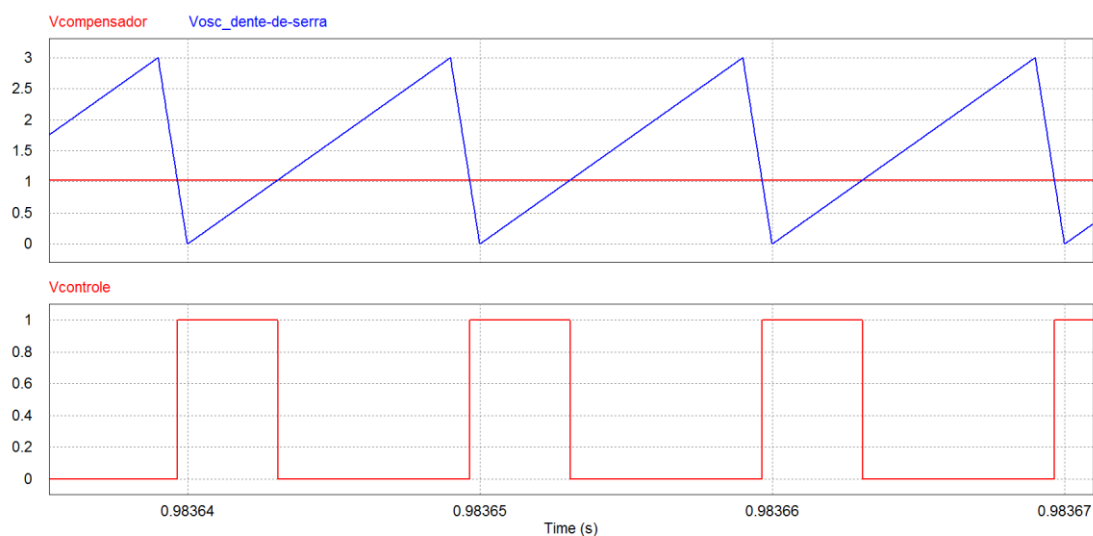


Através das respostas obtidas na ferramenta *PID tuning* do Simulink e de análise da resposta obtida no circuito projetado no PSIM, chegou-se aos valores de ganho proporcional $K=5$ e constante de integração $I = 0.05$.

- Estágio 3 – Comparação com a Função Dente-de-Serra

De modo similar ao que ocorre no *One-Cycle Control*, realiza-se uma comparação entre uma função dente-de-serra de amplitude e frequência constante, com o sinal de erro fornecido pelo compensador PI. Enquanto o sinal de erro for maior que o sinal da rampa, o MosFet deve conduzir. Quando o sinal da rampa for maior que o sinal de erro, o MOSFET deve comutar para o estado desligado. A Figura 5.12 a seguir exemplifica a atuação descrita acima:

Figura 5.12 - Exemplo da atuação do comparador em relação ao sinal emitido no *gate* do MOSFET.



- Estágio 4 – Malha de Proteção de Sobretensão (*Overvoltage Protection* – OVP)

Para evitar que a tensão de saída supere o valor máximo determinado em projeto, foi adicionado uma malha de proteção de sobretensão baseado na arquitetura do CI IR1150. Cria-se, então, um sensor de tensão na saída do conversor *Buck* cuja resistência equivalente seja aproximadamente $1\text{ M}\Omega$ para drenar o mínimo de corrente do conversor. Internamente, o IR1150 possui uma referência de 3 V para *overvoltage protection*, e demonstra como calcular as resistências da malha.

$$R_{ovp_1} + R_{ovp_2} \cong 1\text{ M}\Omega \quad (51)$$

$$I_{ovp} = \frac{V_{out(bk)máx}}{R_{ovp_1} + R_{ovp_2}} \quad (52)$$

$$R_{ovp_2} = \frac{3\text{ V}}{I_{ovp}} = \frac{3[R_{ovp_1} + R_{ovp_2}]}{V_{out(bk)máx}} \quad (53)$$

Como $V_{out(bk)máx}$ foi definido como 138.5 V e se fixarmos a soma das resistências de proteção em, aproximadamente, $1\text{ M}\Omega$ ao determina-las como $499\text{ k}\Omega$, obtém-se:

$$R_{ovp_1} = 2 \times 499\text{ k}\Omega$$

$$R_{ovp_2} = \frac{3(998\text{ k}\Omega)}{138,5} = 21,617\text{ k}\Omega$$

Devido à existência da tolerância da resistência variar de 1 à 10% dependendo da qualidade do material e, da pequena margem de erro ocasionada pela curva característica de corrente direta por tensão direta do LED, determina-se o valor da resistência como $21,6\text{ k}\Omega \pm 1\%$.

Em condições normais de operação:

$$I_{ovp} = \frac{136\text{ V}}{1\text{ M}\Omega} = 136\text{ }\mu\text{A}$$

$$V_{R_{ovp_2}} = I_{ovp} \cdot R_{ovp_2} \quad (54)$$

$$V_{R_{ovp_2}} = 136 \mu A \cdot 21,6 k\Omega = 2,937 V$$

A tensão máxima de saída será então limitada pela malha de proteção à:

$$I_{ovp_{m\acute{a}x}} = \frac{3 V}{21600 \Omega} = 138,89 \mu A$$

$$V_{out_{(bk)m\acute{a}x_{ovp}}} = 138,98 \mu A \cdot (998 k\Omega + 21k\Omega) = 141,53 V$$

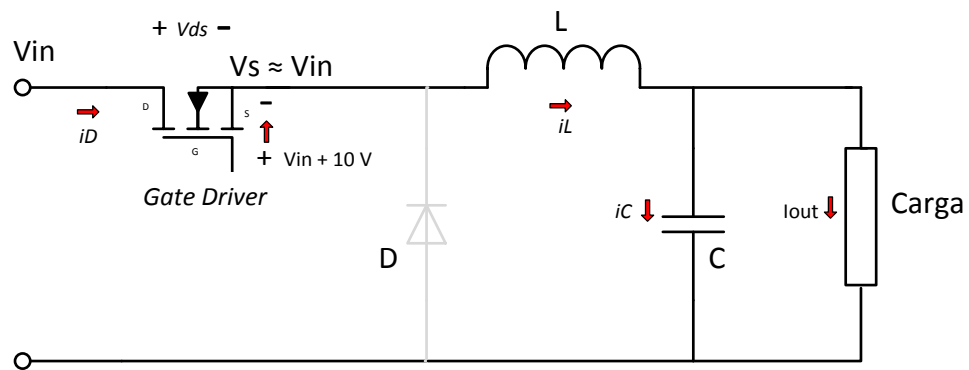
- Estágio 5 – Determinação do ciclo de trabalho do conversor

Uma porta lógica *AND* receberá os sinais da malha de proteção de sobretensão e o sinal referente à malha do compensador, de modo que, se existir sobretensão na saída a malha de controle irá desligar o conversor, caso contrário a operação será determinada pelo sinal proveniente da malha do compensador.

5.3.5 Driver de sinal para o GATE

Existe a necessidade, também, de inserir um circuito auxiliar *Gate Driver* no projeto. No MOSFET utilizado, a tensão *VGS* necessária para a condução é entre 8 e 10 V como visto no datasheet da VISHAY. Como a tensão de entrada é de 400 V em operação normal e, podemos aproximar a tensão do *Source (S)* do MOSFET como sendo próximo do valor de entrada no *Drain (D)* ao considerar que a queda de tensão V_{DS} em comparação aos níveis de tensão de saída e entrada é desprezível, o *Gate Driver* se faz necessário, então, para elevar a tensão de controle no *Gate* para chavear o MOSFET. O driver utilizado será o IR2125 com capacidade de tensão de saída de até 500 V, detalhes e esquemáticos são apresentados em International Rectifier (2004). A atuação do driver é apresentada na Figura 5.13.

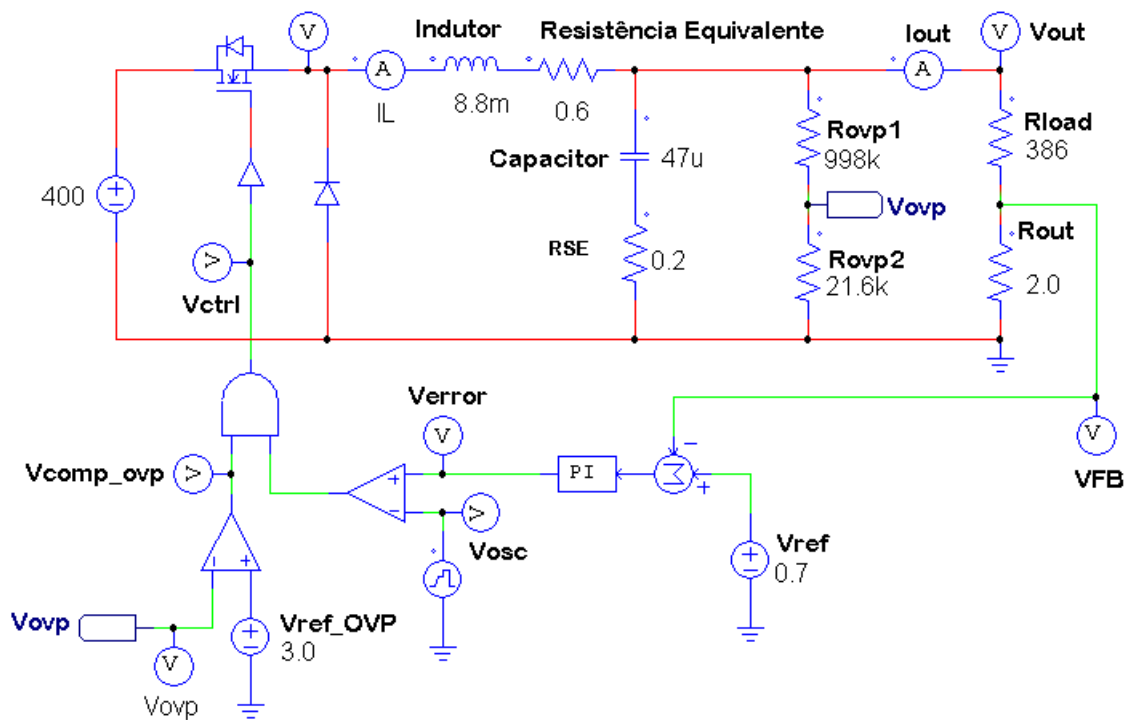
Figura 5.13 - Conversor *Buck* com detalhe nas tensões e correntes de operação.



5.3.6 Circuito Projetado para o conversor *Buck*

A partir dos valores do circuito de potência e da malha de controle, o circuito projetado para o conversor *Buck* é apresentado na Figura 5.14. A resistência de saída R_{load} de 386Ω representa o conjunto de LED's operando com corrente de 350 mA.:

Figura 5.14- Circuito Projetado no PSIM para o conversor *Buck*.



5.4 PROJETO DO RETIFICADOR *BOOST*

A topologia utilizada para o conversor *Boost* utilizada em projeto é apresentada na Figura 3.10 na seção sobre *One-Cycle Control* e, a metodologia de cálculo dos elementos do circuito é apresentado em mais detalhes em *BROWN Power Supply CookBook, 2001*.

5.4.1 Dados de caixa preta

- Tensão de Entrada $V_{in(bst)}$

A tensão de entrada do conversor *Buck* será a tensão da ponte retificadora, tal tensão poderá admitir valores entre 90 V e 230 V RMS para a operação normal do circuito conversor. Adotando-se o valor nominal de entrada como 220 V, pode-se calcular os seguintes níveis de tensão:

$$V_{in(bst)(mín)} = 90 \sqrt{2} = 127,28 \text{ V}$$

$$V_{in(bst)(nom)} = 220 \sqrt{2} = 311,13 \text{ V}$$

$$V_{in(bst)(máx)} = 230 \sqrt{2} = 325,27 \text{ V}$$

- Tensão de Saída $V_{out(bst)}$

Os valores previamente calculados na seção de projeto do *Boost* foram determinados como :

$$V_{out(bst)(min)} = 375 \text{ V}$$

$$V_{out(bst)(nom)} = 400 \text{ V}$$

$$V_{out(bst)(máx)} = 425 \text{ V}$$

- Corrente de saída $I_{out(bst)(méd_máx)}$

A corrente média máxima de saída do conversor *Boost* deve ser igual à corrente média máxima de entrada do conversor *Buck*, logo:

$$I_{out(bst)(méd_máx)} = I_{in(bk)(méd_máx)} = 214 \text{ mA}$$

- Potência de Saída $P_{out(bst)}$

A potência máxima e nominal do conversor *Boost* deve ser igual à potência máxima e nominal de entrada do conversor *Buck* já previamente calculadas:

$$P_{out(bst)(nom)} = P_{in(bk)(nom)} = 53 \text{ W}$$

$$P_{out(bst)(máx)} = P_{in(bk)(máx)} = 77 \text{ W}$$

- Potência de entrada $P_{in(bst)}$

Considerando uma eficiência de $\eta = 90\%$ para o conversor *Boost*, podemos aproximar os valores da potência de entrada como sendo:

$$P_{in(bst)(nom)} = \frac{P_{out(bst)(nom)}}{\eta} = \frac{53}{0,9} \cong 59 \text{ W}$$

$$P_{in(bst)(máx)} = \frac{P_{out(bst)(máx)}}{\eta} = \frac{77}{0,9} \cong 86 \text{ W}$$

- Corrente máxima drenada da Rede $I_{ac(RMS_máx)}$

Considerando que, a corrente drenada da rede é senoidal, seu valor de pico máximo será nas condições de maior potência drenada e menor tensão de alimentação, tem-se:

$$I_{ac(pk_máx)} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{in(bst)(máx)}}{V_{ac(bst)(RMS_mín)}} \quad (55)$$

$$I_{ac(pk_máx)} = \frac{\sqrt{2} \cdot 86}{90} = 1,345 \text{ A}$$

5.4.2 Seleção do Transistor de Chaveamento e do Diodo

Para a topologia *Boost*, o transistor de chaveamento deve atingir as seguintes exigências (ON SEMICONDUCTOR, 1999):

$$V_{DSS} > V_{in(bst)(m\acute{a}x)} \rightarrow V_{DSS} > 325,27 V$$

$$I_{Dm\acute{a}x} > 2 \cdot \frac{P_{out(bst)(m\acute{a}x)}}{V_{ac(bst)(RMSmin)}} \rightarrow I_{Dm\acute{a}x} > 1,91 A$$

Para atender às exigências, seleciona-se o MOSFET IR840, o mesmo utilizado pelo conversor *Buck*.

- Seleção do diodo de comutação

O diodo deve satisfazer as exigências (ON SEMICONDUCTOR, 1999):

$$V_{R(m\acute{a}x)} > V_{out(bst)(m\acute{a}x)} \rightarrow V_{R(m\acute{a}x)} > 425 V$$

$$I_{F(m\acute{a}x)} > I_{out(bst)(m\acute{e}d_{m\acute{a}x})} \rightarrow I_{F(m\acute{a}x)} > 214 mA$$

Para atender às exigências, adota-se o mesmo diodo do conversor *Buck*, o UF5406.

5.4.3 Ponte Retificadora

A ponte retificadora deve ser dimensionada de tal modo que seus diodos devem suportar a tensão reversa de pico superior à $V_{in(bst)(pk_{m\acute{a}x})}$ e uma corrente RMS direta máxima superior à corrente drenada pelo *Boost* $I_{ac(RMS_{m\acute{a}x})}$.

$$V_{R(m\acute{a}x)} > V_{in(bst)(pk_{m\acute{a}x})} \rightarrow V_{R(m\acute{a}x)} > 325,27 V$$

$$I_{F(m\acute{a}x)} > I_{ac(RMS_{m\acute{a}x})} \rightarrow I_{F(m\acute{a}x)} > 976,43 mA$$

Para atender às exigências, adota-se a ponte retificadora W10M.

5.4.4 Cálculo da frequência de chaveamento e *duty-cycle*

- Frequência de chaveamento $f_{sw(bst)}$

Um valor de frequência adotado será de 150 kHz, fator que se situa dentro dos limites de atuação do circuito de controle, do MOSFET e do diodo de alta frequência. A diferença entre as frequências do conversor *Boost* e do *Buck* foi adotada para evitar o batimento de frequência dos dois circuitos.

- Ciclo de trabalho $\delta_{(bst)}$

Com base nas tensões de entrada e saída do conversor *Boost* pode-se calcular, então, o valor do *duty-cycle* previsto para o circuito chaveado:

$$\delta_{(bst)(nom)} = 1 - \frac{V_{in(bst)(pk_{nom})}}{V_{out(bst)(nom)}} \quad (56)$$

$$\delta_{(bst)(nom)} = 1 - \frac{311,13}{400} = 22,21\%$$

$$\delta_{(bst)(min)} = 1 - \frac{V_{in(bst)(pk_{m\acute{a}x})}}{V_{out(bst)(min)}} \quad (57)$$

$$\delta_{(bst)(nom)} = 1 - \frac{325,27}{375} = 13,26\%$$

$$\delta_{(bst)(m\acute{a}x)} = 1 - \frac{V_{in(bst)(pk_{min})}}{V_{out(bst)(m\acute{a}x)}} \quad (58)$$

$$\delta_{(bst)(min)} = 1 - \frac{127,28}{425} = 70,05\%$$

5.4.5 Filtro de Saída do Conversor *Boost*

- Cálculo da Indutância $L_{(bst)}$

Utilizando-se a equação (27), apresentada anteriormente para o conversor *Buck*, obtém-se:

$$L_{(bst)} = \frac{\delta}{f \cdot \Delta I_{L(bst)}} \cdot V_{in(bst)} \quad (59)$$

Semelhante ao *Buck*, é necessário calcular a ondulação de corrente no indutor, e para tal utiliza-se um valor adequado de $r = 0,3$ (SCHELLE, CASTORENA, 2006):

$$\Delta I_{L(bst)} = r \cdot I_{in(pk_{máx})}$$

$$\Delta I_{L(bst)} = 0,3 \cdot 1,345 = 403,5 \text{ mA}$$

Considerando o pior cenário possível no qual o ciclo de trabalho e a tensão de saída são máximos no conversor *Boost* tem-se:

$$L_{(bk)} = \frac{70,05\%}{150 \text{ kHz} \cdot 403,5 \text{ mA}} \cdot 127,28 = 1,473 \text{ mH}$$

- Cálculo da Capacitância $C_{out(bst)}$

A capacitância, para o conversor *Boost PFC (power factor correction)* é calculada com base no tempo de *hold up*, o qual indica o intervalo de tempo que o capacitor consegue manter o nível de tensão de saída mínima para a carga mediante a uma interrupção da tensão da rede. A equação apresentada por Todd (1999) permite calcular o valor mínimo da capacitância como se segue:

$$C_{out(bst)(min)} = \frac{2 \cdot P_{out(bst)(nom)} \cdot tH}{[V_{out(bst)(nom)}^2 - V_{out(bst)(min)}^2]} \quad (60)$$

Para o circuito conversor, um valor conveniente para o tempo de *hold up* é de 20 ms , o que equivale a pouco mais que um ciclo de 60 Hz da rede de alimentação.

$$C_{out(bst)(min)} = \frac{2 \cdot 53 \cdot 50 \cdot 10^{-3}}{[400^2 - 375^2]} = 273,55 \mu F$$

Novamente, devido à tolerância dos capacitores comerciais variar em até 20% do valor indicado, adota-se um valor maior que:

$$C_{out(bst)(min)} = \frac{273,55 \mu F}{1 - 0,2} = 342 \mu F$$

Adota-se, então, o valor comercial de 470 μF / 450 V para a capacitância de saída do conversor *Boost*.

- Capacitor de entrada $C_{in(bst)}$

Segundo a equação apresentada por Todd (1999) :

$$C_{in(bst)} = r \cdot \frac{I_{ac(RMS_{máx})}}{2\pi \cdot f \left[\frac{\Delta V_{in}}{V_{in}} \right] \cdot V_{ac(RMS_{min})}} \quad (61)$$

O fator r representa a ondulação da corrente no indutor e será mantido como 0,3 .

A relação $\frac{\Delta V_{in}}{V_{in}}$ representa o máximo valor de ondulação da tensão de entrada em alta frequência. Tipicamente seus valores admitidos são entre 3 e 9%. Neste projeto será definido como 5%.

$$C_{in(bst)} = 0,3 \cdot \frac{\frac{1,345}{\sqrt{2}}}{2 \cdot \pi \cdot 150 \text{ kHz} \cdot 5\% \cdot 90} = 67,3 \text{ nF}$$

Considerando 20% de variação na capacitância, encontra-se o valor de :

$$C_{in(bst)} = \frac{67,3}{1 - 0,2} = 84,12 \text{ nF}$$

Adota-se um valor comercial superior de 81 nF / 450 V.

5.5 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE *ONE-CYCLE* DO CONVERSOR *BOOST*

Para este projeto, será utilizado como base, o circuito dedicado IR1150 cujo circuito esquemático é apresentado em mais detalhes em International Rectifier. O circuito dedicado IR1150 é projetado para operar com o algoritmo OCC para o controle com PFC de um conversor *Boost* em modo de condução contínua e, o *design* de sua malha de controle é apresentada em BROWN e SOLDANO (2005).

O modelo de um circuito conversor *Boost* baseado no IR1150 é apresentado na Figura 5.15 :

$$R_{FB3} = \frac{V_{REF}(R_{FB1} + R_{FB2})}{(V_{out} - V_{REF})} \quad (62)$$

A tensão de referência utilizada nesse circuito será a mesma do CI IR1150, no caso, $V_{REF} = 7 \text{ V}$. A tensão de saída do conversor *Boost* é de 400 V e as resistências R_{FB1} e R_{FB2} são conhecidas. A resistência do sensor de tensão será então:

$$R_{FB3} = \frac{7(998 \text{ k}\Omega)}{(400 - 7)} = 17,78 \text{ k}\Omega$$

A tensão de saída do conversor, baseado nos valores estabelecidos pelas resistências calculadas, será determinado por:

$$V_{out} = \frac{(R_{FB1} + R_{FB2} + R_{FB3}) \cdot V_{REF}}{R_{FB3}} \quad (63)$$

$$V_{out} = \frac{(998 \text{ k} + 17,78 \text{ k}) \cdot 7}{17,78 \text{ k}} = 399,92 \text{ V}$$

A potência dissipada nos resistores será, então:

$$P_{R_{FB1}} = P_{R_{FB2}} = \frac{(V_{out} - V_{REF})^2}{2(R_{FB1} + R_{FB2})} \quad (64)$$

$$P_{R_{FB1}} = P_{R_{FB2}} = 77,3 \text{ mW}$$

A tensão aplicada ao resistor R_{FB3} será denominada Tensão de *Feedback*, a qual representará, para a malha de controle, a forma e magnitude da tensão de saída do conversor *Boost*. Portanto, a resistência R_{FB3} é denominada de Sensor de Tensão do Conversor.

5.5.2 Malha de Proteção de Sobretensão

A malha de proteção de sobretensão atuará em situações extremas nas quais a malha de controle não consegue reagir à tempo. No caso do circuito apresentado, foi estabelecido a

tensão máxima de saída em 425 V. A metodologia aplicada à malha de proteção é similar à metodologia de aquisição da tensão de *Feedback* apresentada na seção anterior.

Deseja-se que quando o valor médio da tensão de saída supere 425 V, o circuito atue de modo a reduzir essa tensão por meio de corte no MosFet. No circuito projetado, a tensão de referência $V_{REF} = 7\text{ V}$ representa a tensão de saída $V_{out(bst)nom} = 400\text{ V}$. Utilizando a proporção, a tensão de referência associada ao valor de saída $V_{out(bst)máx} = 425\text{ V}$ equivale à:

$$V_{REF_{OVP}} = \frac{425}{400} \cdot 7 = 7,437\text{ V}$$

Adota-se então um valor de 7.35 V, valor tal baseado na arquitetura do CI IR1150 o qual possui internamente sinal dedicado que é uma porcentagem do sinal V_{FB} (7% maior que a tensão de *feedback*, precisamente) . A nova tensão máxima de saída do conversor *Boost* será, então:

$$V_{out(bst)máx} = \frac{7,35}{7} \cdot 400 \cong 420\text{ V}$$

5.5.3 Malha de Corrente e Proteção à sobrecorrente

5.5.3.1 Projeto da Resistência do Sensor de Corrente R_s

A resistência R_s deve atuar quando a corrente máxima permitida pelo circuito se estabelece. O resistor é posicionado como indicado na Figura 4.15 de modo que a corrente que circula pelo indutor circulará, também, pelo resistor. A maior corrente ocorre quando o conversor opera com a maior potência de saída e menor tensão de entrada (DING,NATARAJAN). Ainda é necessário acrescentar que o maior ciclo de trabalho será no valor de pico da corrente gerada pelas condições descritas anteriormente e, esse pico será:

$$\delta_{(bst)(pk)máx} = \frac{V_{out} - \sqrt{2} \cdot V_{in_{RMS}(min)}}{V_{out}} \quad (65)$$

$$\delta_{(bst)(pk)máx} = \frac{400 - \sqrt{2} \cdot 85}{400} \cong 70\%$$

A seguir, é necessário inserir um valor de sobrecarga na corrente máxima de pico AC de entrada no indutor. Recomenda-se a utilização de um fator $K_{OVL} = 5\%$, de modo que:

$$I_{IN(PK)OVL} = I_{L(PK)máx} \cdot (1 + K_{OVL}) \quad (66)$$

$$I_{IN(PK)OVL} = 1,345 (1,05) = 1,412 \text{ A}$$

Para a malha de corrente, baseado no IR1150, é definido os valores do ganho DC como 2.5 e da tensão de comparação $V_{COMP(EFF)(MIN)} = 6,05 \text{ V}$ para então determinar a tensão V_{SNS} que deve se estabelecer sobre a resistência R_s .

$$V_{SNS(máx)} = \frac{V_{COMP(EFF)(MIN)} \cdot (1 - \delta_{(bst)(pk)máx})}{g_{DC}} \quad (67)$$

$$V_{SNS(máx)} = \frac{6,05 \cdot (1 - 0,7)}{2,5} = 0,726 \text{ V}$$

Definida a corrente de pico máxima $I_{IN(PK)OVL}$ e a tensão máxima que deve se estabelecer na resistência R_s , $V_{SNS(máx)}$. Calcula-se o valor da resistência do sensor de corrente:

$$R_s = \frac{V_{SNS(máx)}}{I_{IN(PK)OVL}} = \frac{0,726}{1,412} = 0,515 \text{ } \Omega \quad (68)$$

A potência máxima dissipada no resistor sensor de corrente será, nas piores condições :

$$P_{RS} = I_{IN(RMS)(máx)}^2 \cdot R_s \quad (69)$$

$$P_{RS} = 0,951^2 \cdot 0,515 = 465 \text{ mW}$$

Portanto, define-se a resistência de sensor de corrente como $0,5 \text{ } \Omega \text{ } \frac{1}{2} \text{ W}$.

5.5.3.2 Amplificador de Erro

Baseado na Figura 3.2 apresentada anteriormente, é necessário calcular os parâmetros R_{gm} , C_z e C_p . Uma vez que g_m é definido pelo IR1150 como 40 μS para os cálculos a seguir.

A atenuação do loop de *feedback* é definido como:

$$V_{out} = \frac{(R_{FB1} + R_{FB2} + R_{FB3})}{R_{FB3}} \cdot V_{REF} \quad (70)$$

$$H_1(s) = \frac{V_{REF}}{V_{out}} = \frac{7}{136} = 0,0515 = -25,77 \text{ dB} \quad (71)$$

Para conversores PFC, é usual manter a banda de passagem do loop de Tensão inferior à metade da frequência da linha para evitar a distorção da corrente de linha resultante da tentativa de regular a tensão de frequência 120 Hz e superiores no loop de tensão do controlador. O objetivo do compensador do loop de tensão é , então, a redução do ganho para frequências harmônicas da tensão de linha, alcançando assim a estabilidade do *loop* (BROWN; SOLDANO, 2005).

Para realizar o cálculo do ganho necessário para o amplificador de erro necessita-se, primeiro, calcular a amplitude de tensão de 2º harmônico do sinal de saída:

$$V_{OPK} = \frac{P_{in}}{2\pi \cdot f_{2nd} \cdot C_{out} \cdot V_{out}} \quad (72)$$

$$V_{OPK} = \frac{59}{2\pi \cdot 120 \cdot 470 \mu \cdot 400} = 0,417 \text{ V}$$

A magnitude da tensão de segundo harmônico deve ser pequena em comparação com a tensão de saída do amplificador de erro, logo , segundo a equação apresentada por Brown(2005):

$$G_{VA} = \frac{V_{comp(EFF)} \cdot K}{2 \cdot V_{OPK}} \quad (73)$$

Onde G_{VA} representa a atenuação necessária para o sinal de tensão de segundo harmônico e, K representa o fator de comparação entre a tensão de saída do amplificador de erro e a tensão de segundo harmônico e $V_{comp(EFF)}$ é determinado pelo CI IR 1150 como 6.05V. Atribui-se à K o valor entre 0,1 à 1% pela necessidade de que a tensão de segundo harmônico seja desprezível em relação à tensão de saída do amplificador de erro. Melhores resultados foram obtidos com $K = 5$.

$$G_{VA} = \frac{6,05 \cdot 0,3\%}{2 \cdot 0,417} = 0,0218 = -33,25 \text{ dB}$$

O ganho do amplificador de erro à 120 Hz deve ser então:

$$G_{VA} - H_1 = -33,25 + 25,77 = -7,45 \text{ dB} = 0,43 \quad (74)$$

O capacitor C_Z é definido de acordo com os parâmetros fornecidos pelo datasheet do IR 1150 através da equação:

$$C_Z = \frac{t_{SS} \cdot I_{OVEA}}{V_{comp(EFF)}} \quad (75)$$

Na qual t_{SS} representa o tempo de estimado de início suave (*soft-start*) do controlador, ou seja, o tempo necessário para que o controlador parta de zero até o valor máximo de *duty-cycle*. Os valores de t_{SS} variam de 20 ms à algumas centenas de microssegundos, variando de acordo com a aplicação. 300 ms e, I_{OVEA} é fornecido no datasheet do CI IR 1150 de Brown e Soldano (2005).

$$C_Z = \frac{300 \text{ ms} \cdot 40 \mu\text{A}}{6,05} = 1,98 \mu\text{F} \approx 2 \mu\text{F}$$

A resistência R_{gm} é definida por:

$$R_{gm} = \sqrt{\left(\frac{G_{VA} - H_1}{gm}\right)^2 - \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{2nd} \cdot C_Z}\right)^2} \quad (76)$$

$$R_{gm} = 9,8 \text{ k}\Omega$$

A capacitância C_p deve ser definida de acordo com:

$$C_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_{gm} \cdot \frac{f_{sw}}{6}} \quad (77)$$

A frequência de chaveamento na equação (75) foi dividida pelo motivo de ajustar a posição do pólo da equação de transferência do amplificador de erro, de modo a situar-se acima da frequência de *cross-over* e significativamente abaixo da frequência da malha de controle. Segundo BROWN, SOLDANO (2005) a frequência deve se situar entre 1/6 e 1/10 da frequência de chaveamento do circuito.

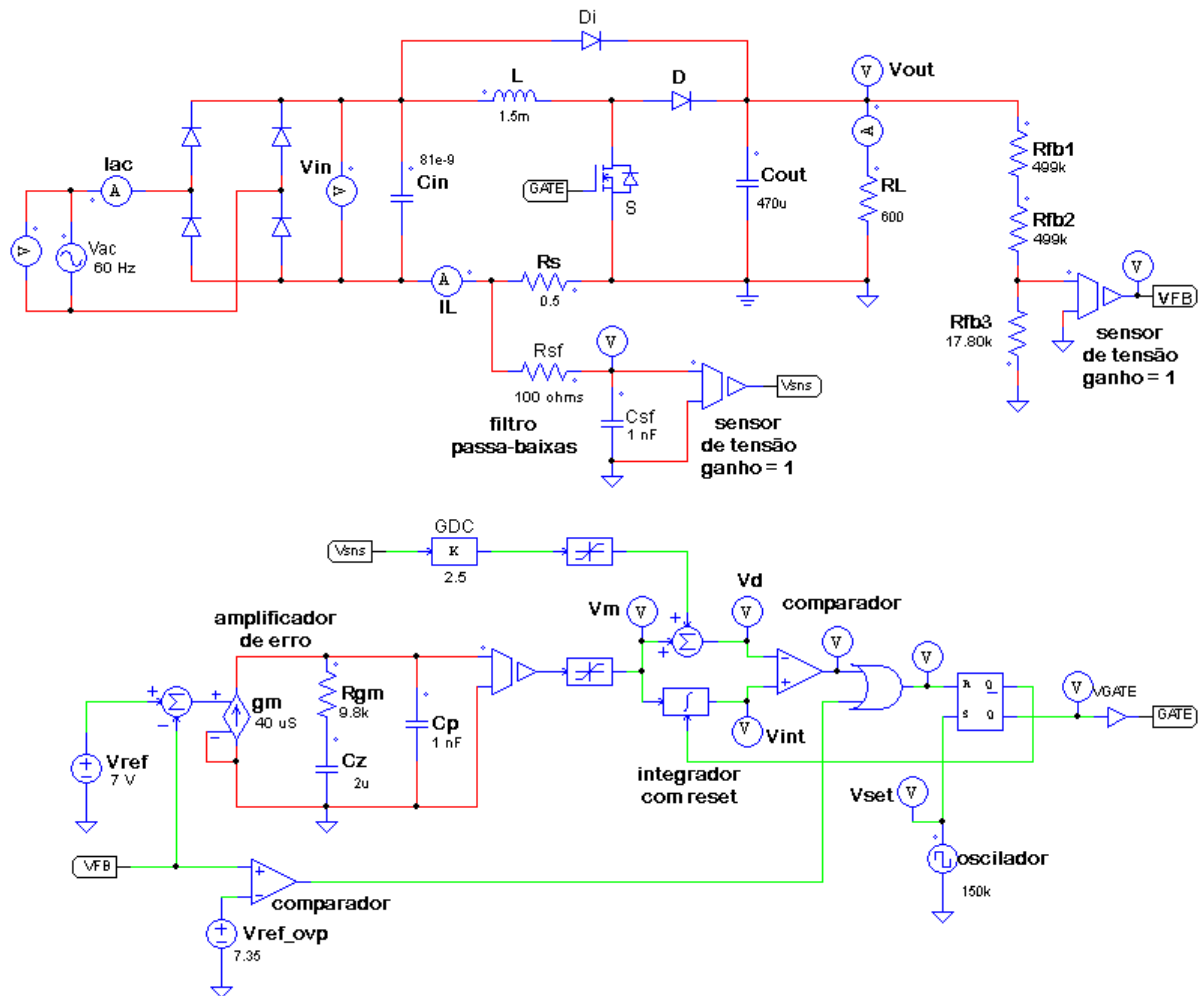
$$C_p = 0,65 \text{ nF}$$

Adota-se um valor comercial de 1 nF para a capacitância C_p .

5.5.4 Circuito Retificador *Boost*

O circuito projetado do retificador *Boost* no software PSIM, já inseridos a malha de controle e a ponte retificadora de entrada é apresentado na Figura 5.16:

Figura 5.16 - Circuito retificador Boost projetado no PSIM.



6 RESULTADOS E DISCUSSÃO

6.1 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO CIRCUITO PROPOSTO

O *software* utilizado neste trabalho para realizar as simulações é o PSIM, desenvolvido pela empresa *Powersim Inc.* O qual possui ferramentas voltadas para simulação de circuitos eletrônicos de potência e circuitos lógicos.

A realização de uma simulação computacional se faz importante para verificar o comportamento do circuito de acordo com os aspectos projetados e, a partir da simulação computacional, é possível ajustar os elementos do circuito para obter-se uma melhor resposta. Os resultados obtidos na simulação nem sempre representarão fisicamente o que acontecerá no circuito, porém, bons resultados na simulação indicam uma boa probabilidade do circuito operar de acordo com o projetado.

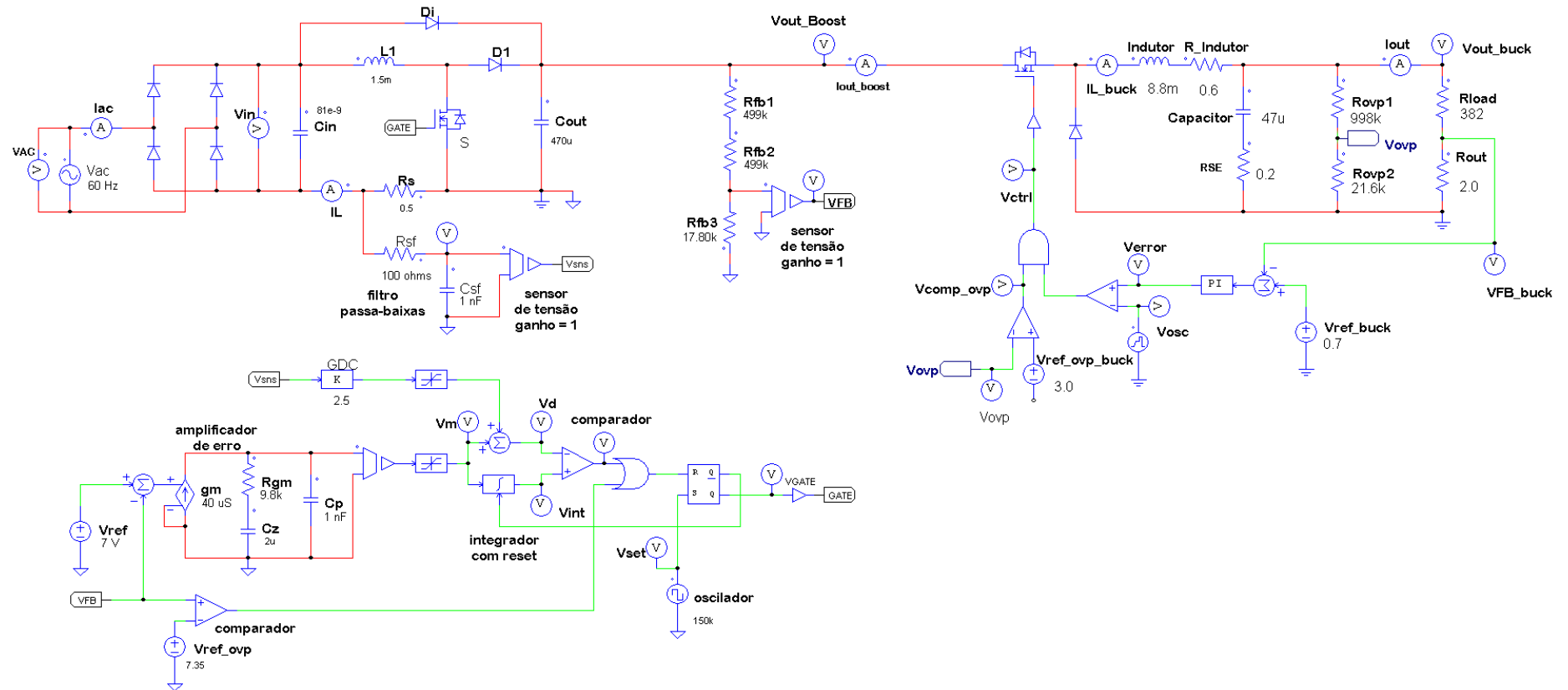
O circuito Retificador *Boost PFC* acoplado ao conversor *Buck* é apresentado na Figura 5.1.

6.2 ALTERAÇÕES REALIZADAS NO CIRCUITO PROPOSTO

- ***Diodo Di***

Afim de carregar o capacitor de saída do retificador *Boost* mais rapidamente e evitar uma resposta transitória muito prolongada no início da simulação, foi adicionado um diodo *Di* em paralelo com a indutância e o diodo do retificador *Boost*. Enquanto a tensão de saída for menor que a tensão de entrada, o diodo conduzirá corrente diretamente da fonte para o capacitor de saída do retificador *Boost*. Quando a tensão de saída superar a tensão de entrada, o diodo será reversamente polarizado e, cessará a condução de corrente direta da fonte para o capacitor de saída, permanecendo assim durante a operação normal do circuito (FILADELFO;LUCENA, 2012).

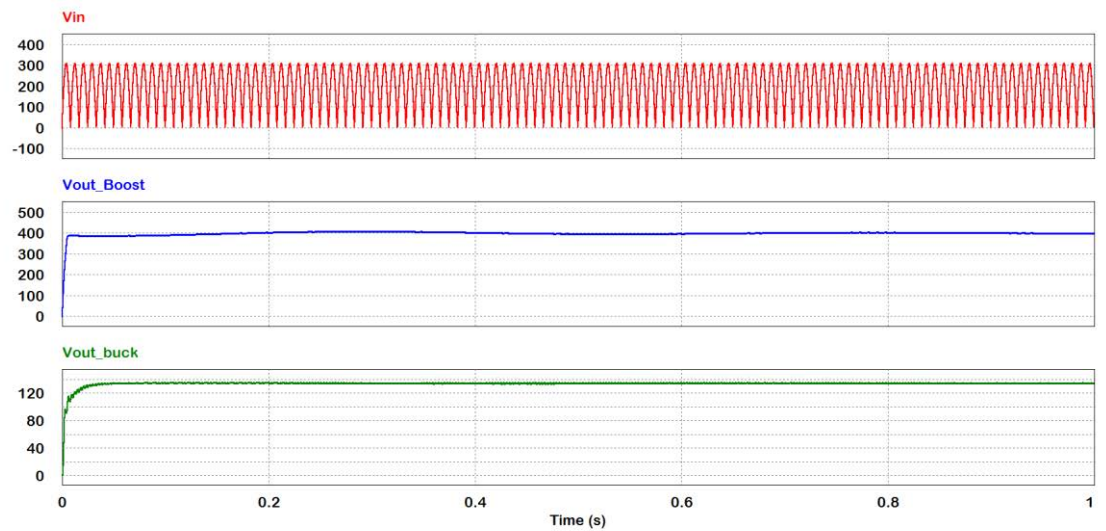
Figura 6.1- Circuito Final Proposto do Retificador *Boost* PFC com Conversor *Buck* projetado no PSIM



6.3 RESULTADOS EM CONDIÇÕES NOMINAIS

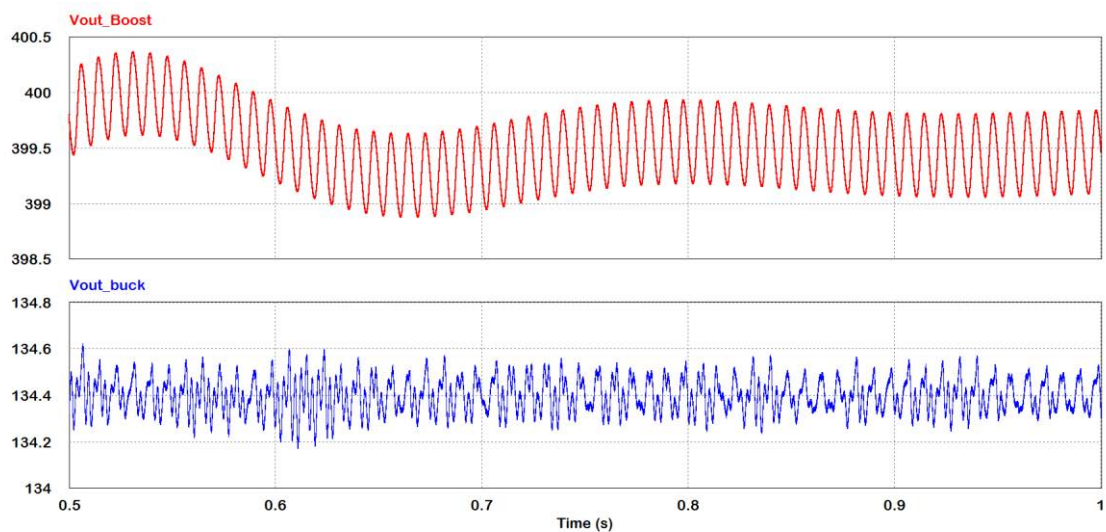
A resposta do sistema em condições nominais de entrada e operação é apresentada na Figura 6.2.

Figura 6.2 - Formas de onda da Tensão de entrada retificada, Tensão de Saída do Retificador *Boost* e tensão de saída do Conversor *Buck*.



Observa-se que o sistema se apresenta como estável e, se analisado o período final, é fornecido a ondulação final de saída das tensões no retificador *Boost* e no conversor *Buck* como é apresentado na Figura 6.3.

Figura 6.3 - Formas de onda da ondulação presente na saída do conversor *Buck* e do retificador *Boost*.

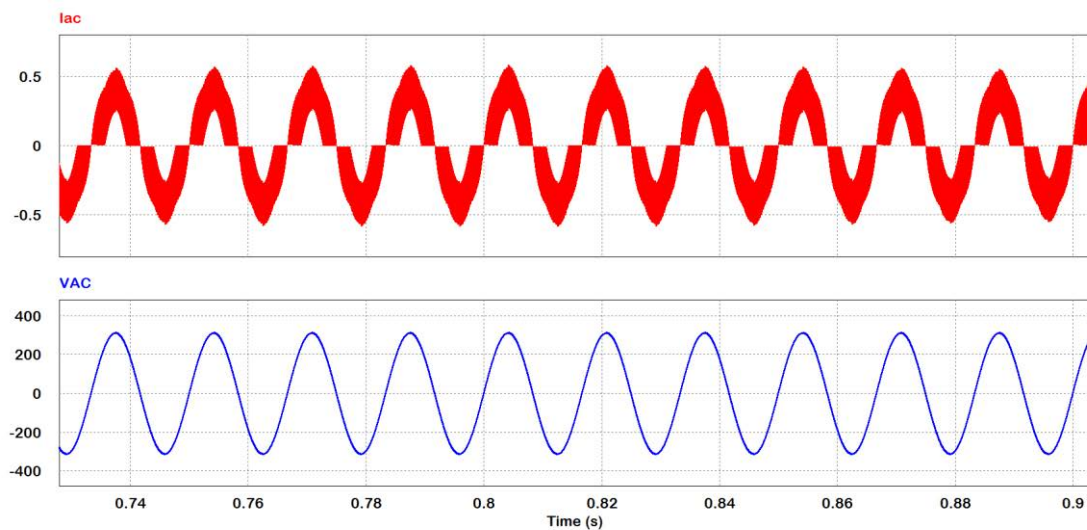


Através da Figura 6.3, é possível estimar a ondulação na saída do retificador *Boost* em aproximadamente 700 mV pico a pico e, a ondulação na saída do conversor *Buck* apresenta ondulação em alta frequência resultando em cerca de 300 mV pico a pico.

O valor médio estimado pelo *software* PSIM para o intervalo final do período acima é de 399,4 V para a saída do retificador *Boost* e de 134,4 V para a saída do conversor *Buck*.

O fator de potência dependerá da forma de onda da tensão e corrente estarem concomitantes. Para o circuito projetado, as formas de onda de tensão e corrente drenada da fonte é apresentada na Figura 6.4.

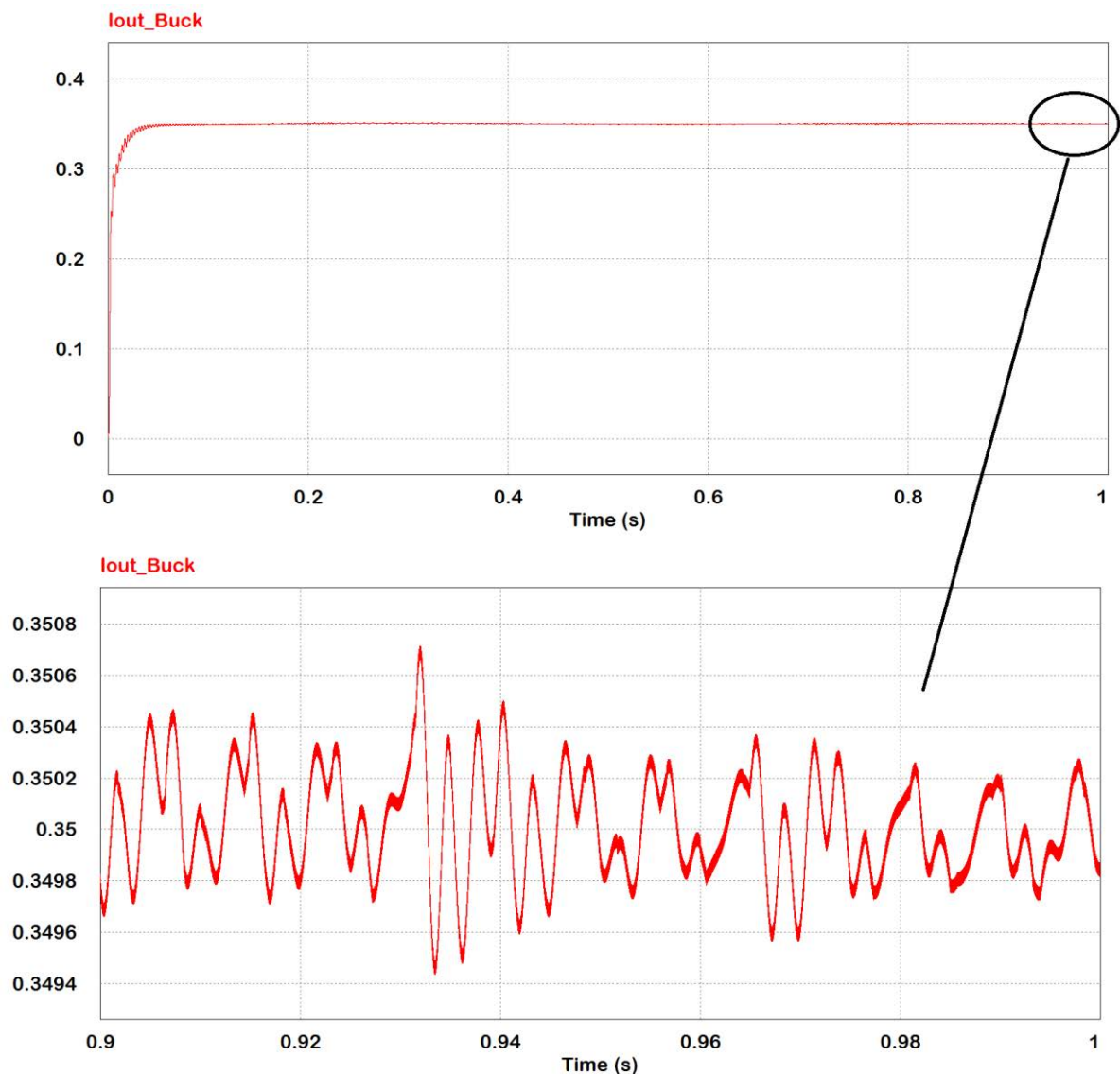
Figura 6.4 - Forma de onda da corrente e tensão de entrada do circuito projetado.



Observa-se que a forma de onda da tensão e corrente drenadas da fonte estão em fase e existe uma semelhança grande entre as formas de onda, o que acarreta em um melhor fator de potência.

A corrente de saída do conversor *Buck* é apresentada na Figura 6.5 a seguir:

Figura 6.5 - Forma de onda da Corrente de Saída do conversor *Buck*.



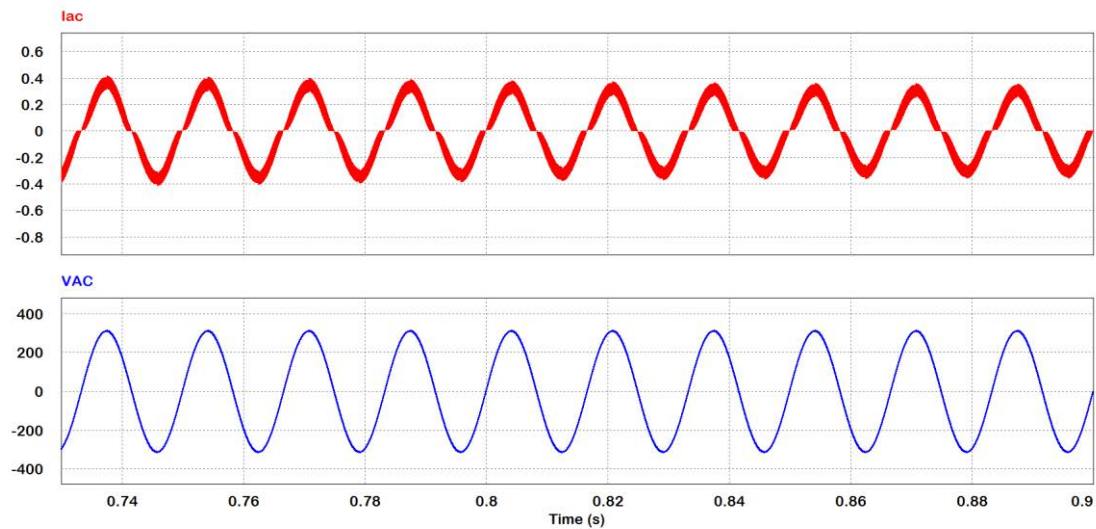
Observa-se que a corrente de saída possui uma ondulação próxima à 1 mA , mantendo seu valor eficaz em 349,87 mA para a carga.

6.4 OTIMIZAÇÃO DO CIRCUITO

Baseado no resultado das simulação apresentada na Figura 6.4, percebe-se que a ondulação da corrente drenada da fonte pode ser reduzida aumentando-se o valor da Indutância do Retificador *Boost*. A ondulação presente na corrente de entrada é decorrente da ondulação presente na corrente que se estabelece no indutor, logo, para efeitos de comparação imediata, realizou-se ensaios apresentando a corrente de entrada. Se a ondulação da corrente

no indutor sofrer uma redução, a ondulação da corrente na entrada do retificador também sofrerá uma redução proporcional. Realizando um teste com uma Indutância de 5 mH, o resultado obtido é apresentado na Figura 6.6.

Figura 6.6 - Forma de onda da Corrente drenada da Fonte em comparação com a forma de onda da Tensão na fonte ao elevar-se a indutância para 5 mH.



Observa-se a redução da ondulação da corrente drenada da fonte, isso se dá pois com o aumento da indutância, aumenta-se a capacidade de armazenamento de energia no indutor que, por sua vez, mantém o fluxo magnético de suas bobinas por mais tempo. A consequência da manutenção por um período maior do fluxo magnético no indutor impossibilita variações instantâneas de corrente, visto pela equação da tensão no indutor:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (78)$$

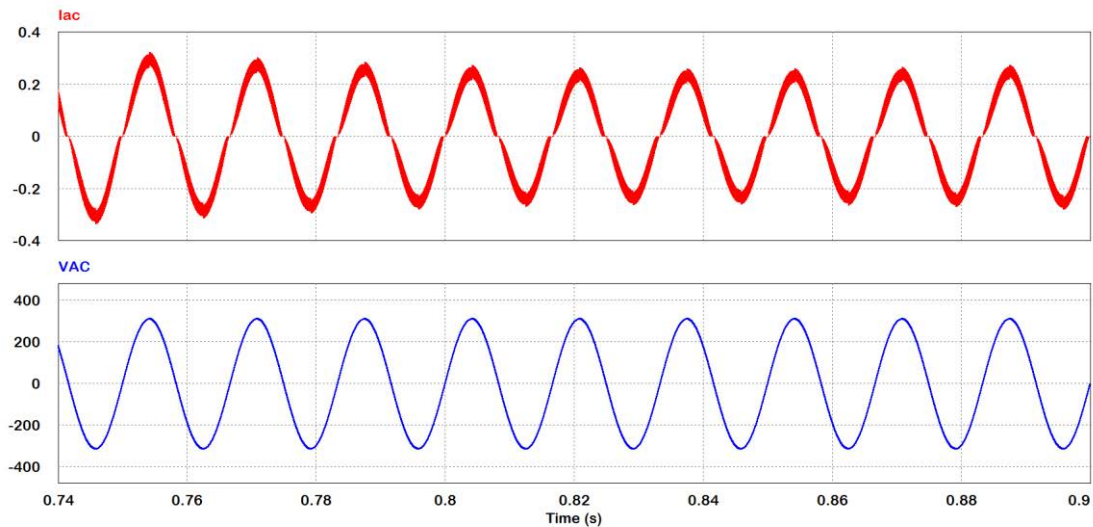
Isolando-se a derivada da corrente:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_L(t)}{L} \quad (79)$$

Mantendo-se a tensão constante, percebe-se que quanto maior a indutância, menor é a variação da corrente no indutor. Por questões de projeto, ao elevar a indutância retificador

Boost percebe-se a proximidade do valor da indutância projetada para o conversor *Buck*. Visando uma produção em larga escala, é compreensível então, utilizar duas indutâncias iguais para os estágios *Buck* e *Boost*. Aplicando 10 mH como valor base para as indutâncias, obtém-se o resultado apresentado na Figura 6.7:

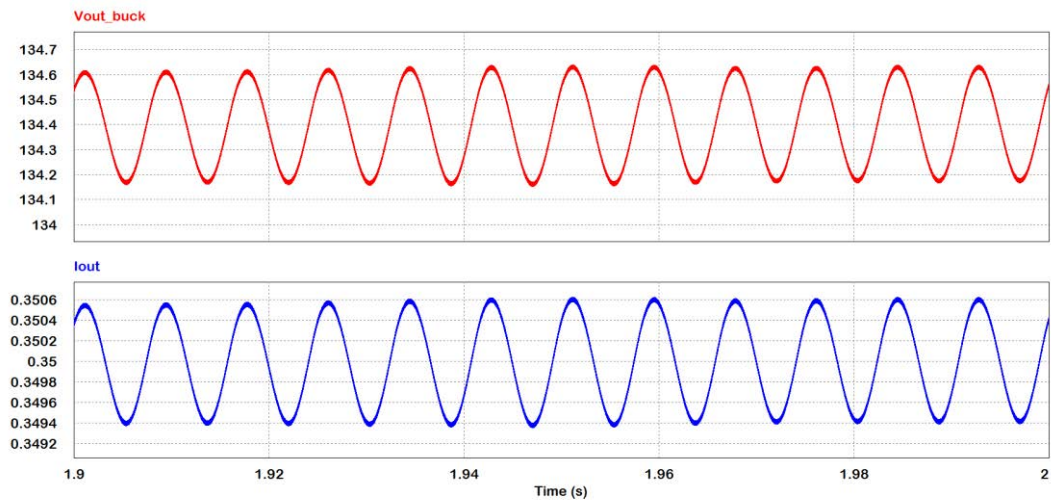
Figura 6.7 - Forma de onda da Corrente drenada da Fonte em comparação com a forma de onda da Tensão na fonte ao elevar-se a indutância do Retificador *Boost* para 10 mH.



Outro fator a ser melhorado é a forma de onda da tensão de saída do conversor *Buck*, apresentado pela Figura 6.3, a qual apresenta distorções em alta frequência e não se aproximam da forma de onda de entrada do conversor *Buck*. Para atenuar essas distorções, decide-se aumentar a capacitância de saída do conversor *Buck* para a mesma utilizada no Retificador *Boost*, 470 μF / 450 V. O resultado obtido é apresentado na Figura 6.8.

O efeito colateral de aumentar-se a capacitância e a indutância do circuito incorre no aumento do espaço físico ocupado pelos componentes. Num circuito integrado dedicado, o espaço ocupado pelo circuito é um dos fatores contrutivos principais a serem considerados, uma vez que, o aumento de custo é proporcional à dimensão dos elementos presentes no circuito. Numa produção em larga escala, os fatores dimensão e custo poderiam tornar inviável a utilização de um indutor e/ou capacitor maior como foi proposto nessa seção.

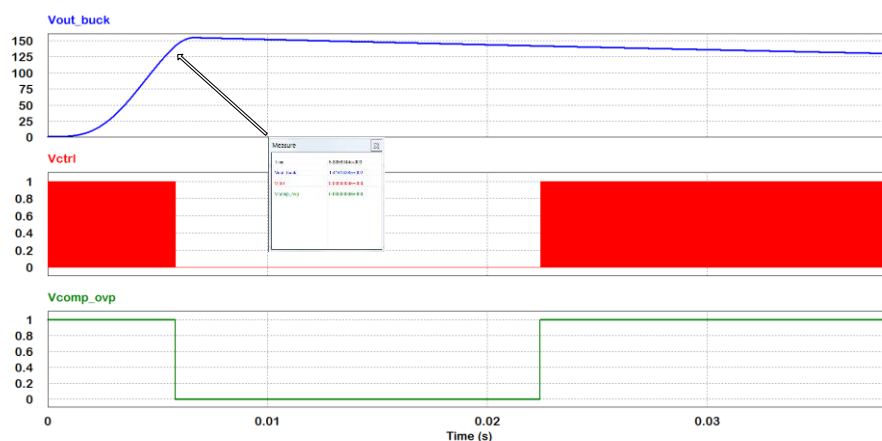
Figura 6.8 - Formas de onda da Tensão de Saída do conversor *Buck* em comparação com a forma de onda da corrente de saída na situação a qual utiliza-se um capacitor de 470 μ F.



6.5 PROTEÇÃO DE SOBRETENSÃO

Foi introduzido na malha de controle um sistema simples de proteção à sobretensão que, ao extrapolar a tensão máxima de saída permitida, o sistema deve reagir cortando a condução do MosFet de chaveamento. Ao elevar-se a capacitância de saída do conversor *Buck*, observou-se um *Overshoot* na tensão de saída nos instantes iniciais de operação, como o esperado, a malha de controle de sobretensão atuou cortando a condução para o *Gate* do MosFet segundo a Figura 6.9 à seguir:

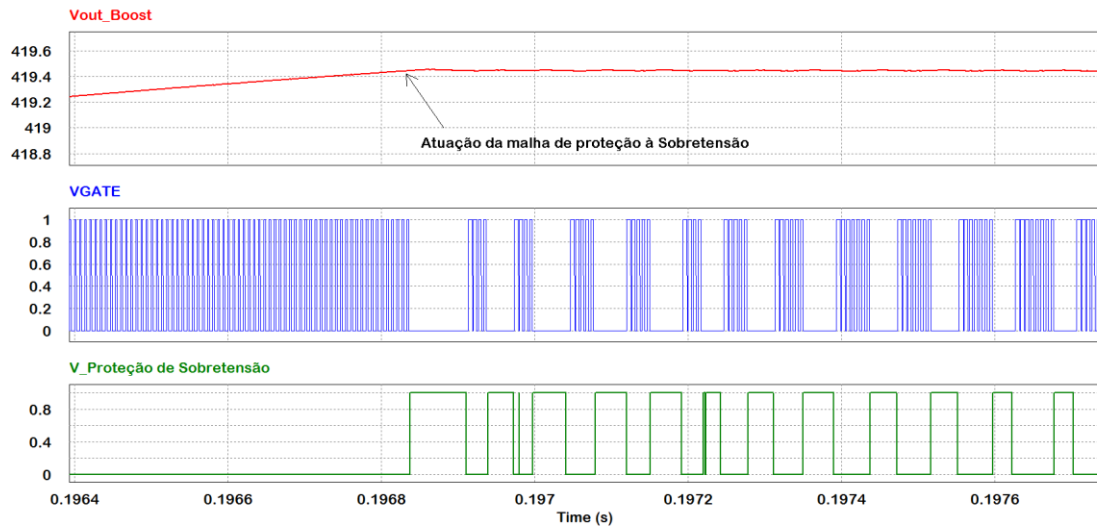
Figura 6.9 - Atuação da Malha de Sobretensão no Conversor *Buck*.



Resultados da simulação indicam a atuação da malha de proteção à sobretensão em aproximadamente 141,61 V na saída do conversor *Buck*. Valor ligeiramente acima do calculado em projeto, que foi de 141,53 V.

No circuito retificador *Boost*, existe um período inicial no qual ocorre uma sobretensão relativa à carga do capacitor, a Figura 6.10 à seguir apresenta a atuação da malha de proteção do retificador *Boost* em relação à sobretensão:

Figura 6.10 – Atuação da malha de controle de sobretensão do retificador *Boost*.



A malha de controle do Retificador *Boost* atua numa tensão levemente inferior à tensão projetada de 420 V, porém, não resulta em nenhuma alteração devido a este fato. Observa-se que o circuito de proteção atua constantemente nos primeiros instantes devido à instabilidade gerada pela carga do capacitor em conjunto com a operação imediata do circuito.

6.6 ANÁLISE DA MALHA DE CONTROLE DO CONVERSOR *BUCK*

É apresentado na Figura 6.11 as formas de onda da Tensão de *Feedback*, Tensão na saída do Compensador PI e a Tensão de proteção à Sobretensões. O chaveamento do circuito conversor é apresentado separadamente na Figura 6.12 pois, devido à alta frequência de chaveamento, não é possível analisar as formas de onda de chaveamento em conjunto com as formas de onda acima num período adequado. Portanto é apresentado na Figura 6.12 abaixo as formas de onda de chaveamento do conversor *Buck*:

Figura 6.11 - Formas de onda da Tensão de Feedback, Tensão na saída do Compensador PI e a Tensão de proteção à sobretensões.

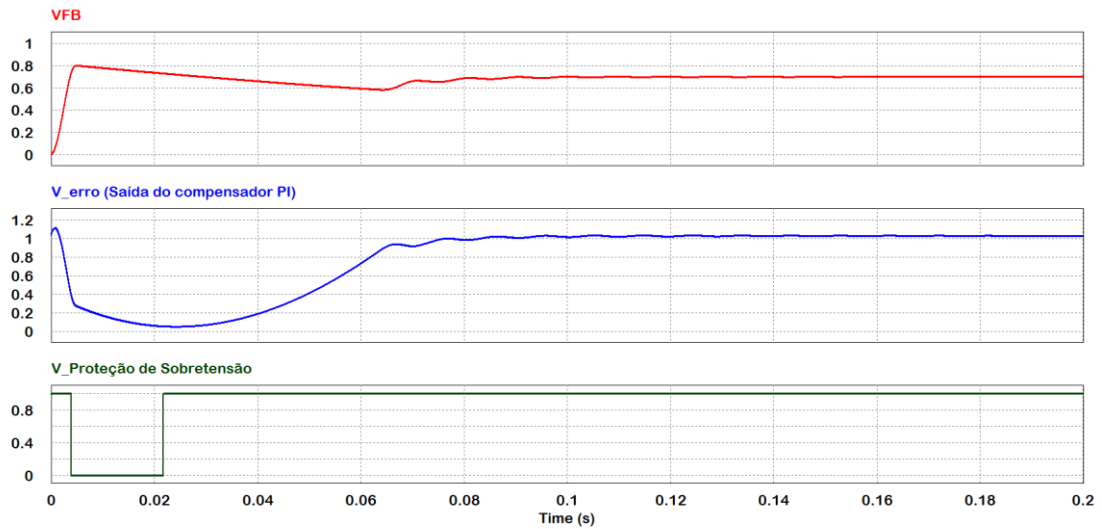
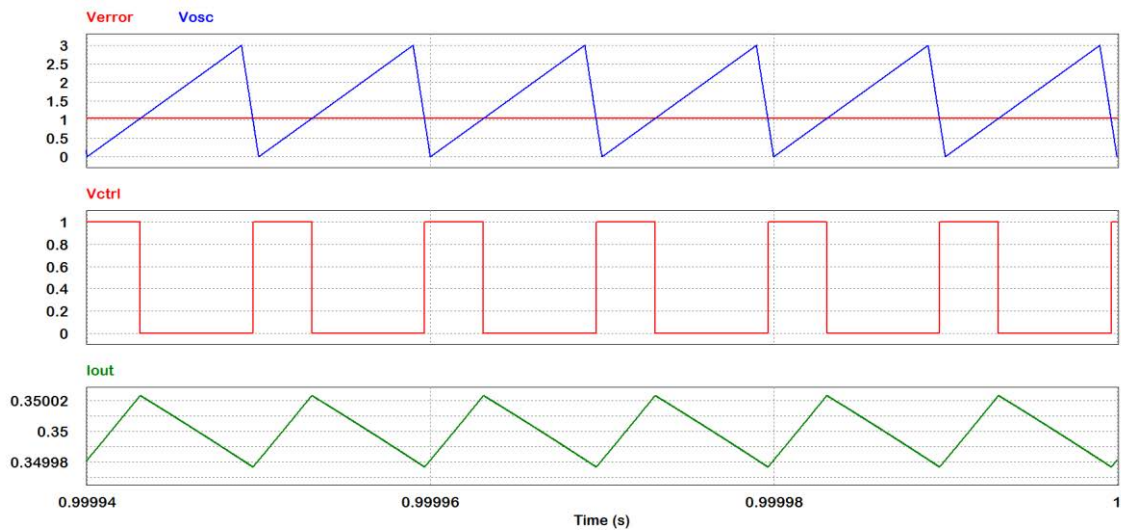


Figura 6.12 - Formas de onda de chaveamento do circuito conversor com detalhe na atuação do chaveamento na corrente de saída do conversor Buck.



É possível observar pela Figura 6.12 que, no instante o qual o conversor está conduzindo pelo MosFet, a corrente na saída eleva-se linearmente e, quando o sinal de controle comuta o MosFet para a posição de corte, a corrente decresce linearmente durante o mesmo instante. Isso ocorre devido à presença do indutor que, segundo a equação (79), a corrente no indutor é uma integral da Tensão pela Indutância, isso decorre que a corrente no indutor não pode variar instantaneamente. Por este motivo, a corrente se comporta como apresentado na Figura 6.12. A magnitude da ondulação da corrente é diretamente proporcional à magnitude do indutor, que determinará a energia acumulada no tempo de carga

para a descarga em forma de corrente e, da magnitude da corrente solicitada pelo circuito a qual determina a quantidade de energia necessária para que o indutor mantenha o fluxo magnético e, em consequência, o fluxo de corrente no conversor.

6.7 ANÁLISE DA MALHA DE CONTROLE DO *BOOST*

A análise do circuito foi realizada próximo ao período de 1 segundo, com o máximo número de pontos possível para a simulação. A Figura 6.13 abaixo, demonstra a tensão de *feedback* do retificador *Boost* e, a comparação entre a tensão do integrador com a referência proveniente da malha de controle de corrente, responsável pelo controle *One-Cycle PFC*.

Figura 6.13 - Formas de onda da Tensão de *Feedback* e da comparação entre a tensão do integrador *Vint* e a tensão proveniente da malha de corrente *Vd*.

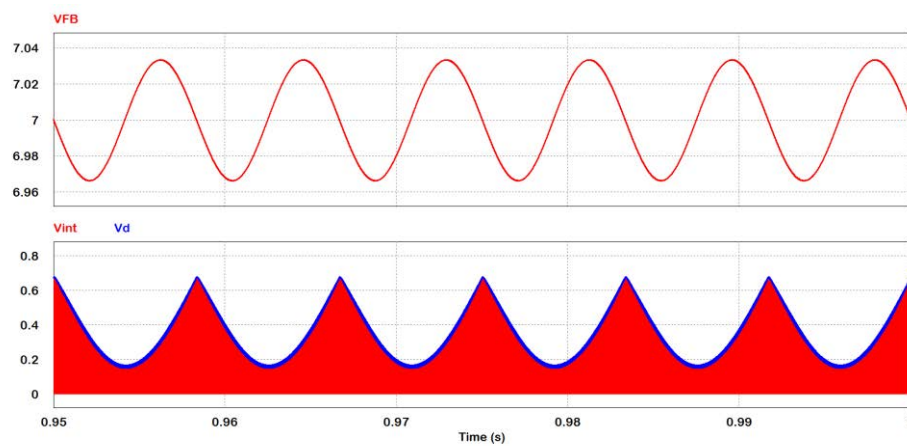
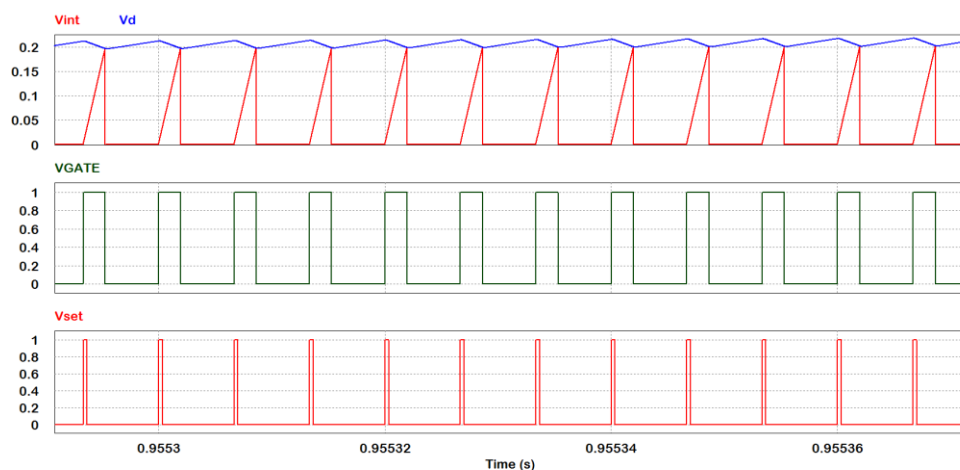


Figura 6.14 - Comparação entre as formas de onda da Tensão do Integrador *Vint* com a tensão da malha de controle de corrente *Vd* e a sua consequência na tensão do *Gate* do MosFet do Retificador *Boost* comparado ao clock aplicado no *Flip-Flop*.



Segundo a teoria apresentada na seção sobre *One-Cycle Control*, observa-se a atuação do integrador resetável, à cada ciclo, monitorando a tensão de saída do retificador e, a tensão de referência para o controle proveniente do resistor sensor R_s que representa a corrente de saída do retificador.

6.8 CORRENTE NO INDUTOR E CORRENTE DE SAÍDA DO CONVERSOR *BUCK* APÓS OTIMIZAÇÃO.

Ao realizar o aumento da capacitância para 470 μF e a indutância para 10 mH, a forma de onda da corrente de saída e da corrente no Indutor altera-se para os dados apresentados nas Figuras 6.15 e 6.16 abaixo:

Figura 6.15 - Formas de onda da Corrente no Indutor e da Corrente de Saída do Conversor *Buck*.

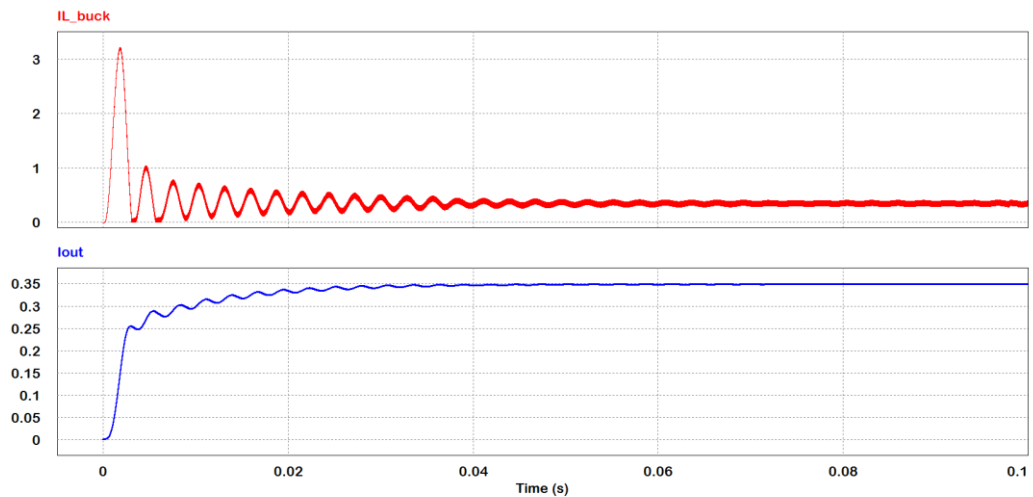
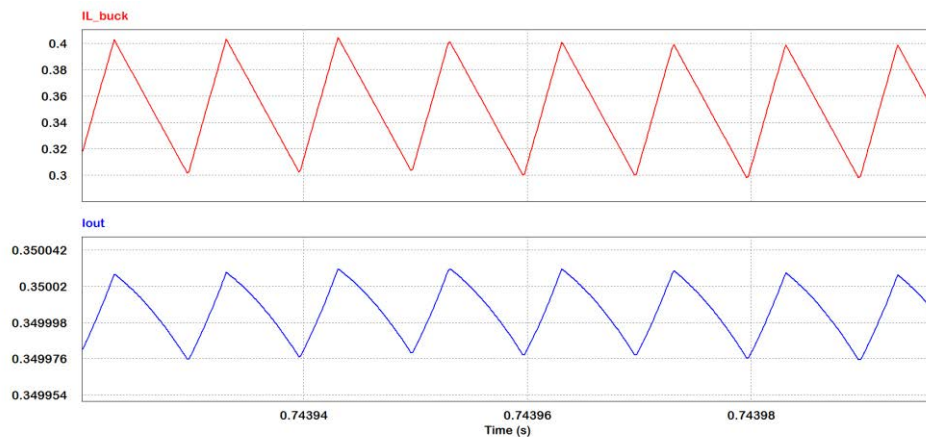


Figura 6.16 - Formas de onda da ondulação presente na Corrente do Indutor e na saída do Conversor *Buck*.



6.9 CORRENTE NO INDUTOR E NA SAÍDA DO RETIFICADOR *BOOST* APÓS OTIMIZAÇÃO.

Figura 6.17 - Forma de onda da Corrente no Indutor e na saída do Retificador *Boost* no início da simulação.

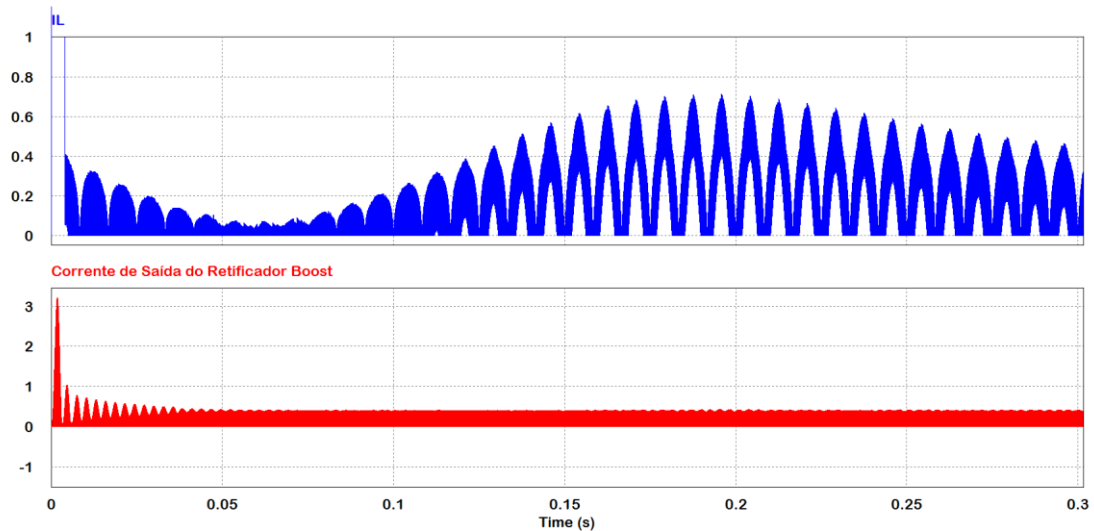
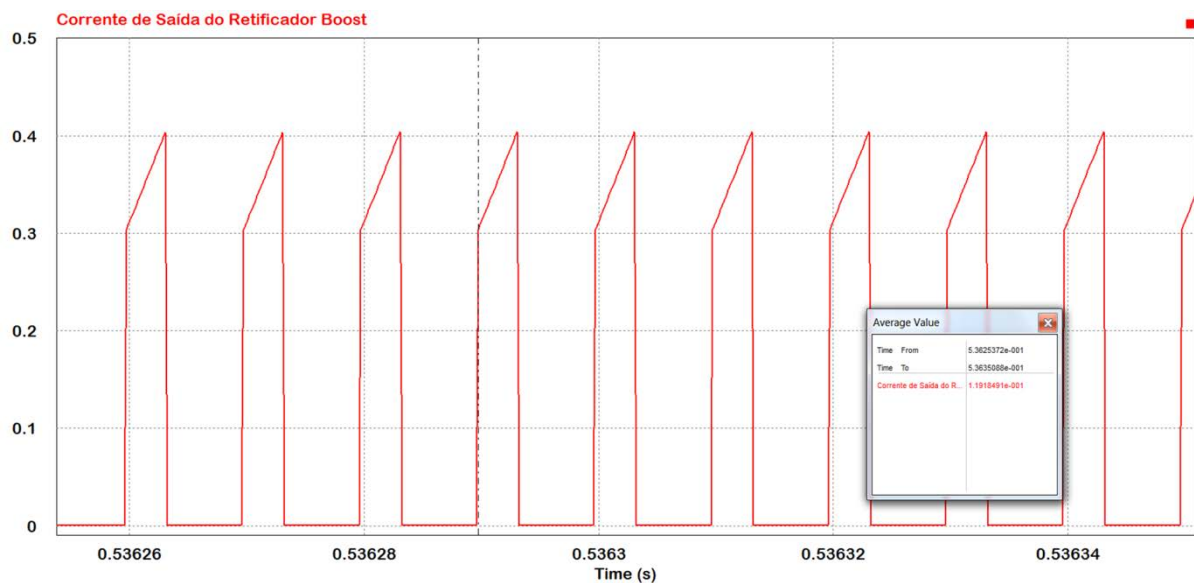


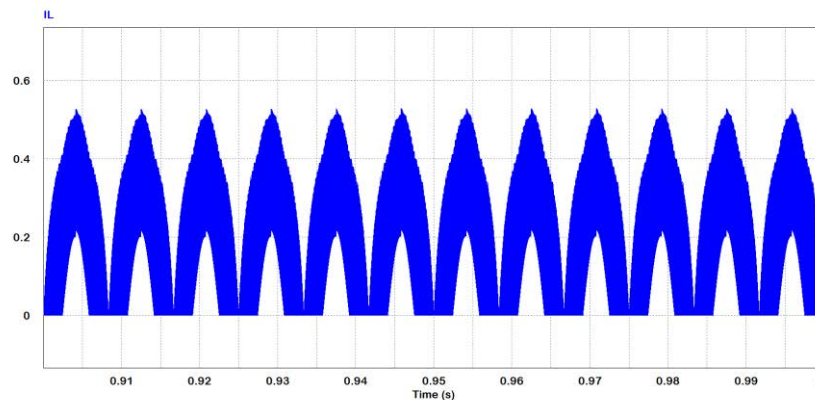
Figura 6.18 - Detalhe da forma de onda da Corrente de saída do Retificador *Boost* após a estabilização.



A partir dos dados das Figuras 6.17 e 6.18 apresentadas acima, observa-se que o valor médio da corrente de saída do conversor *Boost* é de 119,19 mA segundo a ferramenta de cálculo do PSIM.

Existe um período de maior oscilação do valor médio da corrente do indutor até o período de 500 ms e, após esse período, o valor médio da corrente no Indutor se estabiliza em valor médio próximo à 200 mA. Como o apresentado na Figura 6.19 a seguir:

Figura 6.19 - Forma de onda da corrente no Indutor após a estabilização.

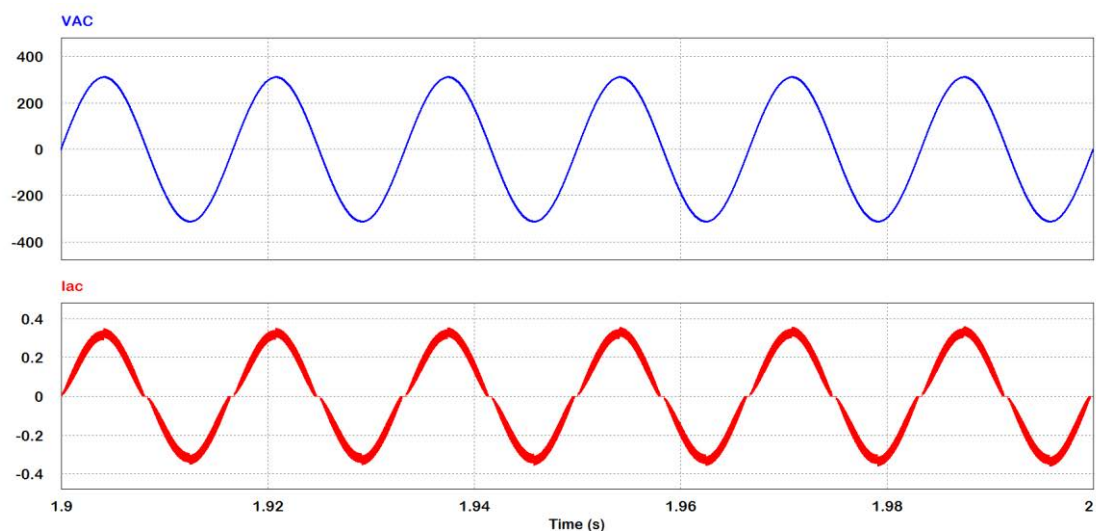


6.10 EFFICIENCIA ELÉTRICA E FATOR DE POTÊNCIA

- Fator de Potência

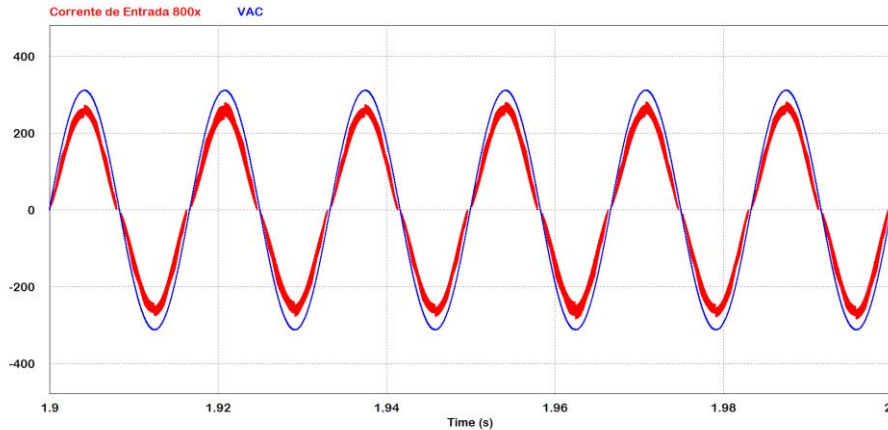
Para o circuito projetado e otimizado, as formas de onda da tensão e corrente são apresentadas na Figura 6.20 a seguir:

Figura 6.20- Formas de onda da Tensão e Corrente de entrada do circuito retificador *Boost*.



Observa-se que as formas de onda são concomitantes, isso significa que o fator de potência é próximo da unidade, visto que o defasamento entre tensão e corrente, nesse caso, é muito pequeno. Segundo a ferramenta de cálculo do Fator de potência do PSIM, após a estabilização, obteve-se a Figura 6.21.

Figura 6.21 - Formas de onda da Tensão e Corrente de entrada ajustadas para melhor visualização da fase coincidente dos sinais.



O fator de potência aproximado pelo PSIM foi de 0,994, valor próximo da unidade prevista em projeto.

- Eficiência Elétrica Aproximada do Conversor *Buck*

A partir das simulações obtidas no PSIM para o circuito projetado, é possível calcular a eficiência elétrica do conversor *Buck* segundo:

$$P_{in(bk)} = 399,51 \text{ V} \cdot 119,18 \text{ mA} = 47,61 \text{ W}$$

$$P_{out(bk)} = 134,40 \text{ V} \cdot 350 \text{ mA} = 47,04 \text{ W}$$

A eficiência é então calculada por:

$$\eta_{bk_{nom}} = \frac{P_{out(bk)_{nom}}}{P_{in(bk)_{nom}}} \cdot 100\% = \frac{47,04}{47,61} = 98,80\%$$

O circuito conversor *Buck* possui grande eficiência, próxima ao valor estimado em projeto de 90%.

- Eficiência Elétrica Aproximada do Retificador *Boost* Otimizado

A partir da Figura 5.20 em conjunto com a ferramenta de cálculo do PSIM, foi possível encontrar o valor eficaz da tensão e corrente de entrada do retificador sendo, respectivamente, 220,617 Vrms e 219,85 mA rms. É possível, então, calcular a potência de entrada do circuito retificador ao determinar o Fator de Potência como 0,994 na equação:

$$P_{in(bst)} = 220,617 V \cdot 219,85 mA \cdot FP = 49,20 W$$

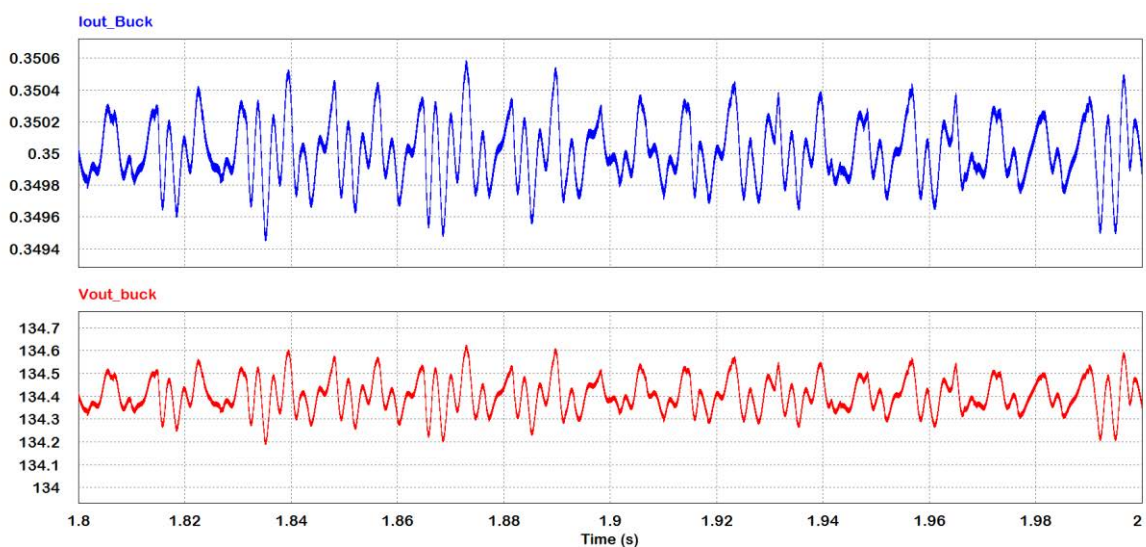
$$P_{in(bk)} = P_{out(bst)} = 47,61 W$$

$$\eta_{bst_{nom}} = \frac{P_{out(bst)_{nom}}}{P_{in(bst)_{nom}}} \cdot 100\% = \frac{47,61}{49,20} \cdot 100\% = 96,79\%$$

- Eficiência Elétrica Aproximada do Retificador *Boost* não otimizado

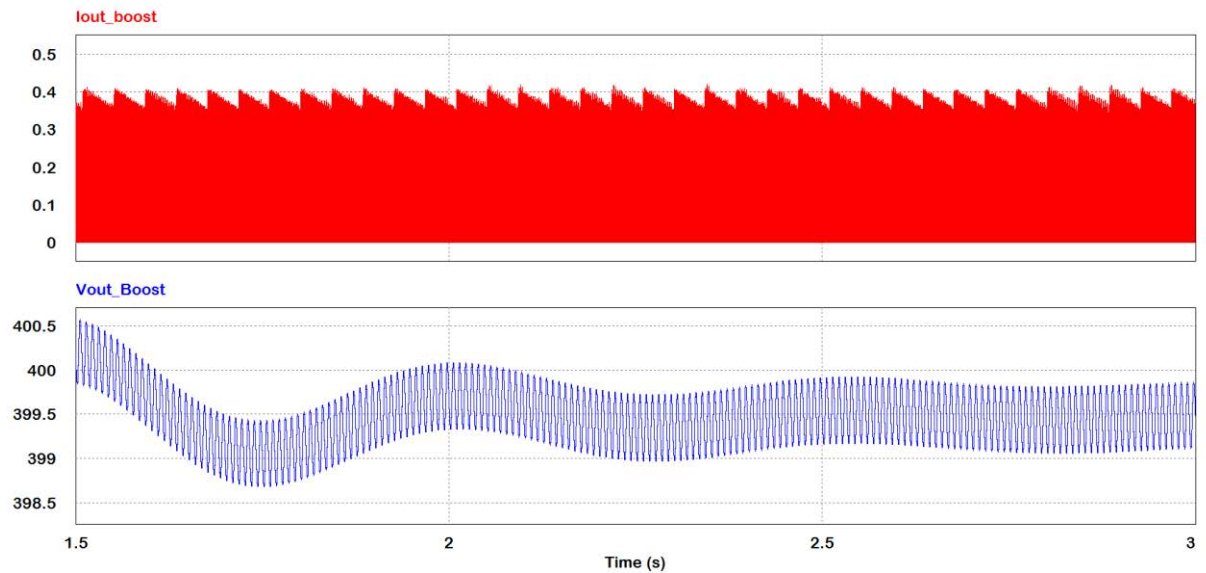
Para efeito de comparação dos resultados ao se acrescentar indutores maiores para os estágios e um capacitor maior de saída no conversor *Buck*, foi realizado a simulação para o circuito inicial como se segue na Figura 6.22.

Figura 6.22 - Formas de onda da Tensão e Corrente de Saída do Conversor *Buck* inicial.



Segundo a Figura 6.22 acima, obtém-se a tensão eficaz de 134,45 V e a corrente eficaz de 350,03 mA, o que fornece uma potência de saída igual à situação otimizada, 47,61 W.

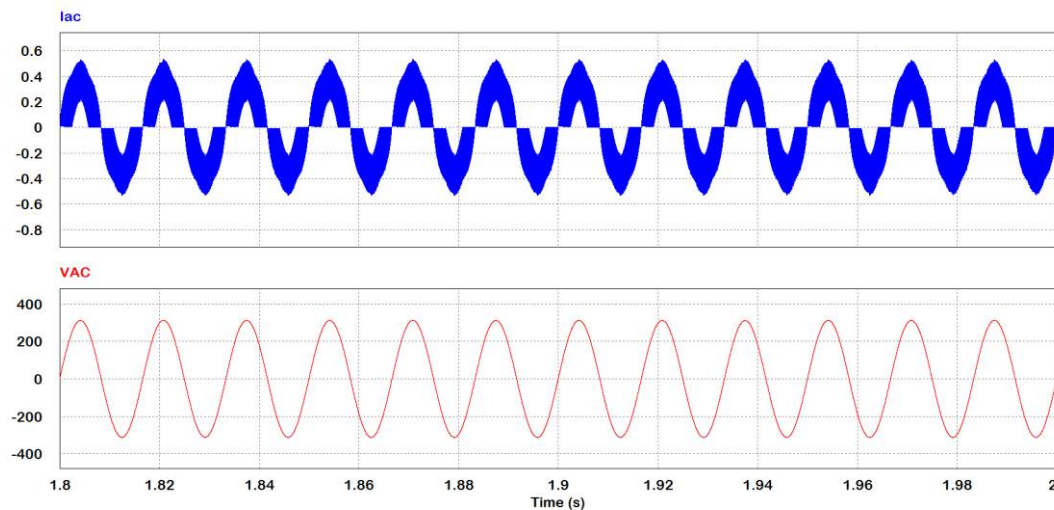
Figura 6.23 - Formas de onda da Tensão e Corrente de Saída do Retificador *Boost*.



No mesmo intervalo observado para o conversor *Buck*, a tensão eficaz de saída para o retificador *Boost* é de 399,46 V e a corrente média é de 119,97 mA, fornecendo uma potência aproximada de 47,93 W como o apresentado na Figura 6.23. Valores próximos ao otimizado até o presente momento.

A tensão e corrente de entrada são apresentadas na Figura 6.24.

Figura 6.24 - Tensão e Corrente de Entrada do Circuito Retificador *Boost* inicial.



A partir da simulação demonstrada na Figura 6.24, foram obtidos os valores eficazes de tensão e corrente de 220,61 V e 245,07 mA. O fator de potência apresentado pelo PSIM nessas condições é de 0,905. A potência drenada da fonte é , então:

$$P_{in(bst)} = 220,61 \cdot 0,24507 \cdot 0,905 = 54,65 \text{ W}$$

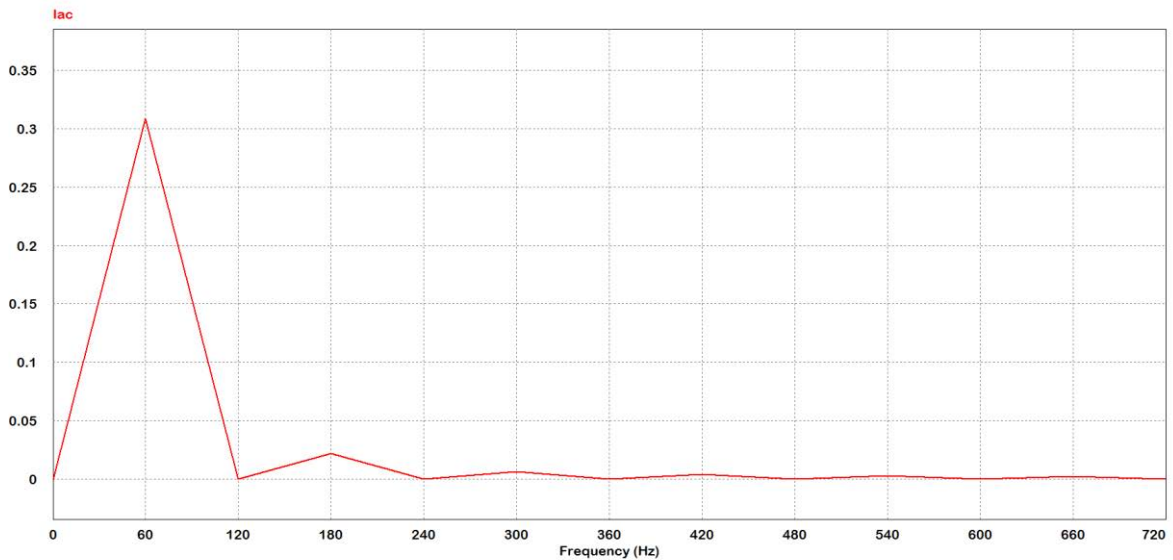
$$\eta_{bst_{inicial}} = \frac{P_{out(bst)_{inicial}}}{P_{in(bst)_{inicial}}} \cdot 100\% = 88,06\%$$

Percebe-se a redução da eficiência elétrica e do fator de potência pela distorção presente na forma de onda da corrente drenada da fonte.

6.11 DISTORÇÃO HARMÔNICA

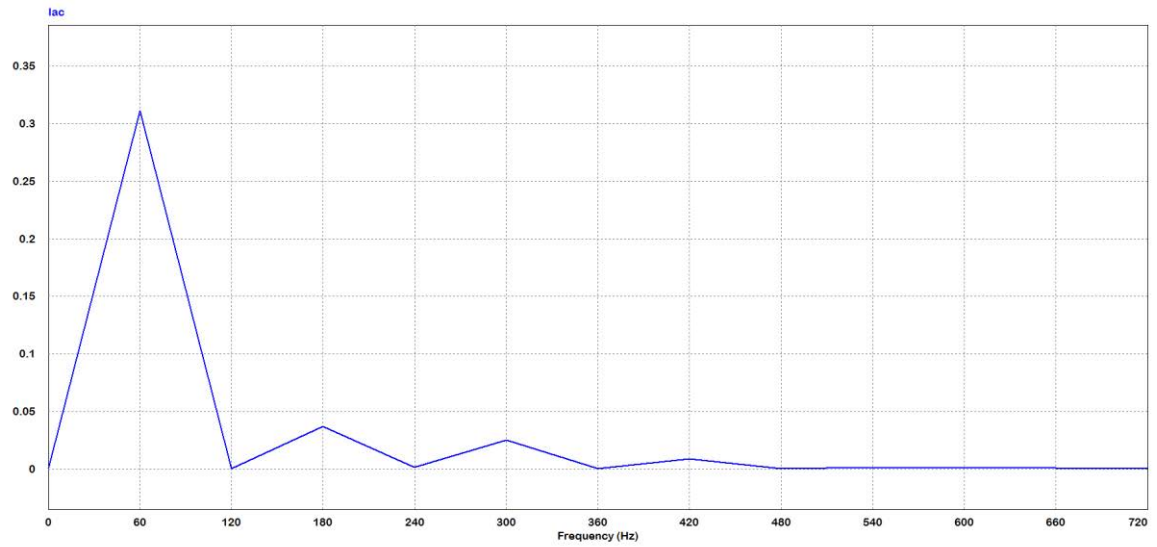
Aplicando a ferramenta de transformada rápida de Fourier na forma de onda da corrente de entrada do Retificador, obteve-se o seguinte espectro de harmônicos demonstrado na Figura 6.25. A distorção harmônica calculada através do gráfico apresentado na Figura 6.25 foi de, aproximadamente, 7,45% da frequência fundamental.

Figura 6.25 - Espectro de Harmônicos presentes na corrente de entrada do retificador *Boost* otimizado.



A distorção harmônica calculada através do gráfico apresentado na Figura 6.26 foi de, aproximadamente, 14,15% da frequência fundamental.

Figura 6.26 - Espectro de Harmônicos presentes na corrente de entrada do retificador *Boost* não-otimizado.



Ao introduzir indutâncias maiores no circuito retificador, observa-se uma redução significativa de harmônicos e aumento da eficiência do circuito retificador *Boost*.

7 CONCLUSÃO

A tecnologia LED apresenta evolução constante nas últimas décadas e, atualmente, apresenta grandes vantagens em relação às demais tecnologias no mercado. A eficiência elétrica, fluxo luminoso, tempo de vida útil, compartimentabilidade, índice reprodução de cores superior e visível queda constante no custo de fabricação qualificam o LED como a fonte emissora de luz mais atraente do mercado. Para que o LED possa continuar a sua evolução tecnológica se faz necessário que o circuito *driver* utilizado, no caso, conversores, evoluam em conjunto atingindo patamares superiores de eficiência elétrica e qualidade de energia fornecida para os LED's, essa necessidade justifica o investimento no desenvolvimento de melhores conversores estáticos para aplicações de *driver* para LED's no mercado.

O projeto do conversor estático com malha de controle *One-Cycle* foi adaptado da Dissertação de Mestrado do Professor Fernando Filadelfo (2010) e do artigo publicado por FILADELFO, LUCENA – **Retificador *Boost* Monofásico de Alto Fator de Potência com Controle *One-Cycle*** (2012).

Os resultados das simulações realizadas no PSIM demonstraram-se bastante próximos dos valores projetados no capítulo 5 para o Retificador *Boost* e para o Conversor *Buck*. Tal aspecto é explicitado pela simulação do circuito e de seus valores de tensão e corrente apresentados no capítulo 6.

Para ambos os estágios, *Buck* e *Boost*, a eficiência elétrica foi superior ao estipulado de 90% e o fator de potência do circuito ficou muito próximo da unidade, aproximadamente 0,994.

Portanto, a partir dos resultados obtidos neste trabalho, observa-se que os resultados da simulação validam a metodologia de projeto utilizada, sendo necessário apenas, pequenos ajustes para otimizar a resposta do circuito.

REFERÊNCIAS

BARDSLEY, et al. **Solid State Lightning Research and Development**. U.S. Department of Energy (DOE), 2014.

Disponível em:

<http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/ssl_mypp2014_web.pdf>

Último acesso em 11 de Fevereiro de 2015.

BROWN, M., **Power Supply Cookbook**. 2nd Edition. Boston: Newnes, 2001.

BROWN, M., **Practical Switching Power Supply Design**. 1st Edition. San Diego: Academic Press, 1990.

BROWN, R. and SOLDANO, M. (2005a). **Application Note AN-1077 – PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC**. International Rectifier, El Segundo, California, USA, June 2005, 20p.

ELETROBRÁS / PROCEL.

Disponível em: <http://www.eletronbras.com/relatorio_sustentabilidade_2013/pdf-completo>

Último acesso em 5 de Fevereiro de 2015.

ELETROBRÁS / Anuário Estatístico 2013.

Disponível em:

<http://www.epe.gov.br/AnuarioEstatisticodeEnergiaEletrica/20130909_1.pdf>

Último acesso em 5 de Fevereiro de 2015.

FILADELFO, F. R. **Desenvolvimento de um Conversor Estático Controlado por PWM para Luminária de Iluminação Pública com LEDs**. 2010. 154 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – Faculdade de Engenharia do *Campus* de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2010.

FILADELFO, LUCENA. **Retificador *Boost* Monofásico de Alto Fator de Potência com Controle *One-Cycle***. 2012. 8 f. Pesquisa e Desenvolvimento - Faculdade de Engenharia do *Campus* de Guaratinguetá, Universidade Estadual Paulista, Guaratinguetá, 2012.

GRIFFITH, P. **Designing Switching Voltage Regulators with the TL494**. Dallas: Texas Instruments, 2005.

MANIKTALA, S., **Switching Power Supply Design & Optimization**. 1st Edition. New York: McGraw Hill Professional, 2004.

MI, et al., **One Cycle Control Method for Power Factor Correction**. US Patent Documents nº8335095 B2 , Dezembro de 2012.

ON SEMICONDUCTOR, **Switchmode Power Supply Reference Manual**. Denver: ON Semiconductor – Motorola, 1999.

POMILIO, J. A., **Fontes Chaveadas**. Campinas: Unicamp – FEEC, 2008.

SMEDLEY, K. M., **One-Cycle Controlled Switching Circuit**. US Patent Documents 5278490 A. Pasadena, California, January 1994.

ZISSIS, G.; CASTANO, E. **Perspectivas e Obstáculos ao Uso do LED Branco como Fonte de Luz**. Eletricidade Moderna. São Paulo: Aranda Editora, Nº 408, páginas: 104 – 117, março de 2008.