

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CAMPUS CACHOEIRA DO SUL
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Eyad Yousef Ibrahim Yousef

REDUÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE BARRAMENTO EM
DRIVER PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS

Cachoeira do Sul, RS, Brasil
2019

Eyad Yousef Ibrahim Yousef

**REDUÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE BARRAMENTO EM *DRIVER*
PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS**

Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) - Campus Cachoeira do Sul, como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Paulo César Vargas Luz

Cachoeira do Sul, RS, Brasil
2019

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Yousef Ibrahim Yousef, Eyad

Redução da Capacitância de Barramento em *Driver* para Alimentação de Leds / Eyad Yousef Ibrahim Yousef - 2019

111 p.; 30 cm

Orientador: Paulo César Vargas Luz

TCC (graduado) – Universidade Federal de Santa Maria - Campus Cachoeira do Sul, Curso de Engenharia Elétrica, RS, 2019

1. Engenharia Elétrica 2. Redução Capacitância de Barramento 3. Controle Ativo do Ripple 4. Drivers 5. LEDs I. Yousef, Eyad Yousef Ibrahim. II. Luz, Paulo César Vargas. III. Redução da Capacitância de Barramento em Driver para Alimentação de LEDs.

© 2019

Todos os direitos autorais reservados a Eyad Yousef Ibrahim Yousef. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Sete de Setembro, Nº 829, Bairro Centro, São Sepé, RS, Brasil, CEP: 97340-000;

Endereço Eletrônico: eyadyousef88@gmail.com

Eyad Yousef Ibrahim Yousef

**REDUÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE BARRAMENTO EM *DRIVER*
PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS**

Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) - Campus Cachoeira do Sul, como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica.**

Aprovado em 10 de Julho de 2019:

Paulo César Vargas Luz, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)

Antônio Manuel Santos Spencer Andrade, Dr. (UFSM)

Felipe Loose, Me. (UFSM)

**Cachoeira do Sul, RS, Brasil
2019**

RESUMO

REDUÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE BARRAMENTO EM *DRIVER* PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS

AUTOR: EYAD YOUSEF IBRAHIM YOUSEF
ORIENTADOR: PAULO CÉSAR VARGAS LUZ

Este trabalho apresenta a contextualização, definição do problema e a solução de *drivers* para LED reduzindo o efeito da capacitância de barramento dos circuitos. Através do emprego de controle ativo na corrente de saída do *driver*, pode-se controlar a ondulação oriunda do estágio PFC da corrente, mantendo-a em níveis adequados com as normas técnicas, sendo elas a IEC 61000-3-2 Classe C e a IEEE 1789. Este controle permite que a ondulação da tensão de saída possa variar em níveis maiores de amplitude, permitindo assim o emprego de um capacitor de barramento de menor capacitância e, por conseguinte, maior vida útil. Foi analisado para o conversor *Buck-Boost* no estágio de potência, para diferentes tensões de barramento e potências de saída. Analisando casos, onde teve a aplicação de diferentes controladores, no intuito de obter uma análise sobre a influência desses controladores na redução da capacitância de barramento. Obtendo assim uma maior ondulação na tensão de barramento, garantindo atender a norma IEEE 1789.

Palavras-chave: Conversor Estático. *Buck-Boost*. LED *driver*. Redução Capacitância de Barramento. Controle Ativo do Ripple

ABSTRACT

**BUS CAPACITANCE REDUCTION IN DRIVER
FOR LEDS POWER**

AUTHOR: EYAD YOUSEF IBRAHIM YOUSEF
ADVISOR: PAULO CÉSAR VARGAS LUZ

This work presents the contextualization, problem definition and LED driver solution reducing the effect of circuit bus capacitance. Through the active control of the driver output current, the ripple from the PFC stage of the current can be controlled, keeping it at levels appropriate to the technical standards, being IEC 61000-3-2 Class C and IEEE 1789. This control allows the output voltage ripple to vary at higher amplitude levels, allowing the use of a lower capacitance bus capacitor and longer life. An analysis of the Buck-Boost converter was performed at the power stage for different bus voltages and output power. Analyzing cases where different controllers were applied, in order to obtain an analysis of the influence of these controllers in the reduction of bus capacitance. Thus obtaining a greater ripple in the bus voltage, ensuring to meet the IEEE 1789 standard.

Keywords: Static Converter, *Buck-Boost*, LED driver, Bus Capacitance Reduction, Active Ripple Control

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Ondulação da Corrente nos LEDs.....	20
Figura 1.2	– Ondulação de baixo risco (cinza escuro) e sem efeito (cinza claro)...	21
Figura 1.3	– Formas de ondas de entrada de <i>drivers</i> para acionamento de LEDs.	24
Figura 1.4	– Conversores conectados em Cascata Otimizada	25
Figura 1.5	– Conversor <i>Flyback</i> com modulação por largura de pulso.	25
Figura 1.6	– Conversor IDBB.....	26
Figura 1.7	– Os tipos de LEDs e exemplos de suas aplicações.	27
Figura 1.8	– Princípio do funcionamento do LED.....	28
Figura 1.9	– Comprimento de onda relacionado a coloração emitida do LED.....	29
Figura 1.10	– Modelo elétrico e simplificado de um LED de potência.	29
Figura 1.11	– Gráfico da Referência.	33
Figura 1.12	– Ganho de Bode do controlador PIR.....	33
Figura 1.13	– Conversor <i>Dual Buck-Boost</i> com malha fechada.	33
Figura 1.14	– Gráfico da tensão e corrente de entrada.	34
Figura 1.15	– Gráfico da corrente de saída.	34
Figura 2.1	– Conversor <i>Buck-Boost</i>	37
Figura 2.2	– Razão Cíclica.	38
Figura 2.3	– <i>Buck-Boost</i> primeira etapa com chave fechada.	38
Figura 2.4	– <i>Buck-Boost</i> Segunda Etapa.	40
Figura 2.5	– <i>Buck-Boost</i> Terceira Etapa.....	41
Figura 2.6	– Principais formar de onda do conversor <i>Buck-Boost</i>	43
Figura 2.7	– Área do Segmento DT_s até T_x	44
Figura 2.8	– Área em Relação ao trecho DT_s até T_2	46
Figura 2.9	– Tensão de saída.	49
Figura 2.10	– Formas de onda das correntes do sistema.	50
Figura 3.1	– Circuito simplificado do estágio PC para modelagem.....	51
Figura 3.2	– Identificação rede de interruptores.	52
Figura 3.3	– Modelo médio do estágio PC.....	53
Figura 3.4	– Modelo linear do estágio PC.....	56
Figura 3.5	– Modelo CA simplificado do estágio PC.....	56
Figura 3.6	– Comparação do modelo e a simulação do GIoD.....	57
Figura 3.7	– Circuito simulado para validação do modelo do estágio PC.....	58
Figura 4.1	– Gráfico da corrente pela tensão do LED	60
Figura 4.2	– Corrente de saída em M.A. para o Caso 1.	61
Figura 4.3	– Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 1..	62
Figura 4.4	– Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 1.	63
Figura 4.5	– Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o caso 1.	64
Figura 4.6	– Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 1.	64
Figura 4.7	– Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com <i>damping</i> de 0.5 para o Caso 1.	65
Figura 4.8	– Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 1, para todos <i>damping</i>	66
Figura 4.9	– Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 1.	66
Figura 4.10	– Corrente de saída em M.A. para o Caso 2.	68
Figura 4.11	– Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 2..	69
Figura 4.12	– Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 2.	69
Figura 4.13	– Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 2.	70
Figura 4.14	– Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 2.	70

Figura 4.15 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com <i>damping</i> de 0.5 para o Caso 2.	71
Figura 4.16 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 2, para todos <i>damping</i>	72
Figura 4.17 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 2.	72
Figura 4.18 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 3.	74
Figura 4.19 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 3. ...	75
Figura 4.20 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 3.	75
Figura 4.21 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 3.	76
Figura 4.22 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 3.	77
Figura 4.23 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com <i>damping</i> de 0.5 para o Caso 3.	78
Figura 4.24 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 3, para todos <i>damping</i>	78
Figura 4.25 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 3.	79
Figura 4.26 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 4.	80
Figura 4.27 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 4. ...	81
Figura 4.28 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 4.	82
Figura 4.29 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 4.	83
Figura 4.30 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 4.	83
Figura 4.31 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com <i>damping</i> de 0.5 para o Caso 4.	84
Figura 4.32 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 4, para todos <i>damping</i>	85
Figura 4.33 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 4.	85
Figura 4.34 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 5.	87
Figura 4.35 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 5. ...	88
Figura 4.36 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 5.	88
Figura 4.37 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 5.	89
Figura 4.38 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 5.	90
Figura 4.39 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com <i>damping</i> de 0.5 para o Caso 5.	91
Figura 4.40 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 5, para todos <i>damping</i>	91
Figura 4.41 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 5.	92
Figura 4.42 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 6.	93
Figura 4.43 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 6. ...	94
Figura 4.44 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 6.	94
Figura 4.45 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 6.	95
Figura 4.46 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 6.	96
Figura 4.47 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com <i>damping</i> de 0.5 para o Caso 6.	97
Figura 4.48 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 6, para todos <i>damping</i>	97
Figura 4.49 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 6.	98
Figura 4.50 – Bode dos controladores PI para uma potência de 34,88W.....	101
Figura 4.51 – Bode dos controladores PI para uma potência de 73,6W.....	102
Figura 4.52 – Bode dos controladores PIR para uma potência de 34,88W.....	102
Figura 4.53 – Bode dos controladores PIR para uma potência de 73,6W.....	103
Figura 4.54 – Bode dos controladores PIQR para uma potência de 34,88W.	104
Figura 4.55 – Bode dos controladores PIQR para uma potência de 73,6W.....	104

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	–	Eficiência energética de lâmpadas LED	18
Tabela 1.2	–	Limites para equipamentos classe C	19
Tabela 1.3	–	Modos e mecanismos de falha em capacitores eletrolíticos	22
Tabela 1.4	–	Comparativo entre capacitores eletrolíticos e de filme	31
Tabela 2.1	–	Valores teóricos máximos de tensão e corrente	49
Tabela 4.1	–	Dados de projeto para o caso 1	61
Tabela 4.2	–	Dados dos controladores para o caso 1	67
Tabela 4.3	–	Dados de projeto para o caso 2	67
Tabela 4.4	–	Dados dos controladores para o caso 2	73
Tabela 4.5	–	Dados de projeto para o caso 3	73
Tabela 4.6	–	Dados dos controlados para o caso 3	79
Tabela 4.7	–	Dados de projeto para o caso 4	80
Tabela 4.8	–	Dados dos controladores para o caso 4	86
Tabela 4.9	–	Dados de projeto para o caso 5	86
Tabela 4.10	–	Dados dos controladores para o caso 5	92
Tabela 4.11	–	Dados de projeto para o caso 6	93
Tabela 4.12	–	Dados dos controladores para o caso 6	98
Tabela 4.13	–	Dados do conversor e variações da tensão de barramento na frequência de 120Hz	99
Tabela 4.14	–	Redução do capacitor de barramento para diferentes controladores .	100

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CCM	Modo de Condução Contínua
D	<i>Duty</i>
DCM	Modo de Condução Descontínua
F.C	Frequência de Corte
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
M.A.	Malha Aberta
M.F.	Margem de Fase
M.G.	Margem de Ganho
PC	<i>Power Control</i>
PFC	<i>Power Factor Control</i>
PI	Proporcional Integral
PIQR	Proporcional Integral Quase Ressonante
PIR	Proporcional Integral Ressonante
PWM	Pulse Width Modulation
RGB	<i>Red Green Blue</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO	17
1.2 DRIVERS PARA LEDS	18
1.3 PROBLEMAS CAPACITOR ELETROLÍTICO	21
1.4 SOLUÇÃO	23
1.5 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	24
1.6 LEDS	27
1.7 PROPRIEDADES FÍSICAS DO LED	27
1.8 MODELO ELÉTRICO	29
1.9 CAPACITORES ELETROLÍTICOS EM DRIVERS PARA ACIONAMENTO DE LEDS	30
1.10 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	32
1.11 OBJETIVO	35
1.12 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO	35
2 CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i>	37
2.1 INTRODUÇÃO	37
2.2 PRIMEIRA ETAPA	37
2.3 SEGUNDA ETAPA	39
2.4 TERCEIRA ETAPA	41
2.5 PROJETO <i>BUCK-BOOST</i>	43
2.6 INDUTOR	44
2.7 CAPACITOR	46
2.8 VALIDAÇÃO CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i>	48
3 MODELAGEM	51
4 CONTROLE	59
4.1 MODELO LED	59
4.2 PRIMEIRO CASO	60
4.2.1 Controlador PI	61
4.2.2 Controlador PIR	63
4.2.3 Controlador PIQR	64
4.3 SEGUNDO CASO	67
4.3.1 Controlador PI	68
4.3.2 Controlador PIR	69
4.3.3 Controlador PIQR	71
4.4 TERCEIRO CASO	73
4.4.1 Controlador PI	74

4.4.2 Controlador PIR	76
4.4.3 Controlador PIQR	77
4.5 QUARTO CASO	80
4.5.1 Controlador PI	81
4.5.2 Controlador PIR	82
4.5.3 Controlador PIQR	83
4.6 QUINTO CASO	86
4.6.1 Controlador PI	87
4.6.2 Controlador PIR	89
4.6.3 Controlador PIQR	90
4.7 SEXTO CASO	92
4.7.1 Controlador PI	93
4.7.2 Controlador PIR	95
4.7.3 Controlador PIQR	96
4.8 AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS	98
5 CONCLUSÃO	107
REFERÊNCIAS	109

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo demonstra a evolução tecnológica das lâmpadas LEDs (*Light Emitting Diode*) diodo emissor de luz. Tendo uma incompatibilidade entre a vida útil do diodo emissor de luz e dos capacitores eletrolíticos presentes nos circuitos de acionamentos, é mostrado também os objetivos do trabalho e suas justificativas, os resultados esperados, suas limitações.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

As lâmpadas foram criadas para suprir a falta de luz em certos períodos do dia onde não temos a influência da luz solar. Sendo muito importante para o ser humano, para isso vem-se aprimorando e melhorando os tipos de iluminação. A primeira lâmpada a ser criada foi a lâmpada incandescente e ao passar dos anos foram criadas outros tipos de lâmpadas, no intuito de ter uma maior eficiência energética e conseqüentemente um menor consumo, controle no nível de harmônicos injetados à rede.

A lâmpada incandescente foi usada por muito tempo, até serem criadas as lâmpadas de descarga, não substituindo as lâmpadas incandescentes imediatamente. Utilizadas tanto como baixa e alta pressão no tubo de descarga. Alguns desses tipos de lâmpadas de descarga são as fluorescentes, do tipo vapor de sódio e a vapor de mercúrio, essas lâmpadas de descarga são muito utilizadas na iluminação. Essas lâmpadas estão substituindo as incandescentes. Como a tecnologia utilizada para iluminação vêm aumentando a cada ano, já podemos ver a utilização das lâmpadas LEDs em iluminação pública, substituindo as atuais lâmpadas de descarga.

Os diodos emissores de luz estão cada vez mais sendo utilizado, tanto para iluminação pública quanto para diversos setores como comerciais, residência e industriais. Por muito tempo esses LEDs foram utilizados como indicativos. Esses diodos tinham uma quantidade de lm/W (Lúmens/Watts) muito baixa, existindo somente a cor vermelha. Com isso podendo somente ser utilizado como indicativo de estado de alguma função, como por exemplo, ligado ou desligado. Com o passar do tempo foi-se aprimorando esse tipo de diodo e o mesmo sendo capaz de emitir luz branca e tendo um maior número de lm/W. Conforme o INMETRO a eficácia luminosa para uma lâmpada LED é de no mínimo 98 lm/W, essa exigência se da a partir da Tabela 1.1 que apresenta as classes referente a eficácia luminosa, porém podendo encontrar lâmpadas LEDs com uma eficiência energética acima de 150 lm/W (EIA; U.S., 2012) (JAEHEE et al., 2017).

Tabela 1.1 – Eficiência energética de lâmpadas LED

Classes	Nível de Eficácia Luminosa (lm/W)	Valor mínimo aceitável (lm/W)
A	$EE \geq 100$	98
B	$90 \leq EE < 100$	88
C	$80 \leq EE < 90$	78
D	$70 \leq EE < 80$	68

Fonte: (INMETRO PORTARIA N° 478, 2018)

As lâmpadas têm uma durabilidade conforme a quantidade de horas onde o LED está atuando com uma eficácia luminosa maior que 80% referente a sua luminosidade nominal, esse valor é regulamentado (INMETRO PORTARIA N° 478, 2018).

Sabendo que as lâmpadas LEDs tem uma vida útil maior comparado as incandescentes e as de vapor de sódio onde sua vida útil é de 10.000 horas e 32.000 horas, para uma eficácia luminosa de até 90 lm/W e 140 lm/W, com base na empresa (EIA; U.S., 2007). Sendo que as lâmpadas LEDs conseguem chegar a uma vida útil de 60.000 horas atendendo os requisitos de manter uma luminosidade nominal de 80% (LUMILEDS, 2010).

1.2 DRIVERS PARA LEDS

Tem-se usado cada vez mais as lâmpadas LEDs, pois as mesmas têm melhor eficácia luminosa, qualidade da luz gerada, segurança e uma vida útil alta chegando a valores acima de 50.000 horas. Sendo uma característica muito importante quando se fala em iluminação pública, o que mais pesa é a durabilidade e eficácia luminosa. Tendo uma vida útil alta, as manutenções e trocas acabam propiciando o seu uso. Para esses tipos de lâmpadas à necessidade de um acionamento para estes semicondutores.

O acionamento de uma lâmpada LED necessita um dispositivo entre a carga LED e a fonte de alimentação, conhecidos como *drivers*. Através desse *drivers* pode ser controlada a luminosidade. Esses *drivers* devem ser projetados para que a vida útil seja compatível com a vida útil do LED. Devem também atender as principais normas sendo elas, a norma IEC 61000-3-2 Classe C e a norma IEEE 1789-2015.

Os mesmos necessitam de uma corrente contínua, porém a corrente da rede é senoidal, por isso à necessidade de circuitos de acionamentos para LEDs. São compostos de conversores estáticos que controlam a potência exigida pelos LEDs. Os *drivers* para LEDs com potência ativa superior a 25 W têm que atender a norma IEC 61000-3-2 Classe C, onde a mesma regula limites para o conteúdo harmônico da corrente absorvida pelo

conversor da rede.

Essa norma tem como objetivo regulamentar os harmônicos da corrente drenada da rede, para isso necessita-se de controle de fator de potência, ou seja, estágio PFC, para poder filtrar esses harmônicos. Essas distorções harmônicas são regulamentadas o quão próximo de uma senoide essa corrente da rede pode ser. Os equipamentos de iluminação estão incluídos na classe C, sendo eles, incandescentes, de descarga, LEDs, "dimmers"(exceto para incandescentes). Onde para equipamentos com potência ativa acima de 25 W, seus limites podem ser vistos na Tabela 1.2, sendo uma máxima corrente harmônica permitida em função de um % da frequência fundamental da corrente de entrada.

Tabela 1.2 – Limites para equipamentos classe C

Ordem harmônica n	Máxima corrente harmônica permitida expressa em porcentagem da frequência fundamental
2	2
3	30 x
5	10
7	7
9	5
11 ≤ n ≤ 39 (somente harmônicos ímpares)	3

Fonte: (61000-3-2, 2005)

Os harmônicos referentes a classe C, limitada as harmônicas ímpares, até a harmônica 39^a, em função da corrente de entrada do sistema.

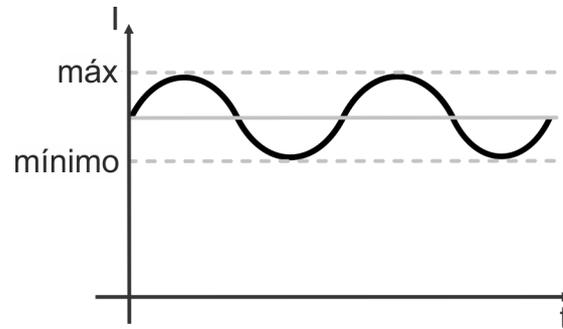
Outra norma brasileira que deve ser atendida é a NBR 16026:2012, que regula um limite mínimo para o valor do fator de potência do *driver*. Essa norma estabelece que dispositivos eletrônicos para controle de LEDs, com potência superior a 25 W, devem possuir fator de potência superior a 0,92 (ABNT, 2012).

Deve ser considerada para o acionamento dos LEDs a ondulação da corrente nestes dispositivos. Pois a luminosidade desses semicondutores é diretamente proporcional à corrente. Existem limites no percentual da modulação da corrente nos LEDs normatizados pela norma IEEE 1789-2015. Uma consequência direta da redução da capacitância de barramento é o aumento da ondulação da corrente nos LEDs. No entanto esse percentual da modulação deve seguir normas a equação que rege esse percentual se da pela Eq. 1.1.

$$Mod\% = 100 \frac{Max - Min}{Max + Min} \quad (1.1)$$

Onde esse Max e Min são representados pelo valor máximo e mínimo da corrente nos LEDs. Esses valores são representados na Figura 1.1, sendo uma forma de onda típica em conversores.

Figura 1.1 – Ondulação da Corrente nos LEDs



Fonte: Autor

A norma IEEE 1789-2015 mostra que o percentual de modulação da corrente têm dois níveis o de baixo risco e o sem efeito, referente a percepção humana. Com os estudos de (Lehman; Wilkins, 2014), junto com as recomendações da IEEE 1789-2015, existe um percentual máximo de modulação da corrente.

Nível de baixo risco tem como princípio reduzir qualquer efeito biológico ou distração devido a ondulação na luminosidade. É garantido esse nível mantendo o percentual da modulação da corrente no limite mostrado na Eq. 1.2.

$$Mod\% \leq 0,08Freq \quad (1.2)$$

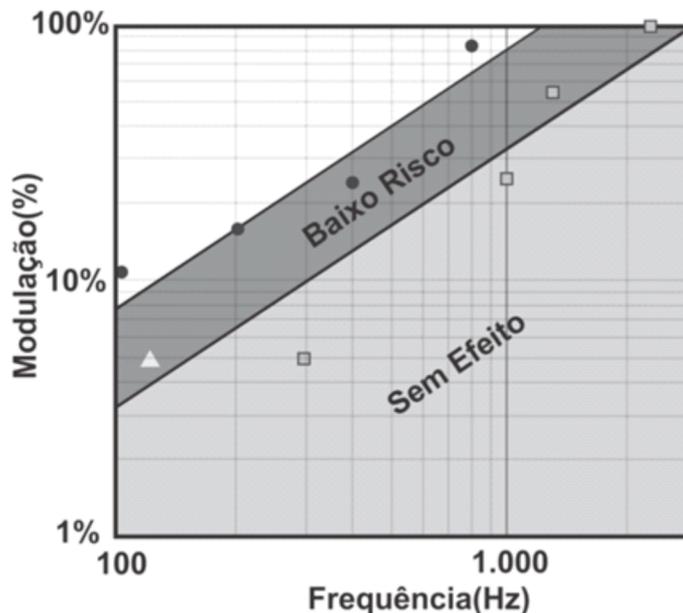
Onde $Freq$ é a frequência da ondulação da corrente.

O nível sem efeito, onde nenhum efeito tanto biológico quanto distração são percebidos, tendo o limite da modulação da corrente limitado pela Eq. 1.3.

$$Mod\% \leq 0,0333Freq \quad (1.3)$$

Na Figura 1.2 é mostrado graficamente o valor destes níveis de modulação em função da frequência da ondulação da corrente nos LEDs.

Figura 1.2 – Ondulação de baixo risco (cinza escuro) e sem efeito (cinza claro)



Fonte: Adaptado de (Lehman; Wilkins, 2014)

Como pode ser visto a ondulação da corrente não estando dentro da norma IEEE 1789-2015 implica na cintilação luminosa. Ocasionalmente ocasionando enxaqueca ou dor de cabeça severa, convulsão, aumento no comportamento repetitivo entre pessoas autistas, fadiga ocular, dentre outros (IEEE 1789-2015).

1.3 PROBLEMAS CAPACITOR ELETROLÍTICO

Normalmente em *drivers* se utiliza capacitores eletrolíticos por atender a necessidade de uma alta capacitância em uma elevada tensão. Porém esses capacitores tem uma vida útil baixa, com relação a vida útil do LED. Com a necessidade do aumento da vida útil dos *drivers*, implica na troca desses capacitores, substituindo por outro capacitor com uma tecnologia de maior vida útil.

Por causa da baixa frequência da rede, a capacitância de barramento utilizada em conversores geralmente é alta, com isso leva a utilização de capacitores eletrolíticos (Alonso et al., 2012). Porém, capacitores eletrolíticos são responsáveis por 50% das falhas em fontes chaveadas (ZHOU et al., 2012).

Essas falhas podem ocorrer no decorrer da vida útil do capacitor eletrolítico. Como podemos ver na Tabela 1.3, está demonstrado os modos de falha e seus mecanismos de falha.

Tabela 1.3 – Modos e mecanismos de falha em capacitores eletrolíticos

Modo de Falha	Mecanismo de Falha
Curto-Circuito	-Curto circuito entre os eletrodos -Rompimento na isolação da camada de óxido
Circuito Aberto	-Deterioração do eletrólito -Baixo nível de eletrólito -Corrosão do eletrodo
Aumento da Corrente de Fuga	-Deterioração da camada de óxido
Abertura da Válvula	-Aumento da pressão interna
Redução da capacitância e aumento da ESR	-Redução do nível de eletrólito -Deterioração do eletrólito -Redução da capacitância da folha do ânodo ou cátodo

Fonte: (CAMPONOGARA, 2015)

As falhas relacionadas ao curto-circuito geralmente acontecem no início de operação do capacitor, ocasionado por defeitos no processo de fabricação. Enquanto as falhas que resultam do circuito aberto, podem ser causadas por: temperatura fora dos parâmetros projetados, calor excessivo, degradação do material de vedação, alta ondulação de corrente. Nesses casos normalmente, existe uma perda de eletrólito por falha da vedação (CAMPONOGARA, 2015).

Tanto o aumento da corrente de fuga, quanto a abertura da válvula de vedação, podem ocorrer em consequência do processo de auto cura do capacitor. Essa auto cura acontece quando é aplicada uma tensão inversa ou quando existe falhas na camada de óxido de alumínio. Nesse caso uma corrente de fuga começa a circular, fazendo com que água presente no eletrólito sofra um processo de hidrólise (CAMPONOGARA, 2015).

A redução da capacitância e aumento da ESR (Resistência Serie Equivalente), são ocasionados principalmente pela redução do líquido eletrólito. Ocasionalmente a diminuição da área de contato do óxido e do cátodo, tendo então o aumento da resistência série do capacitor e conseqüentemente aumento da temperatura do capacitor. Essa redução da capacitância impacta no aumento da ondulação de tensão (CAMPONOGARA, 2015). Esse problema pode ocasionar um maior estresse tanto de tensão quanto de corrente nos semicondutores, a falha destes podem ocorrer antes do termino da vida útil do capacitor, isso ocorre quando a capacitância reduz entre 10% e 20% o seu valor inicial de capacitância ou quando o EST aumenta 200% do seu valor inicial (HAN; NARENDRAN, 2011).

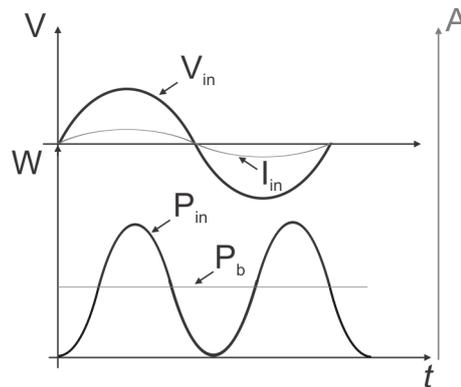
1.4 SOLUÇÃO

Os *drivers* para acionamento de LEDs vêm sendo modificados. Os capacitores de barramento do tipo eletrolítico tem uma vida útil bem menor considerado à vida útil do LED. Vêm sendo estudando maneiras para a redução do valor dessa capacitância. Uma solução para o problema da vida útil e maior confiabilidade, seria a troca do capacitor eletrolítico por um capacitor de filme. Sabendo que o mesmo tem uma maior vida útil como mostrado na Tabela 1.4. No Capítulo 1.5 será abordado autores que utilizaram a redução da capacitância e substituindo o capacitor eletrolítico por capacitores do tipo filme.

Porém para a troca do capacitor eletrolítico necessita a redução da capacitância de barramento. Pois capacitores de filme tem um volume muito superior ao dos eletrolíticos para uma mesma capacitância e mesma tensão como visto na Tabela 1.4. Capacitores eletrolíticos tem uma vida útil de 15.000 horas (EPCOS, 2012) enquanto os de filme tem uma vida útil de 200.000 horas para uma temperatura de operação de 85°C (CHEMI-CON, 2018).

Para atender todos esses requisitos, referentes a normas IEC 61000-3-2 Classe C e IEEE 1789-2015. É preciso adotar um conversor para acionamento de lâmpadas LEDs. Para isso necessita atender principalmente as duas normas, sendo para a primeira ter um estágio PFC (*Power Factor Control*), para o controle dos harmônicos absorvidos pela rede. Para a segunda norma existe a necessidade de um capacitor de barramento com uma alta capacitância, entre os estágios de PFC e PC para que não tenha um aumento na ondulação da corrente de saída.

O capacitor de barramento tem como função diminuir a ondulação da corrente mantendo um nível de potência CC. A potência de entrada (P_{in}) é a saída do estágio PFC e a potência de saída (P_b) é do estágio do PC. Onde o mesmo precisa ter uma capacitância grande, diminuindo o *ripple* da corrente de saída. Como os capacitores de barramento precisam ter capacitâncias grandes, é utilizado o capacitor eletrolítico que tem uma vida útil menor se comparado ao LED. A relação entre a potência de entrada e saída é mostrado na Figura 1.3.

Figura 1.3 – Formas de ondas de entrada de *drivers* para acionamento de LEDs.

Fonte: Autor

Um método para aumento da vida útil das luminárias é a troca do capacitor de barramento. Nesse trabalho está sendo utilizadas lâmpadas para representar a carga LED, enquanto a luminária é o conjunto da utilização de um *driver* e a carga LED. Para efetuar a troca desse capacitor, implica na utilização de um controle da ondulação da corrente de saída. Esse método utilizado está exemplificado ao decorrer desse trabalho.

1.5 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo serão abordados diferentes metodologias utilizadas para a redução do valor da capacitância de barramento em conversores aplicados no acionamento de LEDs.

Os sistemas eletrônicos limitados pela vida útil dos capacitores eletrolíticos é um problema que afeta outras áreas não somente as aplicadas em iluminação à base de LEDs (Agarwal et al., 2016) (Alemi; Jeung; Lee, 2015) (Krein; Balog; Mirjafari, 2012). Para solucionar esse problema, diversos autores buscam substituir os capacitores eletrolíticos por outros com tecnologia de maior vida útil (CAMPONOGARA, 2015) (Soares et al., 2017a) (Lam; Jain, 2015) (Menke; Seidel; Tambara, 2019). No intuito da redução da capacitância de barramento nos *drivers* para LEDs, possibilitando a utilização de capacitores de filme.

Varias soluções são propostas no intuito de alcançar o mesmo objetivo. Algumas estão destacadas a seguir.

Em (CAMPONOGARA, 2015) é feito uma proposta de conexão de múltiplos estágios de uma forma otimizada, com intuito de reduzir a energia processada pelo capacitor de barramento. Essa conexão otimizada é mostrada na Figura 1.4 onde o estágio de PFC é processado uma parte da energia fornecida para carga e o segundo estágio PC é processado a parte CA em baixa frequência desta carga.

Figura 1.4 – Conversores conectados em Cascata Otimizada

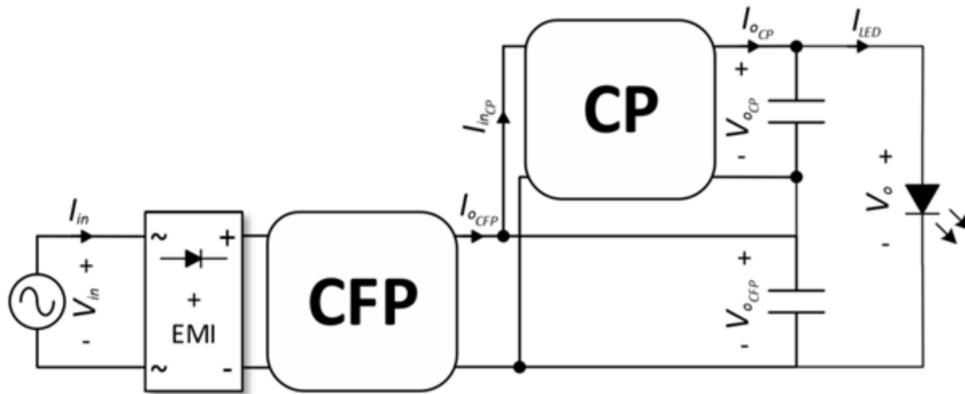
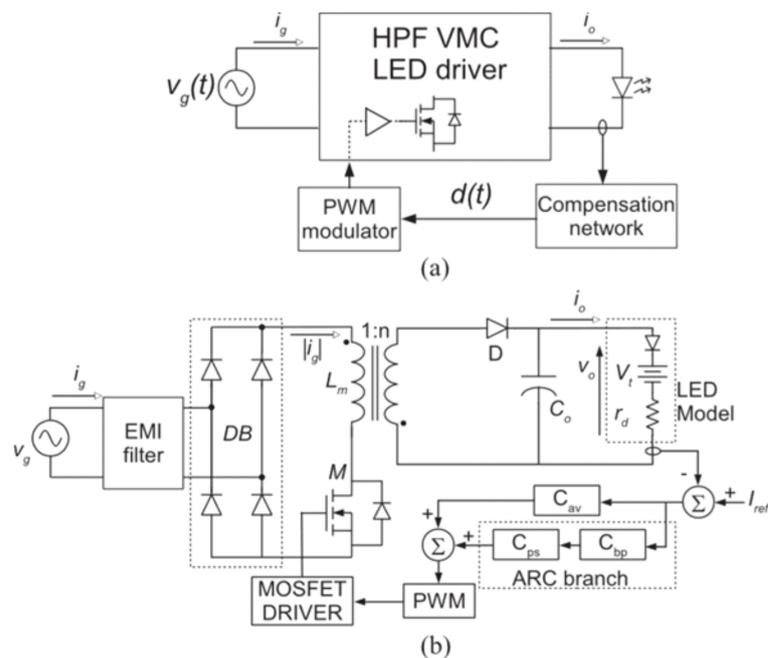


Figura 3.2 – Conversores conectados em Cascata Otimizada

Fonte: (CAMPONOGARA, 2015)

O valor da capacitância de barramento será menor, já que parte desta energia é processada pelo segundo estágio de potência.

Em (Soares; Alonso; Braga, 2018) é proposto uma técnica de compensação ativa do *ripple* para a redução da capacitância em conversores que utilizam modulação por largura de pulso (PWM). Essa técnica foi utilizada em um conversor *Flyback*, este *driver* é mostrado na Figura 1.5.

Figura 1.5 – Conversor *Flyback* com modulação por largura de pulso.

Fonte: (Soares; Alonso; Braga, 2018)

O conversor foi projetado para operar em DCM, para atingir um alto fator de potência na entrada CA deste *driver*. A Figura 1.5(a) demonstra o diagrama do Controlador de Modo de Tensão (VMC), onde esse existe uma compensação única que é responsável por gerar o razão cíclica do *driver* (*duty cycle*). Na Figura 1.5(b) é mostrado o *driver* com compensação ativa do *ripple* (ARC). Com a utilização dessa topologia utilizando o ARCT foi capaz de reduzir uma capacitância de $620 \mu\text{F}$ para $470 \mu\text{F}$ tendo uma redução de 24,2%.

Em (Soares et al., 2017b), é utilizado um conversor integrado *Dual Buck-Boost* (IDBB) ambos os estágios PFC e PC, operando em DCM. Na Figura 1.6(1) mostra a topologia utilizada do IDBB, onde C_B é utilizado para filtrar a ondulação de baixa frequência do circuito. Para esse tipo de circuito tanto a frequência quanto a razão cíclica no interruptor são os mesmos para ambos os estágios.

Figura 1.6 – Conversor IDBB.

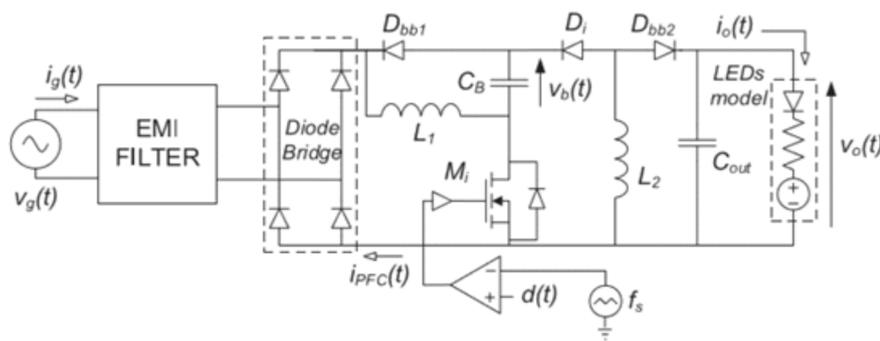


Fig. 1. Integrated Double Buck–Boost converter as an offline HPF LED driver.

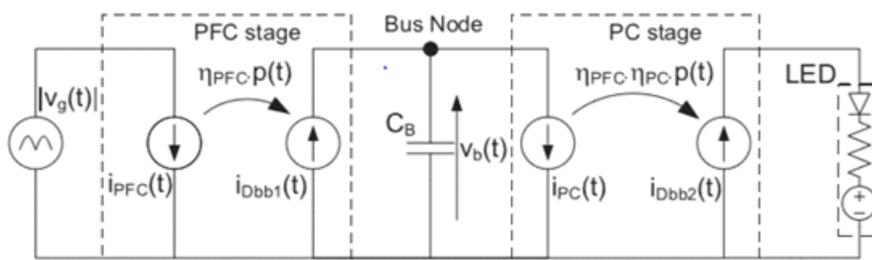


Fig. 2. Large-signal low-frequency model of the IDBB converter

Fonte: (Soares et al., 2017b)

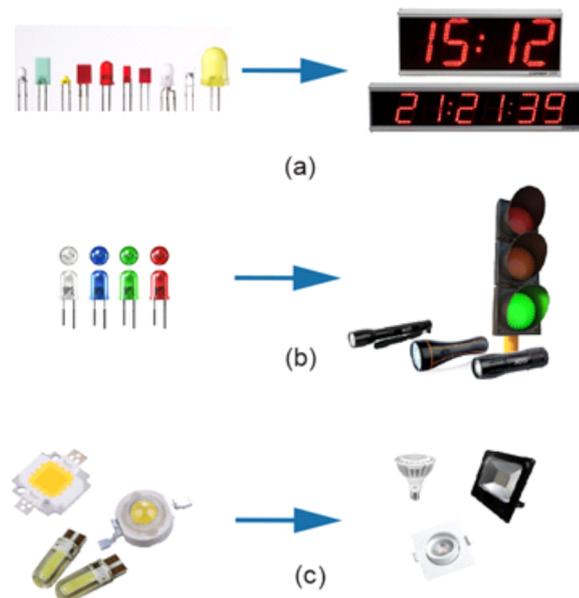
Na Figura 1.6(2) é possível observar que a transferência de energia no conversor é feito em 2 etapas. Na primeira etapa a potência de entrada é entregue ao barramento CC através do estágio PFC e na segunda etapa o estágio PC transfere a energia do barramento CC para a saída. Nesse projeto é utilizado um controle a partir do erro da corrente de

saída do conversor. Para esse sistema sem a utilização de controle de *loop* necessitaria uma capacitância de $76 \mu\text{F}$ e com a utilização da técnica de compensação ativa do *ripple* (ARTC) obteve uma redução de 46,3% do valor da capacitância de barramento obtendo assim uma capacitância de $40 \mu\text{F}$.

1.6 LEDES

Os LEDs foram sendo aprimorado com o passar dos anos, inicialmente ele era usado somente como indicador, com o aperfeiçoamento da tecnologia foi surgindo outros modelos de LEDs, um deles foi o de alto-brilho, com esse avanço foi possível ter uma intensidade luminosa bem superior as de indicador, sendo um meio para a utilização do mesmo em iluminação, como iluminação de emergência, *outdoors*, semáforos e decorações. Os LEDs de potência surgiram para substituir as convencionais lâmpadas de descarga, pois o mesmo tem uma intensidade luminosa superior as de alto-brilho, sendo utilizado em ambientes internos e agora bastante utilizado na iluminação pública. Na Figura 1.7 estão demonstrados alguns exemplos dos três tipos de LEDs.

Figura 1.7 – Os tipos de LEDs e exemplos de suas aplicações.



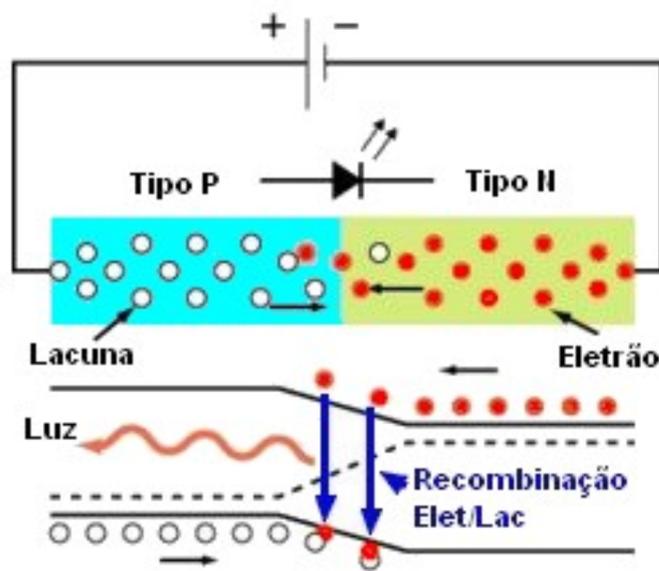
Fonte: Autor

1.7 PROPRIEDADES FÍSICAS DO LED

Os LEDs são constituídos de uma junção PN, igual à de um diodo retificador. Para um semicondutor usual do tipo PN se utiliza uma dopagem, onde a parte p dopa-

se positivamente obtendo lacunas livres, onde à ausência de elétrons, já na junção N à elétrons livres. A junção PN é considerada uma chave aberta, onde existe uma barreira onde a junção N têm que vencer para chegar na junção P, para isso necessita-se uma polarização para que essa barreira seja vencida, nesse caso uma polarização positiva na junção P e uma polarização negativa na junção N vencerá a barreira. A energia emitida quando é vencida a barreira é a emissão de fótons (luz) (BULLOUGH, 2003), como mostrado na Figura 1.8.

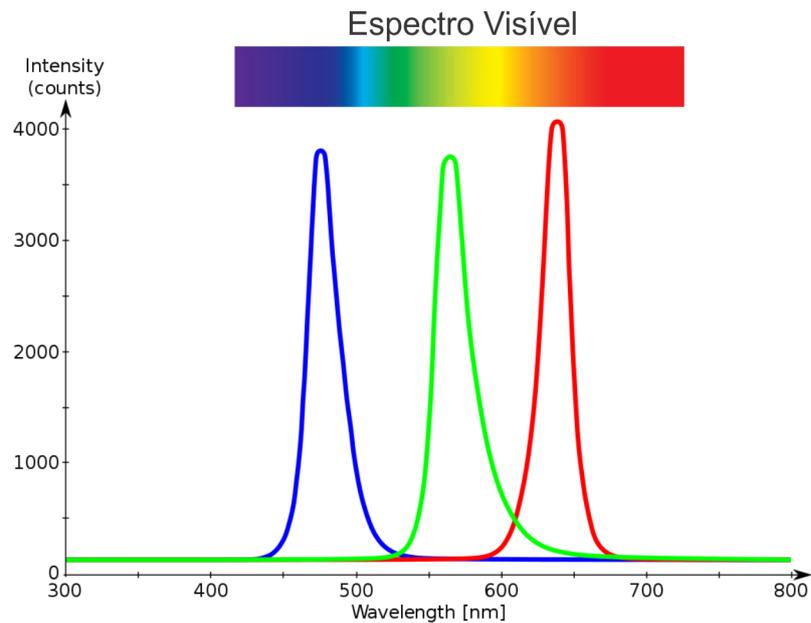
Figura 1.8 – Princípio do funcionamento do LED.



Fonte: (BULLOUGH, 2003)

Os LEDs emitem uma luz monocromática, sendo em apenas um comprimento de onda. A cor emitida pelo dispositivo depende da dopagem e componentes químicos, implicando numa necessidade de tensão para a polarização de cada do dispositivo. Os elementos utilizados para a coloração da luz são alumínio, índio, gálio (AlInGaP) e nitrito de índio gálio (InGaN), na Figura 1.9 é mostrado o espectro visível da cor emitida pelo LED RGB (*Red Green Blue*), isso dependendo do material que é utilizado.

Figura 1.9 – Comprimento de onda relacionado a coloração emitida do LED.

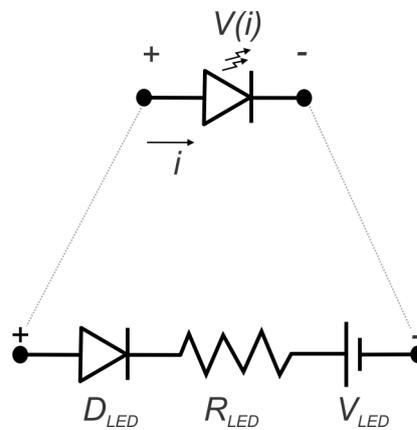


Fonte: (BENDER, 2012)

1.8 MODELO ELÉTRICO

Como o LED não é um dispositivo ideal, podemos relacionar ele com uma fonte de tensão em série com uma resistência em série com um diodo ideal, sendo o modelo elétrico adotado pelo LED, mas sendo usual o seu modelo simplificado, na Figura 1.10 é mostrado o modelo elétrico do LED e seu modelo simplificado.

Figura 1.10 – Modelo elétrico e simplificado de um LED de potência.



Fonte: Autor

Onde a relação da tensão e corrente no LED se dá pela Equação 1.4

$$V(i) = V_{LED} + R_{LED}i \quad (1.4)$$

V_{LED} é a tensão mínima para que comece a emitir luz.

1.9 CAPACITORES ELETROLÍTICOS EM DRIVERS PARA ACIONAMENTO DE LEDS

Os capacitores utilizados em *drivers* para acionamento de LEDs, normalmente são do tipo eletrolítico. Isso se dá pela potência de entrada no sistema ser pulsante (P_{in}), enquanto a potência exigida pela carga é potência contínua (P_b), como mostrado na Figura 1.3. A corrente de saída deve ter uma ondulação pequena ou ser controlada. Essa ondulação deve ser pequena, pois implica na corrente dos LEDs que devem manter um nível de ondulação limitado pela norma IEEE 1789-2015.

A necessidade de uma corrente contínua para a alimentação da carga implica em uma elevada capacitância de barramento. Com isso tendo a necessidade de se utilizar eletrolíticos por ter a sua capacitância elevada, existindo um equilíbrio entre P_{in} e P_b . Juntamente com o fato de geralmente a tensão de barramento ser elevada, onde é exigido uma alta relação Farad/volt. Para essa tecnologia de capacitor temos uma relação entre capacitância e volume para uma dada tensão e seu baixo custo comparado a outros modelos de capacitores. Os capacitores eletrolíticos têm uma vida inferior significativa referente a dos LEDs.

Esses capacitores operando em 105°C tem uma vida útil de 10.000 horas (MOUSER ELECTRONICS, 2018), para LEDs alcançam valores acima de 50.000 horas (Wang; Alonso; Ruan, 2017) (ECP, 2018). Soluções adotadas por vários autores (Almeida et al., 2012) (Alonso et al., 2011) (Cosetin et al., 2012) (Da Fonseca et al., 2012) (Gu et al., 2009) (Pinto et al., 2012) (Wang et al., 2012) (Lam; Jain, 2015) (Wang et al., 2010) (Chen; Hui, 2012) (Cosetin et al., 2014) (Alonso et al., 2012) (Soares et al., 2017a) (CAM-PONOGARA, 2015), é a substituição do capacitor eletrolítico por um capacitor de filme, diante da sua elevada vida útil. A Tabela 4 é demonstrada uma comparação em diversos aspectos dessas duas tecnologias (CHEMI-CON, 2018).

Tabela 1.4 – Comparativo entre capacitores eletrolíticos e de filme

	Capacitor Eletrolítico 1	Capacitor de Filme 1	Capacitor Eletrolítico 2	Capacitor de Filme 2
Capacitância	100 μ F	100 μ F	5,6 μ F	5,6 μ F
Tensão	400V	500V	400V	500V
Dimensões	16x30mm (DxL)	30x45x57,5mm (CxAxL)	10x16mm (DxL)	31,5x25x13mm (CxAxL)
Volume	6,031mm ³	77,625mm ³	1,256mm ³	10,237mm ³
Vida útil/ Temperatura de Operação	10.000 horas /105°C	100.000 horas /70°C	10.000 horas /105°C	100.000horas /70°C

Fonte: Autor

Com base na Tabela 1.4 podemos observar que os capacitores de filme têm uma vida útil superior aos dos capacitores eletrolíticos. Como boa parte das falhas e vida útil baixa está relacionada a eletrolíticos, o sistema não será mais limitado por esse dispositivo.

Uma solução seria controlar a temperatura do capacitor eletrolítico. Esses tipos de capacitores dobram a vida útil para cada redução de 10°C na temperatura da sua operação, com relação à temperatura máxima que o dispositivo suporta (ACCARDI; DODONOV, 2013). A vida útil estimada de um capacitor eletrolítico com base a temperatura de operação pode ser aproximada pela Eq. 1.5.

$$L_x = L_o 2^{\frac{T_o + 5 - T_x}{10}} \quad (1.5)$$

Onde: L_x é a vida útil estimada para o capacitor eletrolítico; L_o é a vida útil do capacitor para a temperatura máxima de operação; T_o é a temperatura máxima de operação do capacitor; T_x é a temperatura de operação para a qual se deseja estimar a vida útil. Os valores de L_o e T_o são dados fornecidos pelo fabricante em suas folhas de especificações.

Para uma precisão nesse cálculo, o capacitor eletrolítico deve operar com temperatura muito inferior à temperatura máxima especificada pelo fabricante. Como normalmente o sistema aplicado permanece fechado, com variações de temperaturas. Seriam necessários circuitos para o resfriamento do sistema ou algum sistema para controle de temperatura desses componentes, porém tornando o circuito para acionamento de LEDs mais complexos, custos mais elevados e menos confiáveis.

1.10 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Os *drivers* utilizados em iluminação tem que atender duas normas, sendo elas IEC 61000-3-2 Classe C e IEEE1789-2015. Para atender a norma IEC 61000-3-2 Classe C necessita de PFC (Controle do Fator de Potência), para isso se utiliza um estágio PFC para atender essa norma. Onde o mesmo pode regular o nível de harmônicos absorvidos pela rede. Para atender a norma IEEE 1789-2015 precisamos manter um nível máximo de ondulação da corrente de saída no LED. Nesse tipo de conversor necessita uma capacitância de barramento alta para uma alta tensão. Esse tipo de relação implica a utilização de capacitor eletrolítico, porém o mesmo tem uma vida útil inferior ao LED.

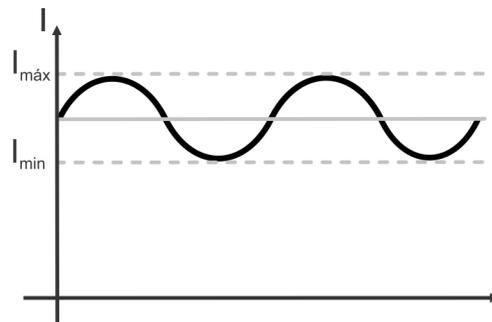
Para a substituição desse capacitor necessita a redução da capacitância de barramento, substituindo assim por um capacitor do tipo filme. Essa redução implica no aumento da ondulação da corrente nos LEDs. Com isso não atendendo a regulamentação da norma IEEE 1789-2015. Para diminuir essa ondulação de corrente necessita de um controle ativo da corrente de saída para a redução da ondulação.

Como já foi comentado temos um estágio de PFC para atender a norma IEC 61000-3-2 Classe C. Na saída desse estágio temos uma potência pulsante na frequência de 120 Hz como mostrado na Figura 1.3. Como no estágio de PC necessita-se de uma potência continua com uma frequência de 0 Hz, utiliza-se um capacitor de barramento entre os estágios com uma capacitância elevada (centenas de microfarads) para uma alta tensão (centenas de volts).

Um método para a redução da ondulação da corrente é utilizar controladores como I (Integrador), PI (Proporcional Integral), PID (Proporcional Integral Derivativo) e ainda o R (Ressonante). Neste trabalho será utilizado o controlador PIR (Proporcional Integral Ressonante). Onde a parte do integral, gera um erro nulo em regime permanente na frequência de 0 Hz (valor médio). Enquanto a parte ressonante gera um erro nulo em regime permanente na frequência de 120 Hz (ondulação).

Para esse controlador PIR é utilizada uma referência mostrada na Figura 1.11, onde é comparada a corrente de saída com essa referência gerando um erro. A partir desse erro é utilizado um comparador para gerar um novo *duty*. Com isso reduzindo a ondulação da corrente de saída. Com a troca do capacitor eletrolítico pelo capacitor de filme com menor capacitância e a utilização do controle ativo, a corrente de saída em regime permanente vai se manter.

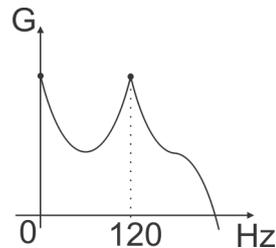
Figura 1.11 – Gráfico da Referência.



Fonte: Autor

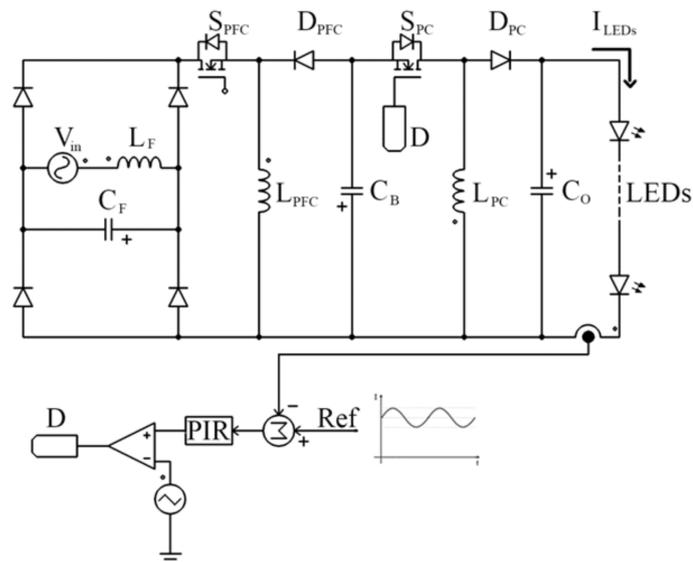
O gráfico de Bode para um controlador PIR está demonstrado na Figura 1.12

Figura 1.12 – Ganho de Bode do controlador PIR.



Fonte: Autor

Com base nesse problema foi simulado o circuito *Dual Buck-Boost*, já com a malha fechada com o controlador PIR, mostrado na Figura 1.13.

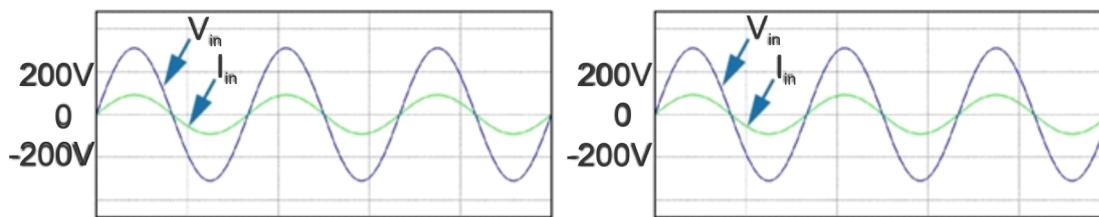
Figura 1.13 – Conversor *Dual Buck-Boost* com malha fechada.

Fonte: Autor

Através do circuito da Figura 1.13, foi simulado para dois valores de capacitância de barramento. Sendo feito a simulação para uma capacitância de $100 \mu\text{F}$ e $2 \mu\text{F}$. Com isso obtendo o gráfico da tensão e corrente.

A partir da simulação foi obtida a relação de tensão e corrente de entrada e a corrente de saída do conversor. Para a tensão e corrente foi obtido a Figura 1.14, onde a primeira forma de onda é utilizando o capacitor de $100 \mu\text{F}$ e o segundo gráfico foi relacionado ao de $2 \mu\text{F}$.

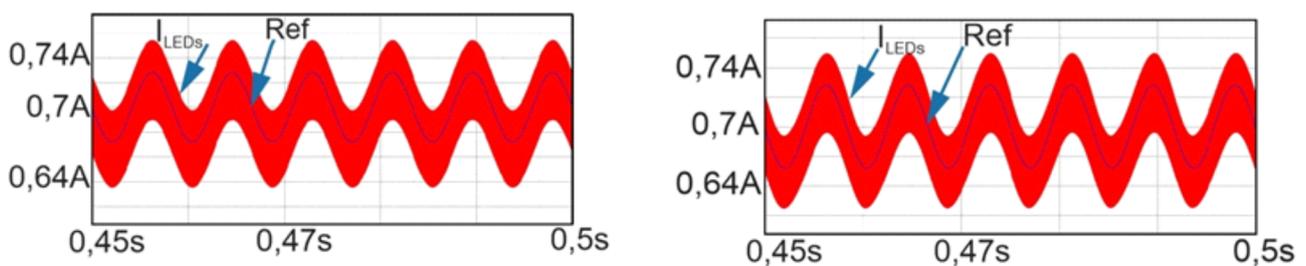
Figura 1.14 – Gráfico da tensão e corrente de entrada.



Fonte: Autor

Para a corrente de saída foi obtido a Figura 1.15, onde o primeiro gráfico da corrente é relacionado a utilização do capacitor de $100 \mu\text{F}$ e o segundo gráfico é relacionado ao capacitor de $2 \mu\text{F}$.

Figura 1.15 – Gráfico da corrente de saída.



Fonte: Autor

Com base nesses resultados podemos ver que a redução do capacitor de barramento, junto ao controlador foi obtida o gráfico de tensão e corrente iguais. Enquanto os gráficos da corrente de saída tiverem uma pequena variação na ondulação desta corrente. Com isso sendo viável a substituição do capacitor eletrolítico de capacitância elevada, por um de outra tecnologia com uma vida útil superior.

1.11 OBJETIVO

Analisar o comportamento de diferentes técnicas de controle aplicado na compensação ativa da ondulação de corrente em drivers para LEDs. Avaliar essas técnicas para diferentes tensões de barramento e diferentes potências de saída do conversor. Comparar os resultados obtidos dentre os controladores para diferentes casos.

1.12 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Os demais capítulos deste Trabalho de Conclusão de Curso estão organizados na seguinte forma:

No segundo capítulo é apresentado o conversor *Buck-Boost*, desde os estágios de operação, com a avaliação das correntes e tensões nos componentes. A partir das equações resultadas nos componentes, foram deduzidas as equações que validam o valor dos componentes capacitor e indutor. Para validar todas as deduções foi feito a simulação para um dado projeto, com isso obtendo as formas de onda das correntes e tensão de saída.

No Capítulo 3 apresenta a modelagem do conversor *Buck-Boost*, utilizando o modelo de um LED como carga. É retirada a planta deste *driver* onde o mesmo será aplicado três tipos de controladores PI, PIR e PIQR.

O Capítulo 4 demonstra os tipos de controladores utilizados com suas respectivas plantas. Sendo avaliados e diversos parâmetros, como, Frequência de Corte (FC), Margem de Ganho (MG), Margem de Fase (MP) e percentual de redução do capacitor de barramento.

O Capítulo 5 apresenta a conclusão, onde é feito um validação dos melhores controladores para diversos casos de tensão de barramento e potência de saída.

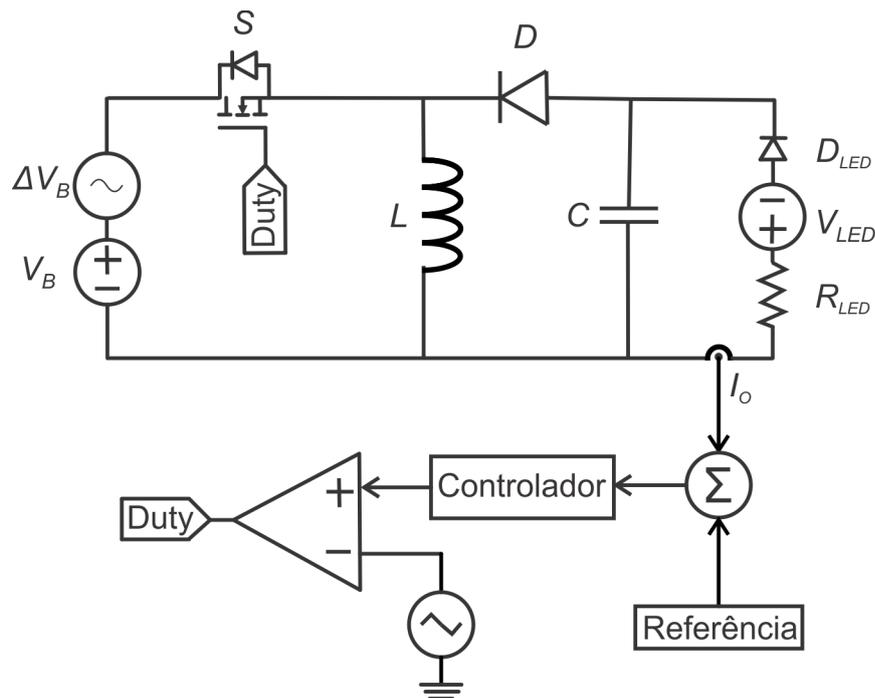
2 CONVERSOR *BUCK-BOOST*

Neste capítulo serão apresentados os estágios do *driver*. Com a dedução das equações para cada estágio, é possível calcular o valor da capacitância e indutância do sistema.

2.1 INTRODUÇÃO

Os conversores trabalham em dois modos de operações em CCM (Modo de Condução Contínua) e DCM (Modo de Condução Descontínua). O caso que está sendo avaliado é o DCM, onde foram analisados as etapas de um conversor *Buck-Boost*. Todos os componentes estão sendo considerados em um sistema ideal, na Figura 2.1 é mostrado o circuito do conversor *Buck-Boost* utilizado para controlar o *ripple* da corrente de saída.

Figura 2.1 – Conversor *Buck-Boost*.



Fonte: Autor

2.2 PRIMEIRA ETAPA

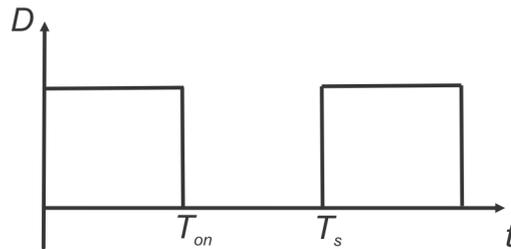
A operação do conversor *Buck-Boost* no modo DCM é dada por três etapas. Na primeira etapa é considerado o tempo onde a interruptor está ativa. Sendo nessa etapa

de um tempo 0 até um DT_s , onde:

$$D = \frac{T_{ON}}{T_s} \quad (2.1)$$

Duty cycle é o ciclo de trabalho do interruptor, esse *duty* pode ser visualizado na Figura 2.2.

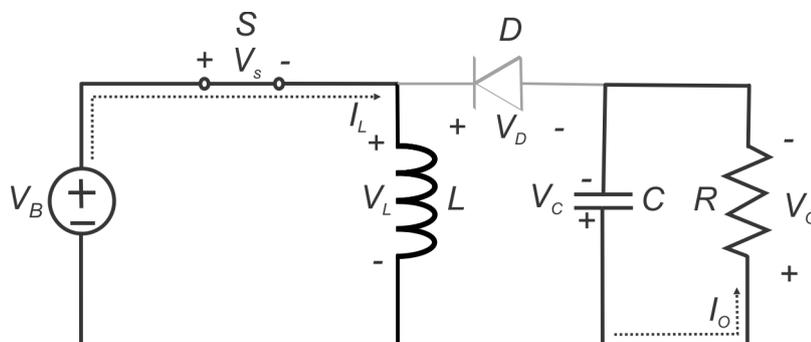
Figura 2.2 – Razão Cíclica.



Fonte: Autor

Para essa etapa temos a Figura 2.3 relacionado ao circuito *Buck-Boost* para o intervalo de tempo 0 até um DT_s . Todos os circuitos estão com 2 nível de cores, sendo preto para onde circula corrente e na cor cinza onde não está circulando corrente.

Figura 2.3 – *Buck-Boost* primeira etapa com chave fechada.



Fonte: Autor

Utilizando as Leis de Kirchhoff de corrente e tensão, podemos obter a relação de todas as tensões e correntes de todos os dispositivos. Para a primeira etapa obtemos as relações abaixo.

Na Eq. 2.2 observar a tensão no interruptor, com o interruptor conduzindo é considerado um curto circuito a tensão naquele ponto é zero, como a resistência é baixa não haverá perda de condução, logo a tensão no interruptor é nulo. Como o interruptor na primeira etapa está em série com o indutor, a mesma corrente que passa no indutor é a mesma na chave, como observado na Eq. 2.3.

O indutor e a fonte estão em paralelas, ambas têm as mesmas tensões, como visto na Equação 2.4. A corrente do indutor varia com o tempo, esse mesmo tempo tem relação

com o *duty*, com isso tendo uma relação de tensão e indutância no tempo conforme a Eq. 2.5.

A tensão no capacitor é igual a tensão na saída, pois o capacitor e a carga estão em paralelo, não havendo condução no diodo, como visto na Eq. 2.6. Já a corrente no capacitor é a mesma corrente da carga, onde é a tensão de saída pela resistência da carga Eq. 2.7. A tensão no diodo é a relação entre a tensão nos pontos de tensão do capacitor e indutor que chegam até o diodo Eq. 2.8. Como o diodo não chega a conduzir, sua corrente é zero Eq. 2.9.

$$V_S = 0 \quad (2.2)$$

$$i_S = i_l \quad (2.3)$$

$$V_L = V_B \quad (2.4)$$

$$i_l(t) = \frac{V_L}{L}t \quad (2.5)$$

$$V_C = V_o \quad (2.6)$$

$$i_C = \frac{-V_o}{R} \quad (2.7)$$

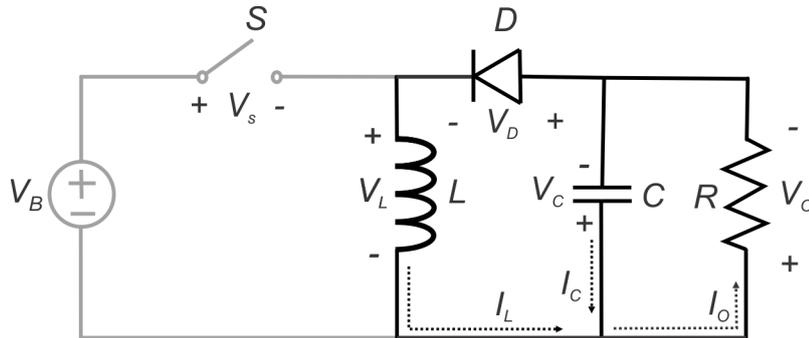
$$V_d = V_B + V_o \quad (2.8)$$

$$i_d = 0 \quad (2.9)$$

2.3 SEGUNDA ETAPA

Para a segunda etapa consideramos que a chave do circuito está aberta. Nessa etapa é avaliado para um tempo de DT_s até T_x . Para essa análise foi utilizado o circuito relacionado a essa etapa, mostrado na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Buck-Boost Segunda Etapa.



Fonte: Autor

Utilizando o mesmo método para avaliação de corrente e tensão em cada dispositivo, avaliando no intervalo de DT_s até T_x , foi obtido as seguintes relações abaixo. A Eq. 2.10 condiz com a chave aberta, logo a tensão na chave é a relação da tensão nos terminais da chave. Como a chave está aberta a corrente que circula por ela é zero condizendo com a Eq. 2.11.

A tensão do indutor é $-V_o$, pois está fornecendo energia para a carga e para o capacitor Eq. 2.12. A Eq. 2.13 condiz com a relação da corrente máxima (i_{Lpk}) obtida no indutor durante o *duty* e a $-V_o/L$ no tempo condiz com o descarregamento do indutor, redirecionando essa energia uma parte para o capacitor e outra para a carga.

A tensão no capacitor é igual a tensão da carga, pois ambos estão em paralelo conforme a Eq. 2.14. A corrente no capacitor é igual a corrente do indutor no tempo menos a corrente de carga, pois uma parte vai para a carga e outra para o capacitor conforma a Eq. 2.15. A tensão no diodo é zero, pois após a condução considera-se um curto circuito Eq. 2.16. Como a corrente que sai do indutor passa pelo diodo ambas as correntes são as mesmas Eq. 2.17.

$$V_S = V_B + V_o \quad (2.10)$$

$$i_S = 0 \quad (2.11)$$

$$V_L = -V_o \quad (2.12)$$

$$i_l(t) = -\frac{V_o}{L}t + i_{l_{pk}} \quad (2.13)$$

$$V_C = V_o \quad (2.14)$$

$$i_c(t) = i_l(t) - iR \quad (2.15)$$

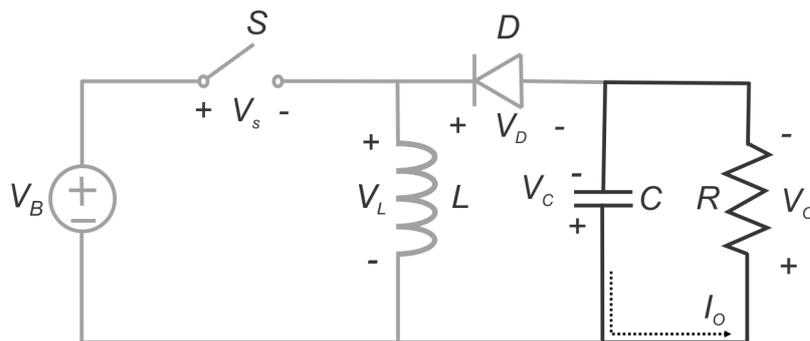
$$V_d = 0 \quad (2.16)$$

$$i_d = i_l \quad (2.17)$$

2.4 TERCEIRA ETAPA

Na terceira etapa onde já foi transferida toda a energia armazenada no indutor, para o capacitor e para a carga, podemos analisar o circuito a partir da Figura 2.5, desde que o interruptor S não seja acionado novamente.

Figura 2.5 – *Buck-Boost* Terceira Etapa.



Fonte: Autor

Nessa etapa foi avaliado de um tempo T_x até T_s que é o período total de comutação do circuito. Sendo a etapa onde a carga está sendo alimentada pela energia armazenada no capacitor.

Utilizando o mesmo método das etapas 1 e 2 para avaliação de corrente e tensão no circuito, obtemos as seguintes relações abaixo. Para a Eq. 2.18 e Eq. 2.19 como já passou o tempo de descarregamento do indutor sua tensão no terminal positivo é V_{in} e corrente é zero. O mesmo se dá para a tensão e corrente do indutor Eq. 2.20 e Eq. 2.21 e para o diodo tem-se que a tensão é igual a tensão de saída Eq. 2.24 e a corrente é zero Eq. 2.23.

Como o circuito mostrado acima o capacitor e a carga estão em paralelos logo a tensão do capacitor é igual à da carga Eq. 2.22. Já a corrente do capacitor se dá pela relação de $-V_o/R$, o sentido negativo se dá pelo sentido que a corrente da carga está em

relação ao capacitor Eq. 2.23.

$$V_S = V_B \quad (2.18)$$

$$i_S = 0 \quad (2.19)$$

$$V_L = 0 \quad (2.20)$$

$$i_l(t) = 0 \quad (2.21)$$

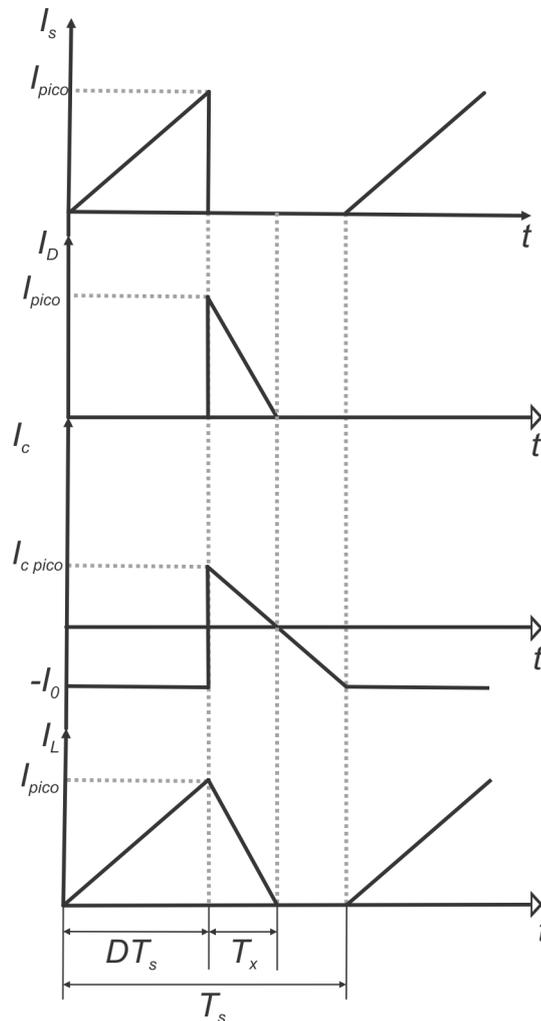
$$V_C = V_o \quad (2.22)$$

$$i_c(t) = -\frac{V_o}{R} \quad (2.23)$$

$$V_d = -V_o \quad (2.24)$$

$$i_d = 0 \quad (2.25)$$

Com base nas relações de tensão e corrente para os dispositivos nas três etapas podemos encontrar a relação de corrente no tempo para todos os dispositivos. Na Figura 2.6 é mostrada a relação de corrente no tempo para todos os dispositivos relacionando as três etapas.

Figura 2.6 – Principais formas de onda do conversor *Buck-Boost*.

Fonte: Autor

Com base nas etapas do conversor *Buck-Boost*, podemos obter os valores dos dispositivos a partir da avaliação dessas etapas. A obtenção desses valores será demonstrada na parte de projeto *Buck-Boost*.

2.5 PROJETO BUCK-BOOST

Após encontrar as equações de corrente e tensão de todos os dispositivos do circuito, foi dimensionado o do conversor *Buck-Boost*. Antes de adotar uma tensão e corrente de alimentação da carga, foram deduzidas as equações para o cálculo da capacitância e indutância do conversor.

Para o cálculo precisa-se saber o ganho de tensão do conversor, tanto do *Buck* quanto do conversor *Boost*, estão demonstrados na Eq. 2.26 e Eq. 2.27 respectivamente.

Buck

$$D = \frac{V_o}{V_B} \quad (2.26)$$

Boost

$$\frac{V_o}{V_B} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.27)$$

D: Tempo de trabalho (*Duty Cycle*)

Vo: Tensão de Saída;

Vi: Tensão de entrada.

A Eq. 2.28 é o ganho de tensão de um conversor *Buck-Boost* em CCM, sendo o $D_{máx}$ o tempo máximo do ciclo do sistema, onde é o tempo máximo que o interruptor permanece conduzindo.

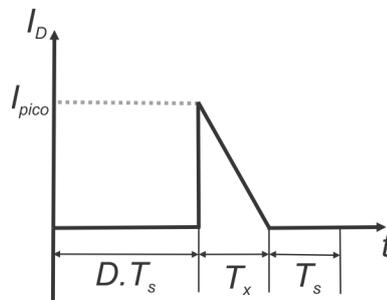
$$\frac{V_o}{V_B} = \frac{D_{máx}}{1 - D_{máx}} \quad (2.28)$$

Para um projeto de conversor *Buck-Boost* DCM tem que utilizar um valor de *duty* menor. Para que esse conversor não fosse trabalhar na região do CCM (Módulo de Condução Contínua). Sendo assim para esse projeto foi adotado um *duty* de no máximo 90% do valor de $D_{máx}$.

2.6 INDUTOR

A obtenção do valor de indutância que vai suprir a corrente necessária para a carga se dá através do cálculo da corrente média no diodo. O mesmo tem a mesma corrente do indutor após o *duty* " DT_s ". Onde o T_s é obtido através do projetista, para a obtenção da corrente de carga necessita-se calcular a área da Figura 2.7.

Figura 2.7 – Área do Segmento DT_s até T_x .



Fonte: Autor

A partir do gráfico é possível calcular a corrente do diodo, calculando a área do

triângulo por integração a partir da Eq. 2.30 e substituindo o valor encontrado na Eq. 2.29. Encontrando assim o valor médio da corrente de saída.

$$I_o = I_{dAVG} = \frac{\text{Área}}{T_s} \quad (2.29)$$

$$\text{Área} = \int_{D.T_s}^{T_x} I_{pico} dt \quad (2.30)$$

Avaliando a Figura 2.7 pode observar que a base tem relação ao tempo onde fica em um intervalo de DT_s até T_x . A altura do gráfico é a corrente máxima de pico no indutor, a partir desses dados pode chegar até a Eq. 2.31.

$$h = I_{l_{pico}} = I_l DT_s$$

$$h = I_l(t) = \frac{V_B}{L} DT_s \quad (2.31)$$

$$B = T_x$$

Para DT_s até T_x

$$I_l(t) = I_{l_{pico}} - \frac{V_o}{L}(t - DT_s) \quad (2.32)$$

Onde a corrente na Eq. 2.32 começa no seu valor máximo e vai diminuindo com o tempo. Sabendo que no tempo T_x a corrente do indutor é zero temos a Eq. 2.33.

$$I_l(T_x) = 0 = I_{l_{pico}} - \frac{V_o}{L} T_x$$

$$\frac{V_B}{L} DT_s - \frac{V_o}{L} T_x = 0$$

$$V_i DT_s = V_o T_x$$

$$b = T_x = \frac{V_B}{V_o} DT_s \quad (2.33)$$

Obtendo os valores de base e altura relacionadas a área do gráfico, podemos substituir as Eq. 2.33 e Eq. 2.31 na Eq. 2.30 obtemos.

$$\text{Área} = \frac{(\frac{V_B}{V_o} DT_s)(\frac{V_B}{L} DT_s)}{2}$$

Obtendo a nova Eq. 2.30 substituímos a mesma na Eq. 2.29 obtendo assim a Eq. 2.34 relacionado ao valor de indutância do indutor.

$$I_o = \frac{\text{Área}}{T_s}$$

$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{V_B}{L} DT_s \frac{V_B}{V_o} DT_s \frac{1}{2T_s} \\
 I_o &= \frac{(V_B)^2}{V_o} \frac{D^2 T_s}{2L} \\
 L &= \frac{(V_B)^2}{V_o} \frac{D^2 T_s}{2I_o}
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

2.7 CAPACITOR

Agora para o cálculo da capacitância no capacitor, sabendo que a corrente nesse capacitor varia conforme a tensão no tempo. Para isso sabendo a Eq. 2.34 da corrente no capacitor.

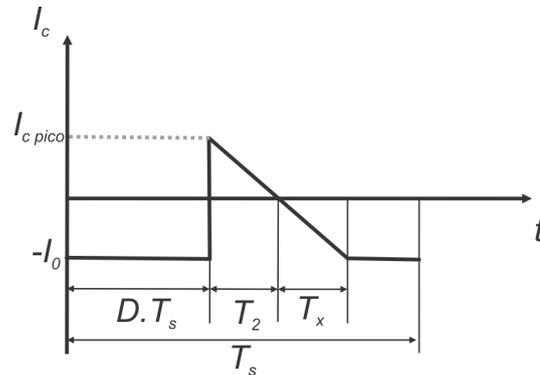
$$I_c = C \frac{dV}{dt} \tag{2.35}$$

A partir da Eq. 2.31 obtemos a Eq. 2.36 demonstra a variação da corrente no tempo, implicando na variação da tensão desse capacitor.

$$V_c = \frac{1}{C} \int_{D.T_s}^{T_2} I_c dt \tag{2.36}$$

Essa corrente é calculada através da Figura 2.8 da corrente do capacitor.

Figura 2.8 – Área em Relação ao trecho DT_s até T_2 .



Fonte: Autor

Com base na Figura 2.8 podemos obter a Eq. 2.37, tendo uma variação de tensão na saída de ΔV_o . Essa variação de tensão na saída é escolhida pelo projetista.

$$\begin{aligned}
 \Delta V_o &= \frac{1}{C} \int_{D.T_s}^{T_2} I_c dt \\
 C &= \frac{1}{\Delta V_o} \int_{D.T_s}^{T_2} I_c dt
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

A relação de corrente máxima no capacitor podemos obter quando o tempo for t,

como vemos na Eq. 2.38.

$$I_c(t) = I_d(t) - I_o \quad (2.38)$$

Quando o tempo chega em $D.T_s$ a energia armazenada no indutor começa a ser distribuída para o capacitor e carga. Após um tempo de T_2 até T_x tanto capacitor quanto indutor estão fornecendo corrente para a carga. Do tempo T_x até T_s somente o capacitor está fornecendo a corrente a carga. Podemos relacionar a integral da I_c analisando a Figura 23 obtendo a área do gráfico no intervalo de $D.T_s$ até T_2 , podendo assim usar a equação da área sendo a integral da $I_{c_{pico}}$ no tempo.

$$\begin{aligned} \text{Área} &= \int_{D.T_s}^{T_2} I_{c_{pico}} dt \\ C &= \frac{1}{\Delta V_o} \text{Área} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Onde a altura é a corrente do capacitor obtida através da Figura 2.8 e a base é o tempo $D.T_s$ até T_2 , sendo a altura é obtida na Eq. 2.40.

$$\begin{aligned} I_{l_{pico}} &= I_{d_{pico}} \\ h &= I_{c_{pico}} = I_{d_{pico}} - I_o \\ h &= \frac{V_B}{L} DT_s - I_o \end{aligned} \quad (2.40)$$

Para calcular a base da Figura 2.8 tem que avaliar a corrente no capacitor no intervalo de tempo entre $D.T_s$ até T_2 , sendo que $I_c(T_2) = 0$. Avaliando a corrente no capacitor no tempo T_2 onde $T_2 = b$ obtemos a Eq. 2.41.

$$\begin{aligned} I_c(t) &= I_d(t) - I_o \\ I_c(t) &= I_{l_{pico}} - \frac{V_o}{L} t - I_o \\ I_{c_{T_2}} &= I_{l_{pico}} - \frac{V_o}{L} T_2 - I_o \\ 0 &= I_{l_{pico}} - \frac{V_o}{L} T_2 - I_o \\ \frac{V_B}{L} DT_s - \frac{V_o}{L} T_2 - I_o &= 0 \\ \frac{V_B}{L} DT_s - \frac{V_o}{L} T_2 - I_o &= 0 \\ T_2 &= \frac{V_B}{V_o} DT_s - \frac{I_o}{V_o} L \end{aligned} \quad (2.41)$$

Substituindo a Eq. 2.40 e 2.41 na Eq. 2.39 obtemos a nova Eq. 2.39 obtidas

através da análise da Figura 2.3.

$$C = \left(\frac{V_B}{V_o}DT_s - \frac{I_o}{V_o}L\right)\left(\frac{V_B}{L}DT_s - I_o\right)\frac{1}{2\Delta V_o} \quad (2.42)$$

Obtendo os valores de capacitância e indutância do conversor *Buck-Boost*, o próximo passo é testar se as equações obtidas são validas para a escolha do capacitor e indutor. Para isso foi escolhido a V_B , V_o , I_o , ΔV_o e frequência onde $T_s = 1/f$, adotando um valor de 90 % para o $D_{m\acute{a}x}$. Pois o DCM está na faixa $D < D_{m\acute{a}x}$ enquanto o CCM está na faixa de $D > D_{m\acute{a}x}$, por isso foi escolhido um valor menor.

Em (POMILIO, 2018) é utilizado um gráfico do ganho em relação a corrente de saída do conversor. Este gráfico é relacionado, onde pode ser observado as faixas de operação do conversor estático. Sendo elas Modo de Condução Contínua, Descontínua e Crítica. Com base no valor crítico é obtido o valor de $D_{m\acute{a}x}$ e a partir desse valor crítico é escolhido um valor de indutância para que o conversor se mantenha na operação desejada. Neste caso é utilizado no Modo de Condução Descontínua, a partir de um *duty* de 90 % do valor de $D_{m\acute{a}x}$, sendo observado através da validação que o conversor está operando em DCM.

2.8 VALIDAÇÃO CONVERSOR BUCK-BOOST

Para a validação das equações obtidas anteriormente, foi feito a simulação do *driver* para confirmar o valor da capacitância e indutância do conversor. Para o valor de ΔV_o é escolhido um valor aproximado de 10 % de V_o para não ter uma variação grande, prejudicando os componentes. Sendo que quanto maior a capacitância menor será essa variação ΔV_o , o mesmo se aplica para o contrário. Para esse teste foi adotado as seguintes grandezas abaixo.

$$V_B = 200 V$$

$$V_o = 100 V$$

$$I_o = 1 A$$

$$\Delta V_o = 10 \% V_o = 10 V$$

$$f = 50 kHz$$

$$T_s = \frac{1}{f} = \frac{1}{50000} = 0,00002 s$$

$$D_{DCM} = 90 \% D_{m\acute{a}x} = 0,3$$

A partir desses valores estipulados pelo projetista podemos obter os valores de capacitância, indutância e resistência da carga. Para esse teste foi obtido as relações de corrente

e tensão do sistema para todos os componentes do conversor conforme a Tabela 2.1. No estágio 1 foi avaliado em $D.T_s$, para o estágio 2 foi avaliado em T_x e o estágio 3 foi avaliado no tempo T_s .

Tabela 2.1 – Valores teóricos máximos de tensão e corrente

Fonte: Autor

Etapas	I_S	V_S	I_L	V_L	I_D	V_S	I_C	V_C
1	3,33 A	0 V	3,33 A	200 V	0 V	300 V	-1 A	100 V
2	0 A	300 V	0 A	-100 V	0 V	0 V	2,33 A	100 V
3	0 A	0 V	0 A	0 V	0 V	0 V	-1 A	100 V

Utilizando as equações obtidas anteriormente obtém as seguintes grandezas.

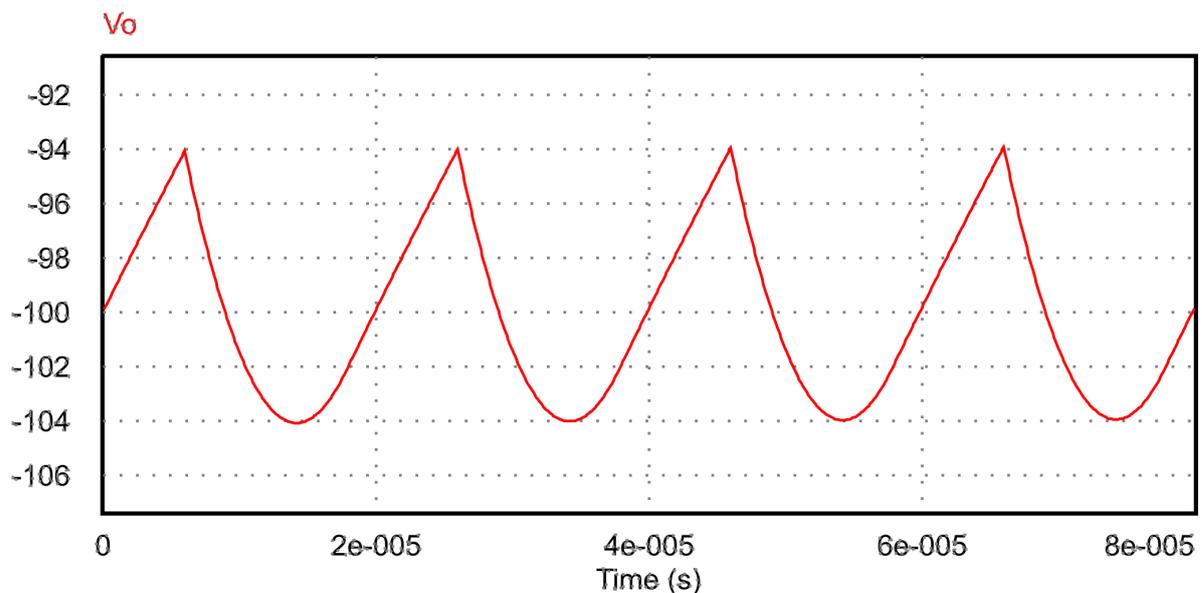
$$C = 0,98 \mu F$$

$$L = 0,36 mH$$

$$R = \frac{V_o}{I_o} = 100 \Omega$$

Para validar o capacitor é preciso ver se na tensão de saída a variação está variando em 10%. No Figura 2.9 de tensão de saída podemos observar que a tensão de saída está variando em praticamente 10 V. Sendo assim podendo validar as equações obtidas para o capacitor.

Figura 2.9 – Tensão de saída.

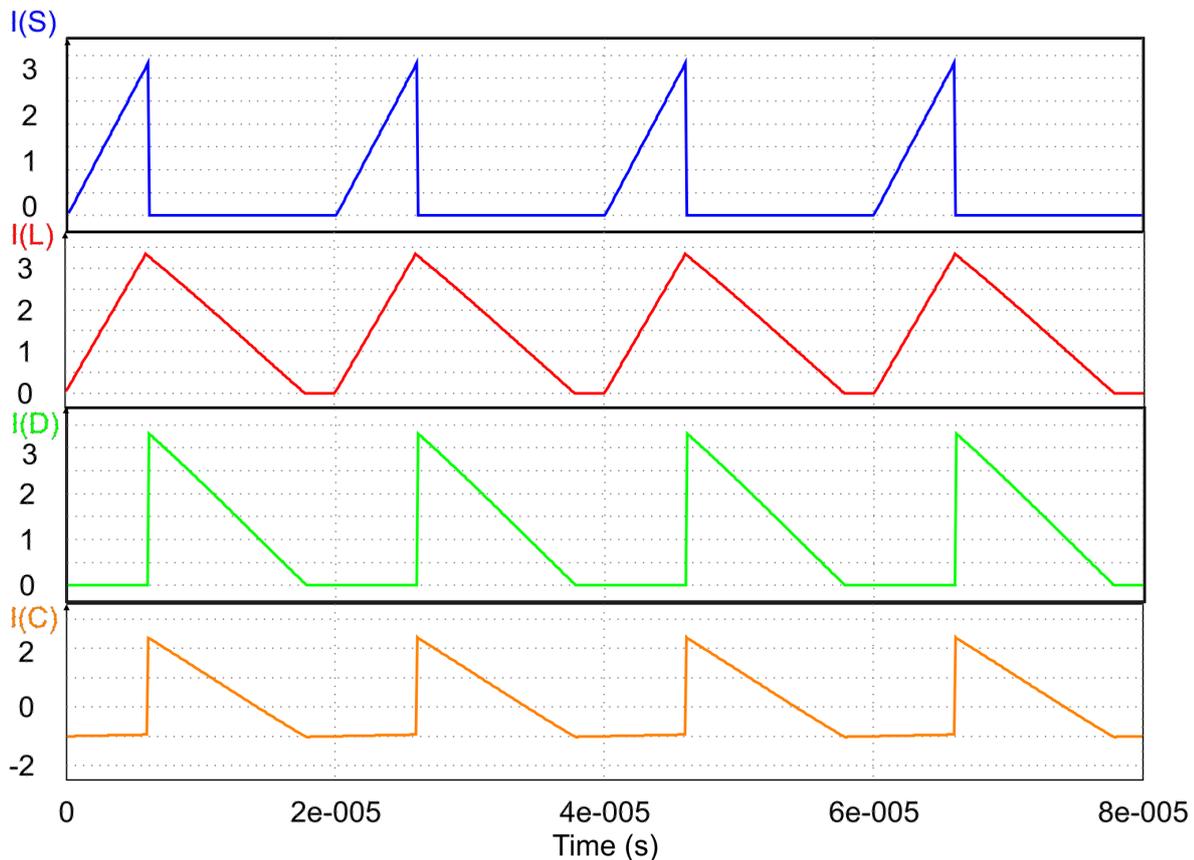


Fonte: Autor

Para validar o valor do indutor, precisamos analisar a Figura 2.10. Aonde através

dos cálculos da corrente de pico, a corrente chega a um valor de 3,33 A. Podemos analisar em todos os gráficos de corrente, como a corrente do capacitor está em -1 A podemos validar o fornecimento de corrente para a carga. Como a corrente do capacitor vai de -1 A até 2,3 A, podemos validar a corrente de pico de 3,33 A.

Figura 2.10 – Formas de onda das correntes do sistema.



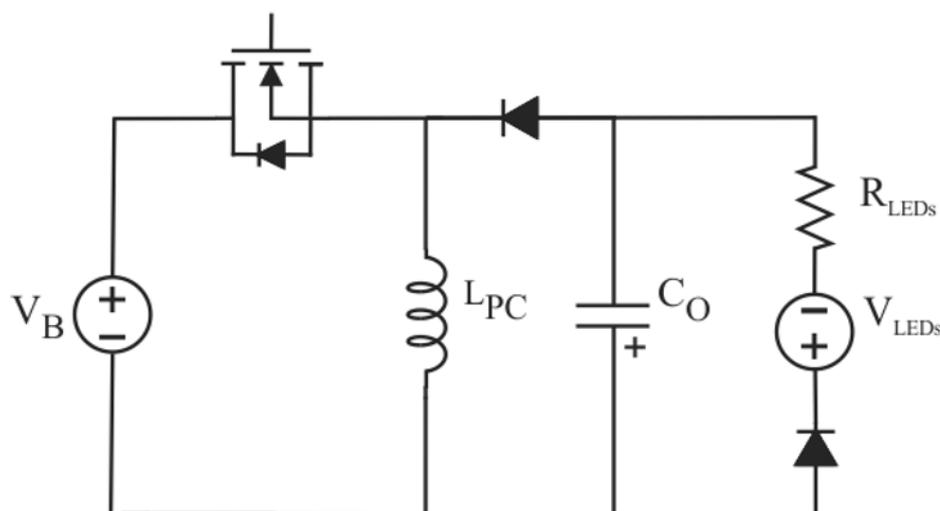
Fonte: Autor

O projeto do conversor *Buck-Boost* é válido. Pois através das equações foi possível deduzir os valores dos componentes indutor e capacitor. E através da simulação foi confirmada a validação das equações a partir da corrente nos componentes e tensão na saída do conversor.

3 MODELAGEM

A modelagem do estágio de potência PC é feito através da análise do estágio PFC, como não foi projetado esse estágio, podemos representar como uma fonte de tensão, como pode ser observado na Figura 3.1. O circuito representado se caracteriza por um conversor *Buck-Boost*. A ondulação da tensão no conversor, tanto da entrada quanto na saída, é vista como perturbações na modelagem. Esta modelagem é realizada pelo modelo da chave PWM (Pulse Width Modulation) modulação por largura de pulso. Este modelo é válido para pequenas perturbações nas variáveis sobre o ponto de operação.

Figura 3.1 – Circuito simplificado do estágio PC para modelagem.

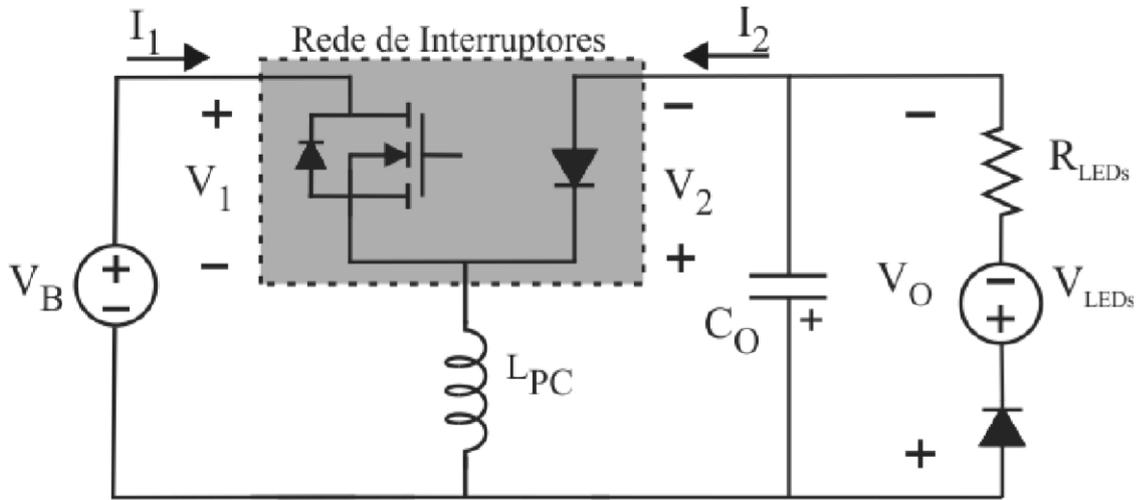


Fonte: (LUZ, 2017)

A modelagem consiste em um método de substituição dos interruptores tanto os controlados quanto os não controlados. Para este método é feito a substituição dos interruptores por fontes de tensão e corrente equivalentes, no intuito de obter um circuito linear. Essas fontes são representadas pelos valores médios da tensão e corrente nos interruptores, sendo assim, são eliminados os harmônicos gerados pela frequência de comutação (LUZ,2017).

O interruptor controlado é modelado através das perdas de um resistor equivalente (RE). Enquanto o não controlado para este caso o diodo, ele é substituído por uma fonte de potência dependente, com valor igual à potência que seria dissipada por RE. Primeiramente é redefinido os terminais de acesso deste modelo, como mostra na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Identificação rede de interruptores.



Fonte: (LUZ, 2017)

Os valores de V_1 , I_1 , V_2 e I_2 são tensões e correntes no interruptor controlado e no diodo de saída deste conversor. Para o segundo passo é calculado o valor médio das formas de onda nos terminais de acesso 1 e 2. O valor médio de tensão de V_1 é igual ao valor médio da tensão V_B , demonstrado pela Eq.3.1, onde a tensão média no indutor é nula. Para o terminal de acesso do diodo é feita a mesma análise, porém o valor médio obtido é o mesmo da carga, dado pela Eq.3.2.

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = V_B \quad (3.1)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = V_o \quad (3.2)$$

A forma de onda da corrente no indutor LPC é possível encontrar a equação do valor médio da corrente I_1 , obtido através da Eq.3.3. Da mesma forma foi obtido o valor médio da corrente no terminal 2, dado pela Eq. 3.4.

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \frac{d(t)^2 T_s}{2L_{PC}} \quad (3.3)$$

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{(\langle v_1(t) \rangle_{T_s})^2 d(t)^2 T_s}{\langle v_2(t) \rangle_{T_s} 2L_{PC}} \quad (3.4)$$

O $d(t)$ é a razão cíclica do conversor e o LPC é a indutância do conversor no estágio de potência.

No terminal 1 a corrente e tensão têm uma relação linear, sendo assim na entrada do conversor o interruptor controlado pode ser substituído por uma resistência equivalente

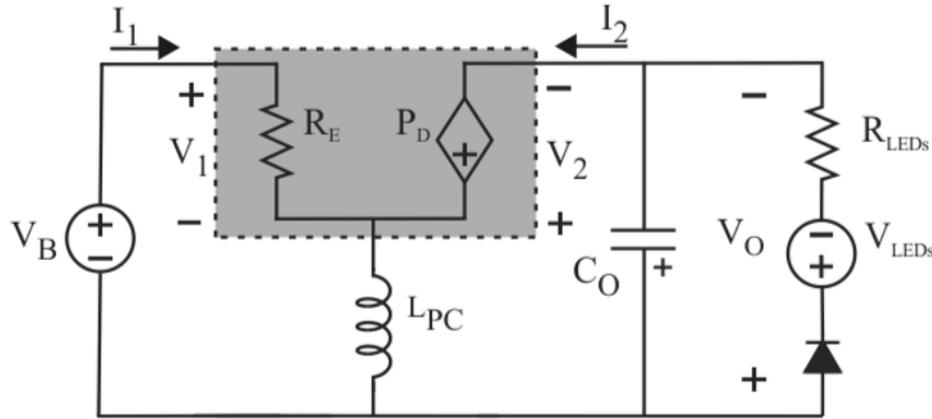
(R_E) como visto na Eq.3.5. Representando assim os mesmos valores médios por período de comutação.

$$R_E = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle i_i(t) \rangle_{T_s}} = \frac{2L_P C}{D^2 T_s} \quad (3.5)$$

No interruptor não controlado, neste caso o diodo, pode ser modelado substituindo por uma fonte de potência definido pela Eq.3.6. O valor dessa fonte seria a potência dissipada no resistor equivalente R_E . Com a definição dos valores de R_E e a fonte de potência pode-se determinar o valor médio do modelo do conversor Buck-Boost operando em DCM, aplicado no estágio PC é mostrado na Figura 3.3.

$$P_D = \langle v_2(t) \rangle_{T_s} \langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{(V_B)^2}{R_E} \quad (3.6)$$

Figura 3.3 – Modelo médio do estágio PC.



Fonte: (LUZ, 2017)

Agora para obter o modelo CA, será necessário que o modelo médio seja perturbado em volta do ponto de operação e então linearizado. Essa linearização é necessária para que possa ser aplicado técnicas de controle na planta do conversor. Nas Eq.3.7, Eq.3.8, Eq.3.9, Eq.3.10 e Eq.3.11 são apresentadas essas perturbações nos sinais do modelo médio.

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = V_1 + \hat{v}_1 t \quad (3.7)$$

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = I_1 + \hat{i}_1 t \quad (3.8)$$

$$\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = V_2 + \hat{v}_2 t \quad (3.9)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = I_2 + \hat{i}_2 t \quad (3.10)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (3.11)$$

A equação da corrente de entrada é uma função da tensão de barramento, da tensão de saída e da razão cíclica, podendo escrever assim a Eq.3.12.

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \frac{d(t)^2 T_s}{2L_P C} = f_1(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)) \quad (3.12)$$

Agora fixando um ponto de operação (V_B , V_o , D) será possível expandir a Eq.3.12 utilizando a série de Taylor. Esse processo é demonstrado na Eq.3.13, truncando somente os termos de primeira ordem.

$$\begin{aligned} I_1 + \hat{i}_1 &= f_1(V_B, V_o, D) \\ + \hat{v}_1(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_1(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = V_B} \\ + \hat{v}_2(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_1(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = V_o} \\ + \hat{d}(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_1(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{d(t) = D} \end{aligned} \quad (3.13)$$

A Eq.3.13 pode ser extraído o termo CC, definido pela Eq.3.14 e o termo CA é definido pela Eq.3.15.

$$I_1 = f_1(V_B, V_o, D) = \frac{V_B}{R_E} = V_B \frac{D^2 T_s}{2L_P C} \quad (3.14)$$

$$\hat{i}_1(t) = \hat{v}_1(t) \frac{1}{r_1} + \hat{v}_2(t) g_1 + \hat{d}(t) j_1 \quad (3.15)$$

Onde:

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_1} &= \hat{v}_1(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_1(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = V_B} = \frac{1}{R_E} \\ g_1 &= \hat{v}_2(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_1(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{\langle v_2(t) \rangle_{T_s} = V_o} = 0 \\ j_1 &= \hat{d}(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_1(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{d(t) = D} = \frac{V_B D T_s}{L_P C} \end{aligned}$$

Seguindo a mesma lógica aplicado para a corrente de entrada será aplicado a corrente de saída. Pode ser definido a corrente de saída através da função de tensão de

entrada, de saída e da razão cíclica como mostra a Eq.3.16.

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{(\langle v_1(t) \rangle_{T_s})^2 d(t)^2 T_s}{\langle v_2(t) \rangle_{T_s} 2L_{PC}} = f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)) \quad (3.16)$$

Considerando a perturbação e a linearização em volta do ponto de operação (V_B, V_o, D) , a pós é feito a expansão pela série de Taylor, a partir da Eq.3.17. Os termos CC é dado pela Eq.3.18 e os termos CA de primeira ordem se da pela Eq.3.19.

$$\begin{aligned} I_2 + \hat{i}_2 &= f_2(V_B, V_o, D) \\ + \hat{v}_1(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}=V_B} \\ + \hat{v}_2(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}=V_o} \\ + \hat{d}(t) \frac{\partial}{\partial t} (f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{d(t)=D} \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$I_2 = f_s(V_B, V_o, D) = \frac{(V_B)^2 D^2 T_s}{V_o 2L_{PC}} \quad (3.18)$$

$$\hat{i}_2 = \hat{v}_1(t) g_2 + \hat{v}_2(t) \frac{1}{r_2} + \hat{d}(t) j_2 \quad (3.19)$$

Onde:

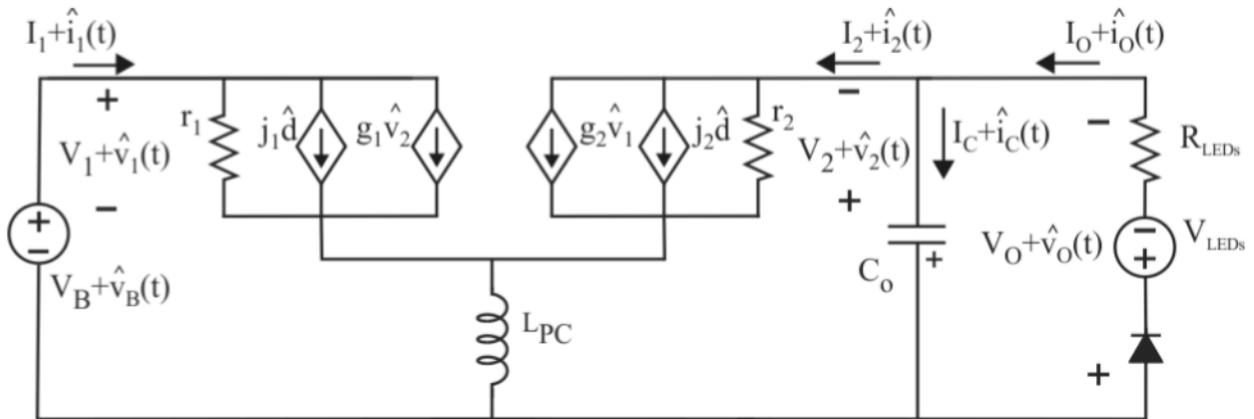
$$\frac{1}{r_2} = \frac{\partial}{\partial t} (f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}=V_o} = \frac{(V_B)^2 D^2 T_s}{(V_o)^2 2L_{PC}}$$

$$g_2 = \frac{\partial}{\partial t} (f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}=V_B} = \frac{V_B D^2 T_s}{V_o L_{PC}}$$

$$j_2 = \frac{\partial}{\partial t} (f_2(\langle v_1(t) \rangle_{T_s}, \langle v_2(t) \rangle_{T_s}, d(t)))|_{d(t)=D} = \frac{(V_B)^2 D T_s}{V_o L_{PC}}$$

Após ser feito essas análises, podemos analisar o comportamento dessas variações dos sinais CA de entrada e saída linear do circuito do conversor representado pela Figura 3.4.

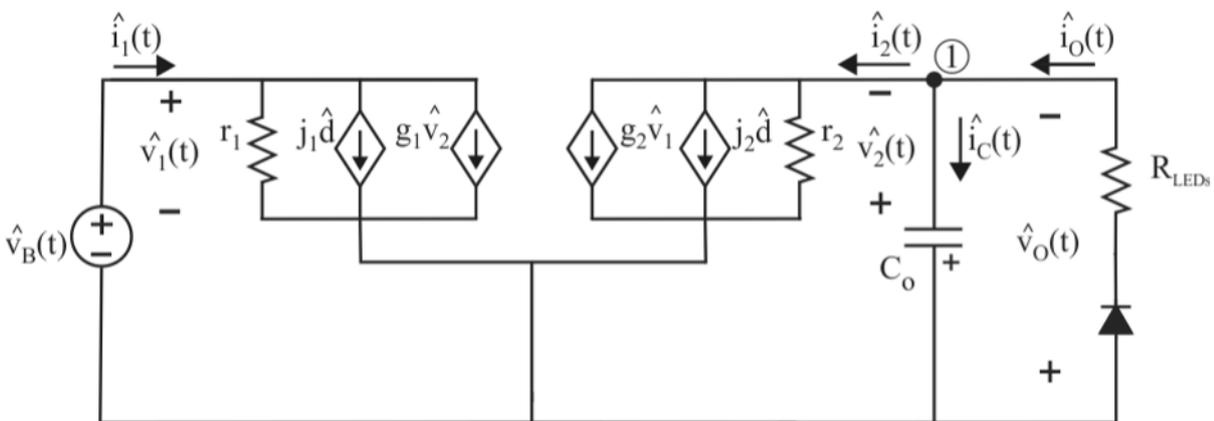
Figura 3.4 – Modelo linear do estágio PC.



Fonte: (LUZ, 2017)

O conversor do estágio de potência opera em DCM, sendo assim a dinâmica relacionada ao indutor do *Buck-Boost* esteja em alta frequência, próximo a frequência de comutação. Com essas características pode-se desprezar a influência do magnético para o modelo médio desse conversor, tendo assim um modelo CA simplificado dado pela Figura 3.5.

Figura 3.5 – Modelo CA simplificado do estágio PC.



Fonte: (LUZ, 2017)

A partir da Figura 3.5 pode-se obter a relação entre variáveis e funções de transferência, onde essas funções descrevem o comportamento do conversor. Neste caso será feito a relação entre a corrente de saída e a variação da razão cíclica.

Ao aplicar a lei de Kirchhoff das correntes no nó 1 da Figura 3.5 encontra-se a igualdade das correntes na Eq.3.20, onde a mesma pode ser expandida, obtendo a Eq.3.21

$$\hat{i}_2 = \hat{i}_C + \hat{i}_{LED_s}(t) \quad (3.20)$$

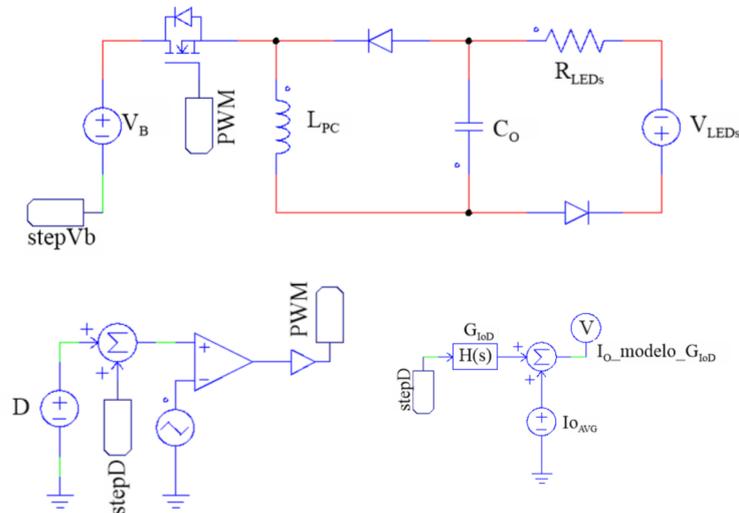
$$\hat{v}_B(t)g_2 + \hat{v}_o(t)\frac{1}{r_2} + \hat{d}(t)j_2 = C_o\frac{d}{dt}\hat{v}_o(t) + \frac{\hat{v}_o(t)}{R_{LED_s}} \quad (3.21)$$

Aplica-se a transformada de Laplace na Eq.3.21, considera-se que não existem perturbações na tensão de barramento. Isolando a relação entre a tensão de saída pela razão cíclica e dividindo pela resistência equivalente do modelo do LED (R_{LED_s}), encontra-se a função transferência da corrente de saída pela razão cíclica do estágio de controle de potência (PC) obtida pela Eq.3.22.

$$G_{I_oD}(s) = \frac{\hat{i}_{LED_s}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{(V_B)^2 D}{V_o L_{PC} C_o f_s R_{LED_s}}}{s + \left(\frac{1}{R_{LED_s} C_o} + \frac{(V_B)^2 D^2}{(V_o)^2 2 L_{PC} C_o f_s} \right)} \quad (3.22)$$

Para validar a função transferência do estágio PC, foi feita simulação junto com o circuito equivalente como mostrado na Figura 3.6.

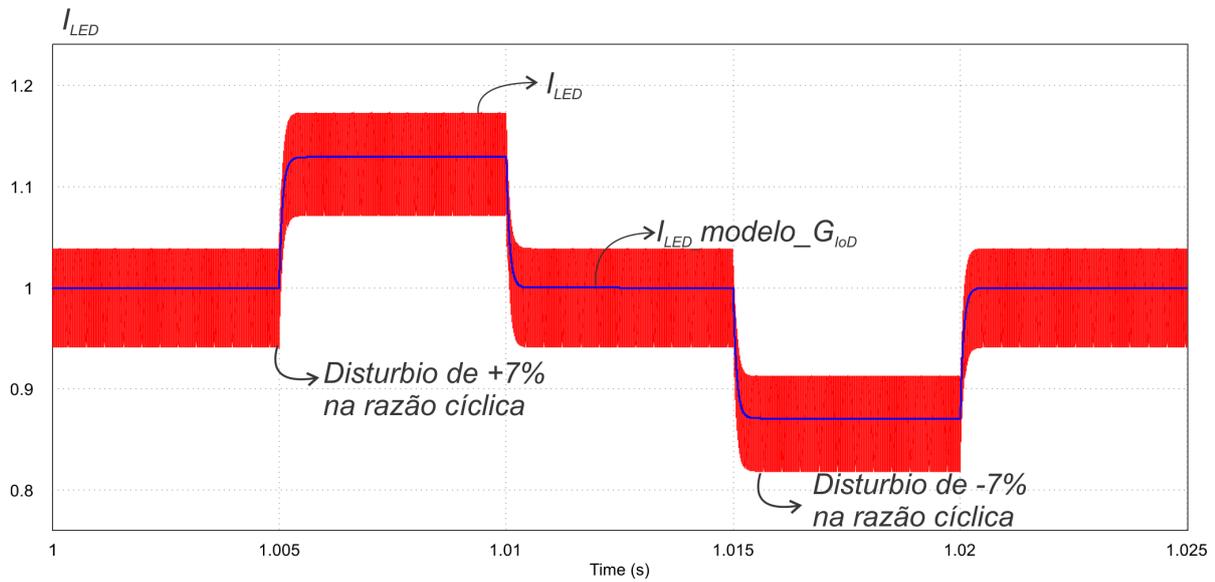
Figura 3.6 – Comparação do modelo e a simulação do GIoD.



Fonte: Adaptado de (LUZ, 2017)

Na Figura 3.7 apresenta-se a comparação entre a simulação e a função transferência G_{I_oD} . Foi submetido uma variação de +7% e -7% no valor da razão cíclica, com isso observando o comportamento de ambos.

Figura 3.7 – Circuito simulado para validação do modelo do estágio PC.



Fonte: Autor

Este resultado faz com que seja validado o estágio de controle de potência PC dado pela Figura 3.1. O próximo passo é aplicar leis de controle para controlar a corrente de saída, através da variação da razão cíclica do interruptor controlado.

4 CONTROLE

Nesse capítulo serão avaliadas três diferentes técnicas de controle ao conversor *Buck-Boost* aplicado ao estágio de controle de potência de um *driver* para LEDs. Nessa análise é buscado o melhor desempenho das leis de controle na redução do capacitor de barramento do *driver*. Foram feitos seis estudos de caso, sendo três valores de tensão de barramento com duas potências de saída. A partir desses valores de tensão e potência podem ser substituídas na Eq.3.22, obtendo assim o modelo para esses dados de projeto.

Para cada modelo de projeto, foi aplicado três tipos de controladores, sendo eles o controlador proporcional integral (PI), proporcional integral ressonante (PIR) e o proporcional integral quase ressonante (PIQR). Aplicando esses controladores, foi possível variar a ondulação da tensão de barramento, observando quanto de ondulação na frequência de 120 Hz era possível ser aplicado na tensão de barramento. Como em sistemas de potência é normalmente alimentado por uma tensão vinda da rede, existe essa preocupação na sensibilidade no sistema de controle referente a frequência de 120 Hz. Com isso existe a necessidade de um ganho nessa frequência para reduzir os erros na ondulação da corrente. Os diferentes compensadores foram avaliados no controle da corrente de saída do conversor *Buck-Boost* aplicado no estágio de PC de um *driver* para LEDs.

Para encontrar as plantas dos controladores, foi utilizado o software MATLAB, utilizando a ferramenta Sisotool. Com a utilização dessa ferramenta foi alocado polos e zeros na função transferência obtida utilizando o conversor da Figura 2.1. Este método de alocação, possibilita em deslocar esses polos e zeros no intuito de encontrar uma planta para o controlador que satisfaça as necessidades.

Serão apresentados os resultados da aplicação dos controladores PI, PIR e PQR para dois valores de potência (35W e 70W) e para três valores de tensão de barramento (100 V, 200 V e 300 V). Onde a referência do sinal de 120 Hz deve ser a mesma para todos os controladores. O objetivo dessa análise se concentra em obter o valor da ondulação máxima da tensão de barramento do estágio PC para cada lei de controle. Esse máximo valor de ondulação da tensão de barramento atendendo os valores permitidos pela norma técnica, implica na máxima redução do valor do capacitor de barramento para cada caso.

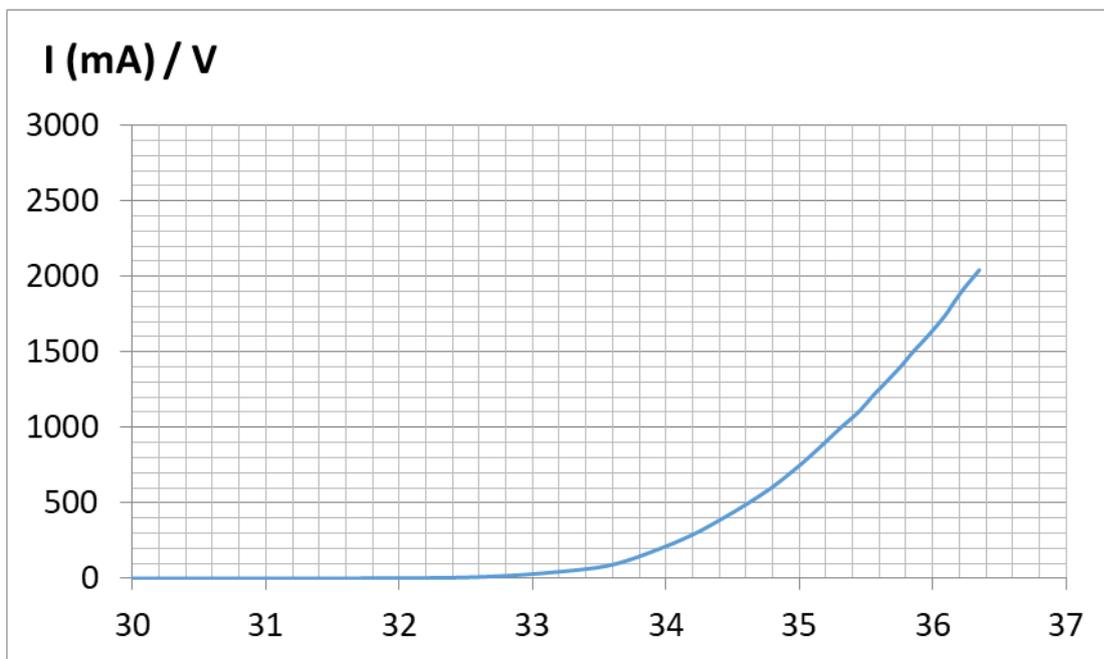
Ainda é buscado entender se existe alguma relação entre a máxima redução do valor do capacitor de barramento e os valores de tensão de barramento e potência do conversor.

4.1 MODELO LED

Como mostrado anteriormente na Figura 1.10, o LED pode ser visto por uma fonte de tensão em série com uma resistência e um diodo. Para validar o modelo do LED foi

aplicada uma tensão nele, medindo a corrente que circulava pelo LED, sabendo então qual a potência que o LED está fornecendo. Com isso foi gerado um gráfico da corrente em função da tensão que está sendo aplicado no LED, como podemos observar na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Gráfico da corrente pela tensão do LED



Fonte: Autor

Na Figura 4.1 o eixo X é representado a tensão aplicada no LED, enquanto no eixo Y é a corrente que circula através do LED. A partir da Figura 4.1 foi traçado uma tangente no gráfico observando assim a tensão em função da corrente, obtendo através desses valores a resistência (R_{LEDs}) do modelo do LED. Depois de traçado, foi observado que a tensão desse modelo se dá pela tensão de 32,9624V e uma resistência LED de 1,92 Ω .

4.2 PRIMEIRO CASO

Serão apresentados os resultados da aplicação dos controladores PI, PIR e PIQR para uma potência de 34,88 W, para um valor de tensão de 100 V e corrente de saída de 1 A. Na Tabela 4.1 mostra os valores de projeto para o primeiro caso.

Tabela 4.1 – Dados de projeto para o caso 1

Caso 1					
$V_B=100$ V			$P_o=34,88$ W		
V_B	V_o	P_o	f_s	C_o	L_{PC}
100 V	34,88 V	34,88 W	50 kHz	46,3 μ F	0,156 mH

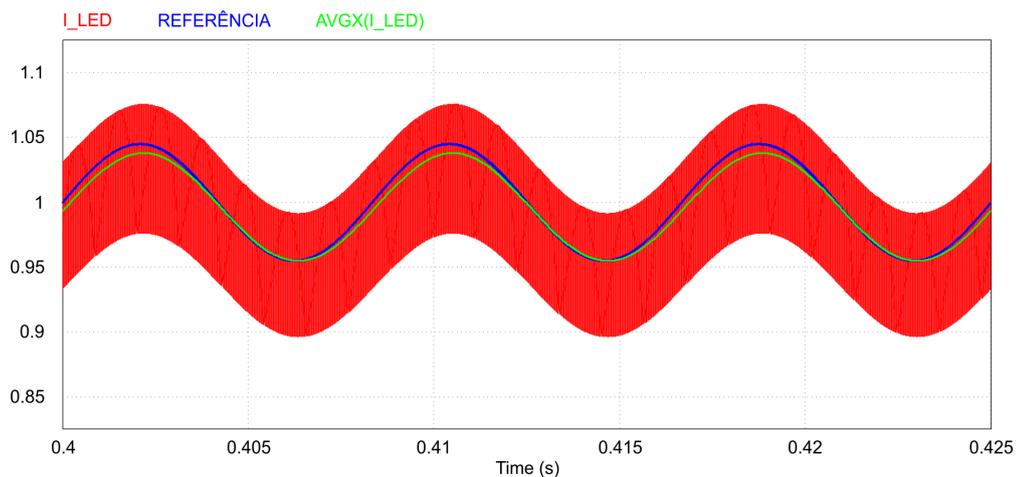
Fonte: Autor

Sabendo esses dados pode-se jogar eles na Eq.3.22 e obter a planta deste conversor para os dados do caso 1, como pode ser visto na Eq.4.1.

$$G_{I_oD}(s) = \frac{9,615 \cdot 10^4}{s + 1,186 \cdot 10^4} \quad (4.1)$$

O circuito do caso 1 em malha aberta (M.A.) obtém uma ondulação na corrente de saída do conversor, como pode ser visto na Figura 4.2.

Figura 4.2 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 1.



Fonte: Autor

4.2.1 Controlador PI

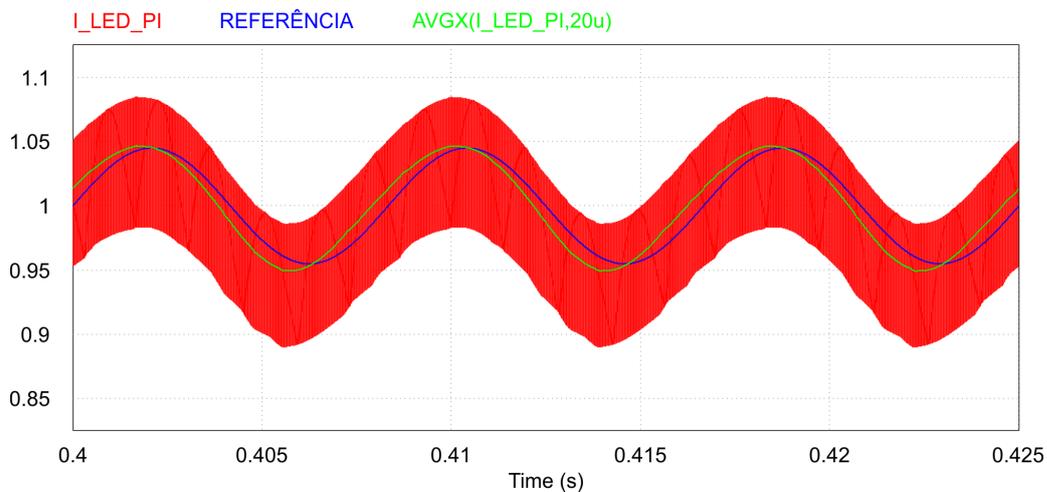
É aplicado um controlador PI, avaliando o quanto de perturbação ele consegue fazer com que se mantenha dentro dos limites exigidos pela norma. Foi encontrado a planta deste controlador, mostrado na Eq. 4.2.

$$PI(s) = \frac{0,04655(s + 53,831 \cdot 10^3)}{s} \quad (4.2)$$

Aplicando este controlador e fazendo a realimentação do circuito é obtida uma ondulação na corrente de saída, como pode ser visto na Figura 4.3. O compensador atua

na ondulação da corrente de saída, reduzindo esse valor. Isso torna possível aumentar a ondulação da tensão de barramento, sem que a ondulação da corrente de saída extrapole os valores da norma. Embora aumente a ondulação da tensão de saída, a ondulação da corrente deve ser fixada em um valor. Aumentar esse valor de ondulação da tensão de barramento implica na redução do valor da capacitância de barramento. Para o caso do controlador PI foi possível incrementar a ondulação da tensão de barramento para 21V o que implica em uma possível redução do capacitor de barramento em 89,5%.

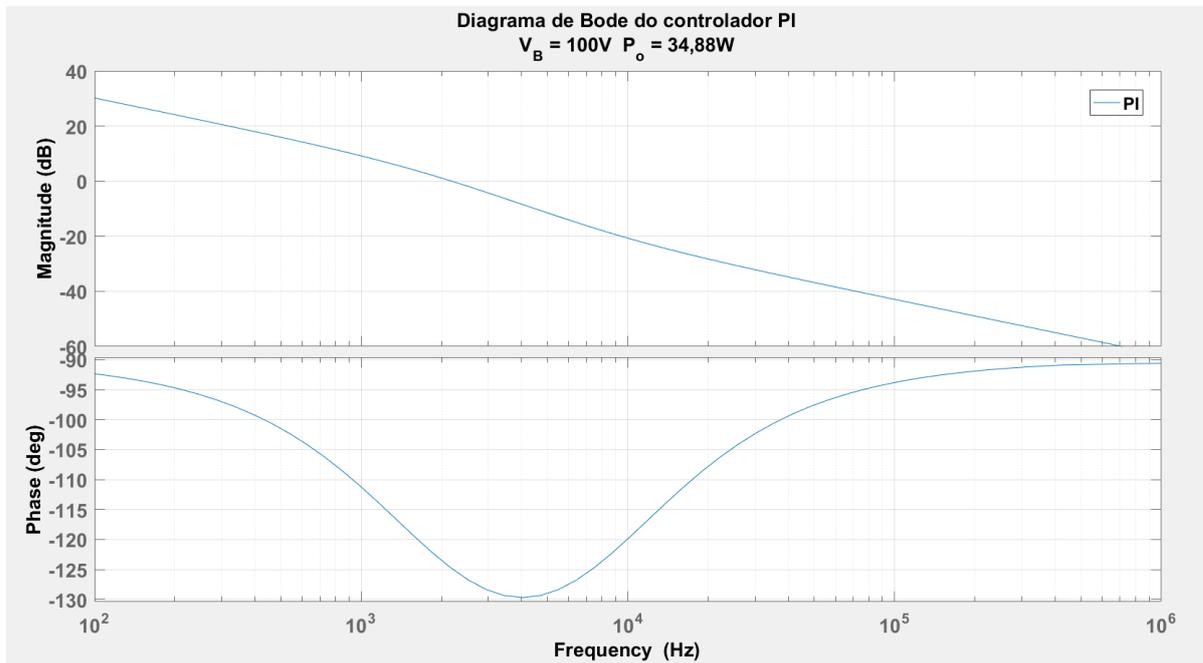
Figura 4.3 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 1.



Fonte: Autor

Para este controlador foi retirado o Bode, no intuito de analisar a M.G, M.F. e F.C do controlador aplicado a planta do conversor como mostrado na Figura 4.4. Para garantir maior estabilidade no sistema necessita atender algumas exigência, sendo elas ter uma margem de ganho maior que 6 dB e uma margem de fase menor que 60°, com isso garantindo que o sistema opere como projetado.

Figura 4.4 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 1..



Fonte: Autor

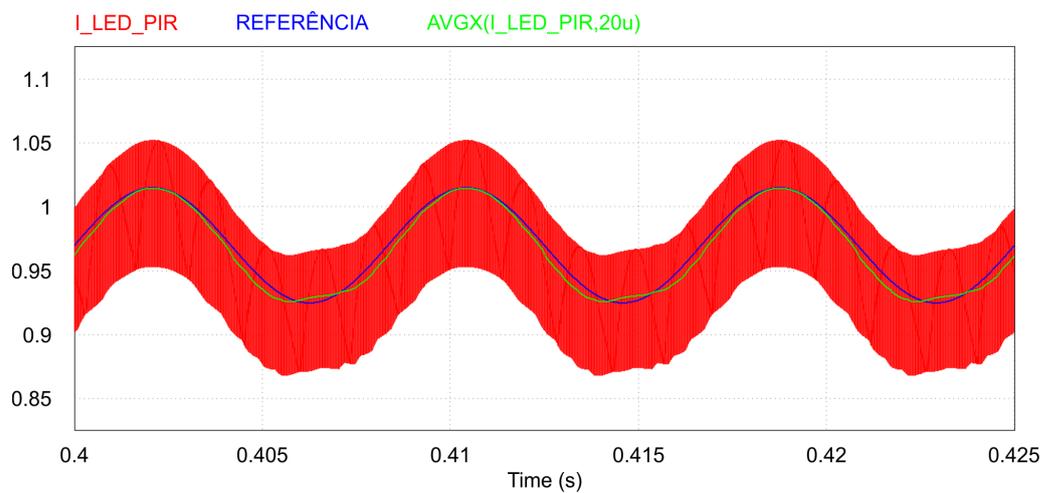
4.2.2 Controlador PIR

Em seguida foi aplicado um controlador PIR, a planta deste controlador está mostrada na Eq.4.3. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 30V, o que possibilita uma redução de 92,6% no capacitor de barramento.

$$PIR(s) = \frac{0,0314s^3 + 713,6s^2 + 4,053 \cdot 10^6 s + 404,5}{s^3 + 568500s} \quad (4.3)$$

Ao aplicar a planta da Eq.4.3 no conversor é retirada uma nova forma de onda da corrente de saída, como mostrado na Figura 4.5.

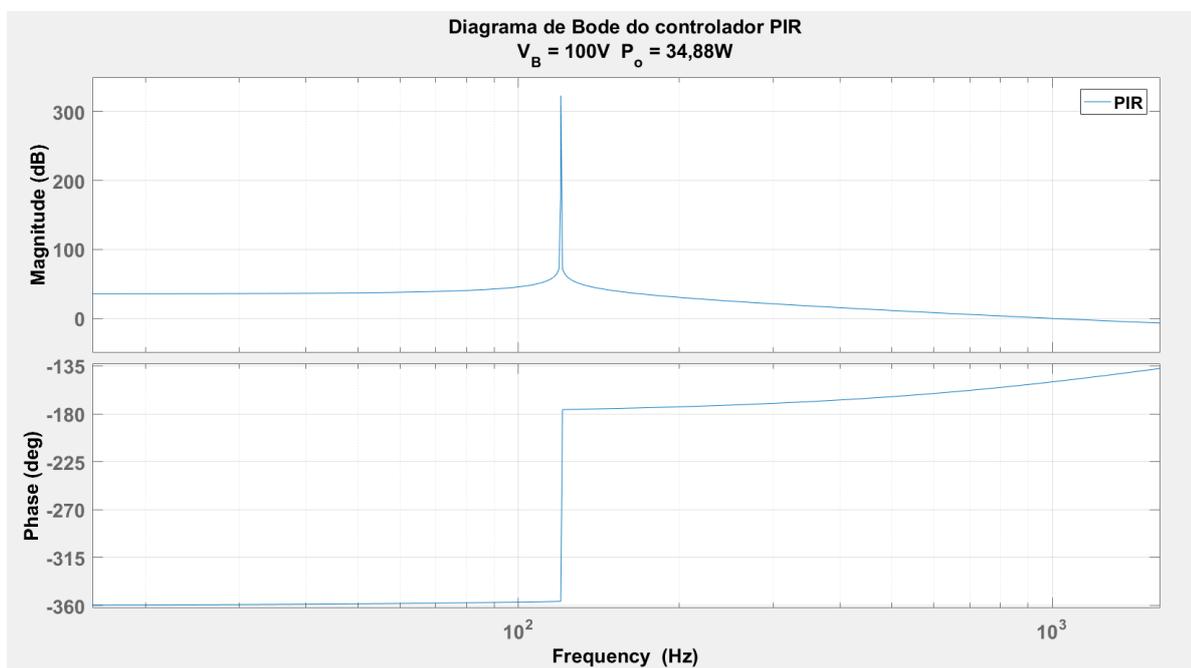
Figura 4.5 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o caso 1.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIR foi retirado o diagrama de bode deste controlador, mostrado na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 1.



Fonte: Autor

4.2.3 Controlador PIQR

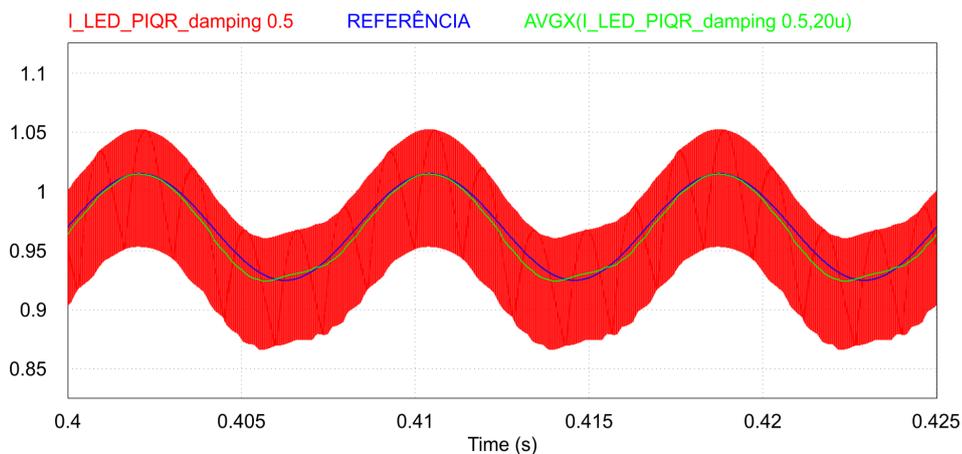
Foi feito o mesmo processo para o controlador PIQR, porém com variação no *damping* no polo duplo situado na frequência de 120 Hz. A variação do *damping* se deu para

as seguintes variações 0.1, 0.2, 0.3, 0.5, 0.7 e 1, como em todas essas variações não houve modificação no valor da perturbação da tensão de barramento, serão mostrados os resultados e planta para o controlador com *damping* de 0.5. Os resultados do controlador PIQR são apresentados apenas para o *damping* 0.5 por ser o melhor resultado do controlador que obedece os requisitos de projeto do compensador (M.F. M.G.). A seguir segue a planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5, dado pela Eq.68.

$$PIQR_{damping_{0.5}}(s) = \frac{0,0314s^3 + 713,6s^2 + 4,053 \cdot 10^6 + 404,5}{s^3 + 754s^2 + 5,685 \cdot 10^5 s} \quad (4.4)$$

Aplicando a planta da Eq.4.4 no conversor para o caso 1, foi obtida uma ondulação na corrente de saída, para uma mesma perturbação de barramento que a do PIR. Essa corrente pode ser observado na Figura 4.7, através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 30V, o que possibilita uma redução de 92,6% no capacitor de barramento.

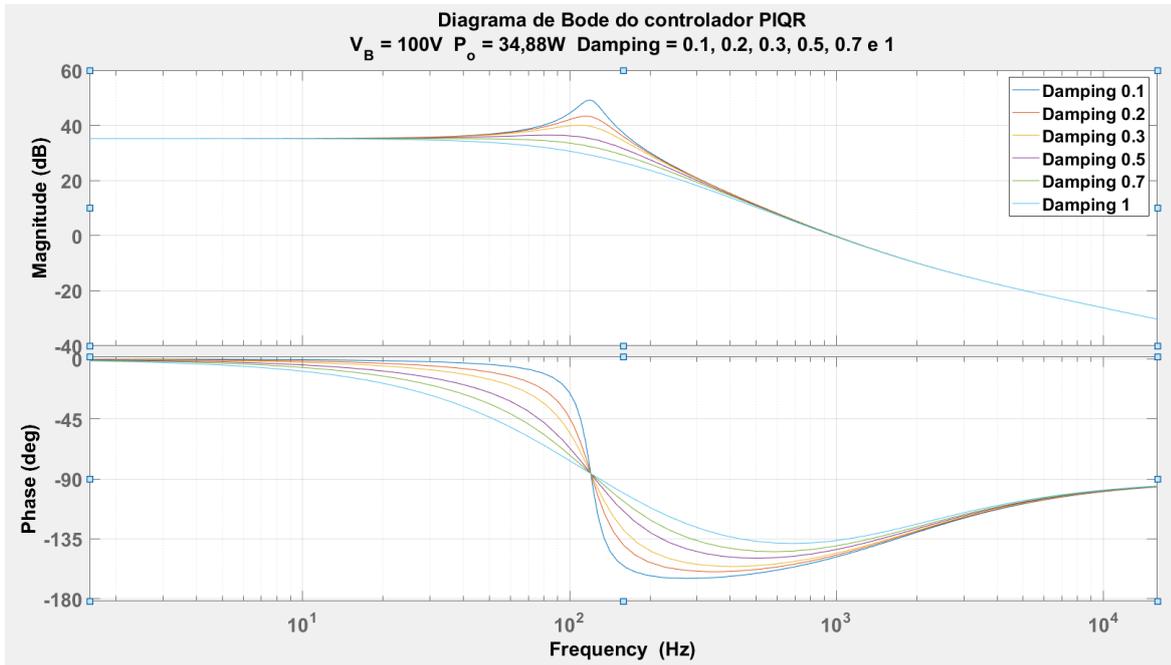
Figura 4.7 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com *damping* de 0.5 para o Caso 1.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5 foi retirado o diagrama de bode deste controlador, é mostrado na Figura 4.8 o diagrama para todos os *damping* simulados.

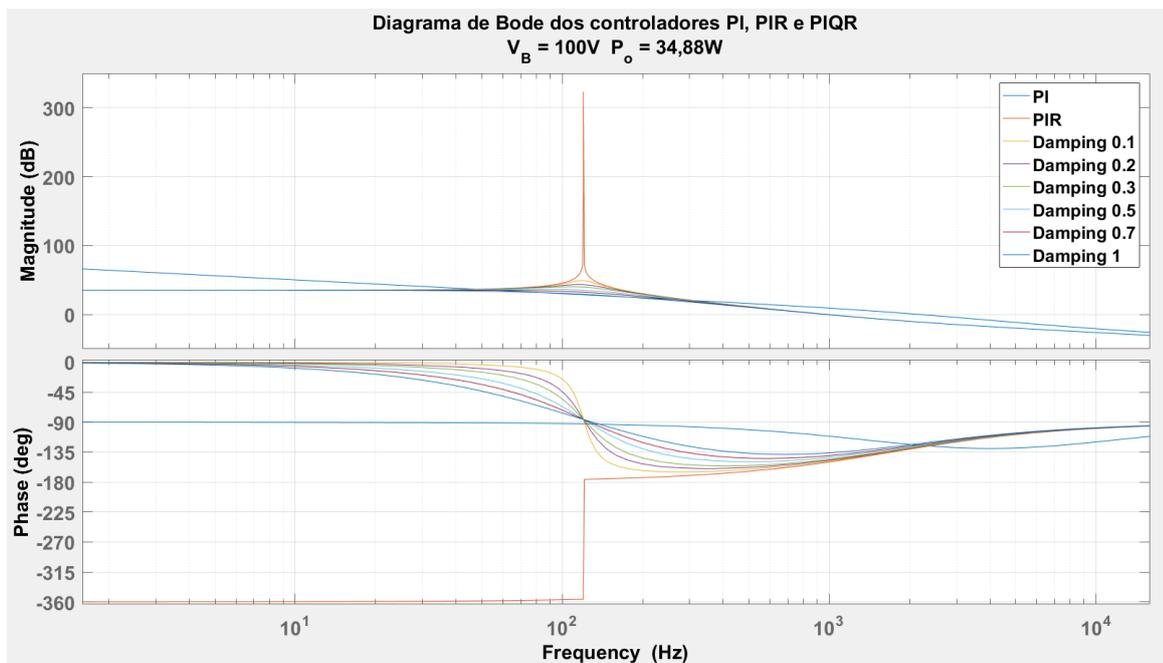
Figura 4.8 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 1, para todos *damping*.



Fonte: Autor

Para melhor visualizar todos os controladores para esse caso, foi aplicado todos os três controladores em um só diagrama de Bode, como mostra Figura 4.9.

Figura 4.9 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 1.



Fonte: Autor

Para todos os casos, aplicam-se os três controladores, observando sua margem de

ganho (M.G.), margem de fase (M.F.) e frequência de corte (F.C.). No caso 1, podemos observar para cada controlador a partir da Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Dados dos controladores para o caso 1

Dados Bode	$V_B = 100\text{ V}$ $V_o = 35\text{ V}$ PI	$V_B = 100\text{ V}$ $V_o = 35\text{ V}$ PIR	$V_B = 100\text{ V}$ $V_o = 35\text{ V}$ PIQR com variação do <i>damping</i>					
			0,1	0,2	0,3	0,5	0,7	1
			M.F.	55,2°	43,2°	44,2°	45,2°	46,2°
M.G.	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita
F.C. (kHz)	2,18	1,41	1,41	1,41	1,41	1,41	1,41	1,41
Redução % do C_B	89,5	92,6	92,6	92,6	92,6	92,6	92,6	92,6

Fonte: Autor

Os próximos casos seguiram o mesmo padrão que o primeiro caso. Mantendo os mesmos critérios de M.G. e M.F., atendendo os requisitos, garantindo estabilidade no sistema e atendendo as normas. Mesmos valores de tensão V_{LED} e R_{LED} serão utilizados para os cálculos e simulações.

4.3 SEGUNDO CASO

Para o caso 2, mantêm-se a potência e a corrente do caso 1 e a tensão de barramento é aumentada para 200 V. Com esse novo valor de tensão de barramento foi obtido os seguintes parâmetros de projeto para este sistema, mostrado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Dados de projeto para o caso 2

Caso 2					
$V_B = 200\text{ V}$			$P_o = 34,88\text{ W}$		
V_B	V_o	P_o	f_s	C_o	L_{PC}
200V	34,88 V	34,88W	50 kHz	39,7 μF	0,205 mH

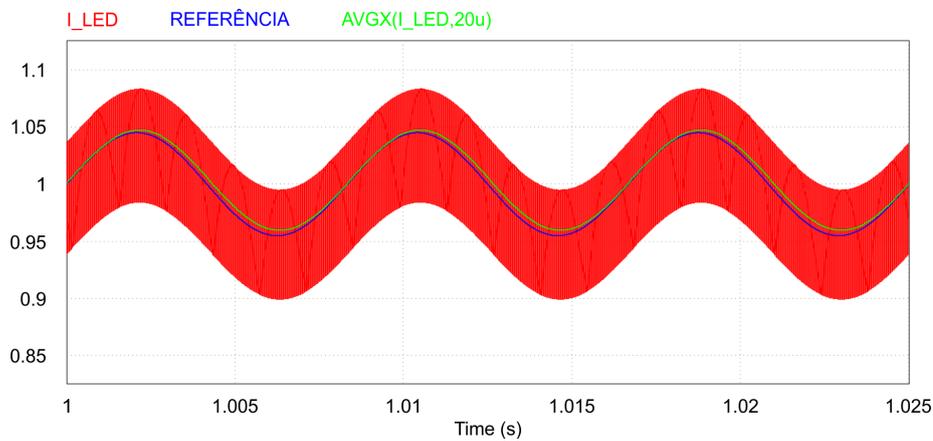
Fonte: Autor

A partir desses dados dispostos na Tabela 4.3, pode-se encontrar a função transferência do conversor. Substituindo os valores na Eq.3.22, pode-se obter a planta do conversor mostrado na Eq.4.5.

$$G_{I_oD}(s) = \frac{1,961 \cdot 10^5}{s + 1,384 \cdot 10^4} \quad (4.5)$$

O circuito em malha aberta (M.A) para o caso 2 foi obtido uma ondulação na corrente de saída, essa ondulação pode ser vista na Figura 4.10.

Figura 4.10 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 2.



Fonte: Autor

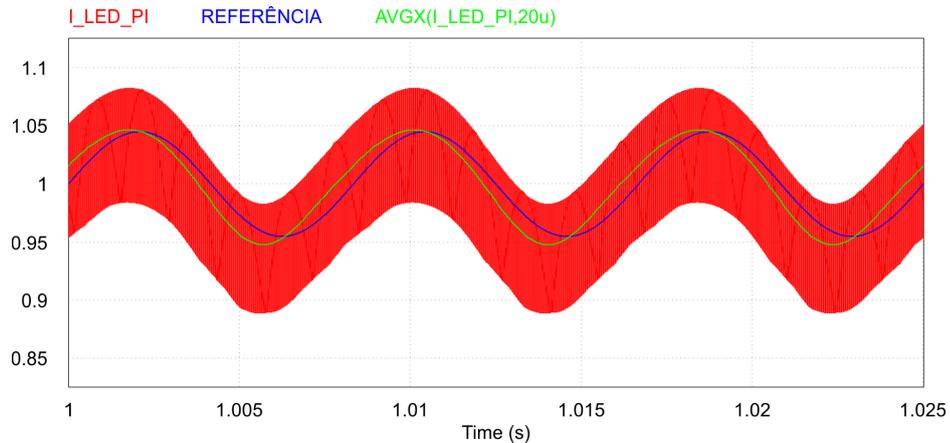
4.3.1 Controlador PI

Após é aplicado um controlador PI, avaliando o quanto de perturbação ele consegue fazer com que se mantenha dentro dos limites exigidos pela norma. Foi encontrado a planta deste controlador, mostrado na Eq. 4.6.

$$PI(s) = \frac{0,01081s + 1356}{s} \quad (4.6)$$

Aplicando este controlador e fazendo a realimentação do circuito é obtido uma ondulação na corrente de saída, como pode ser visto na Figura 4.11. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 46 V, o que possibilita uma redução de 90% no capacitor de barramento.

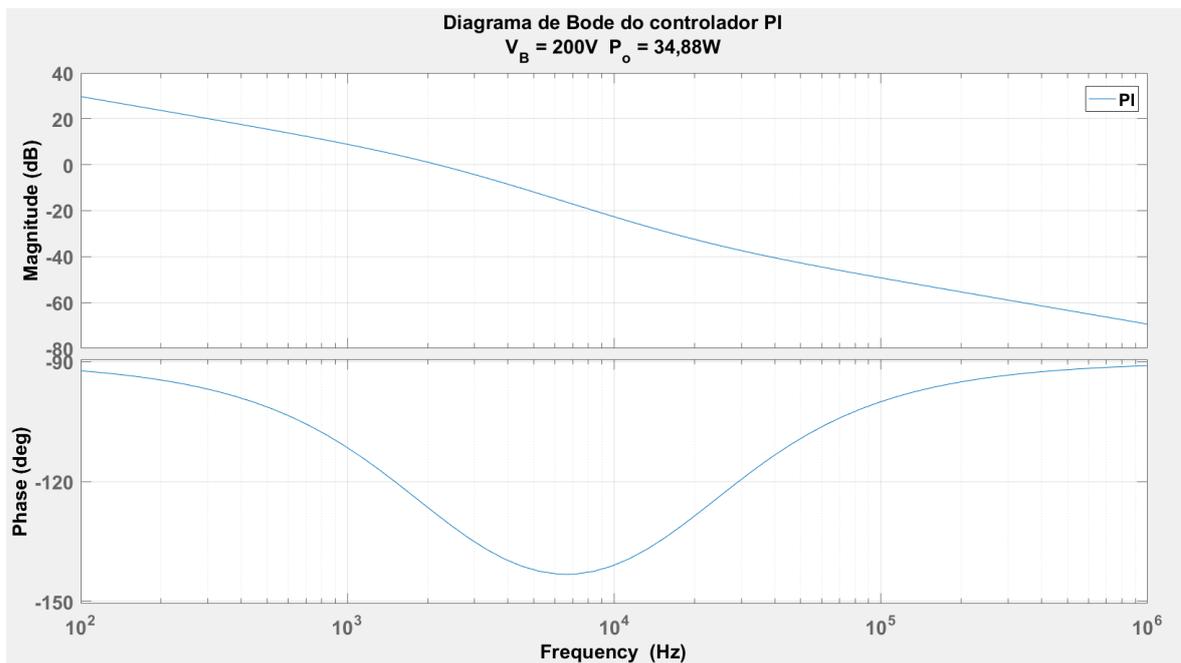
Figura 4.11 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 2.



Fonte: Autor

Para este controlador foi retirado o Bode, no intuito de analisar a M.G, M.F. e F.C do controlador aplicado a planta do conversor como mostrado na Figura 4.12.

Figura 4.12 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 2.



Fonte: Autor

4.3.2 Controlador PIR

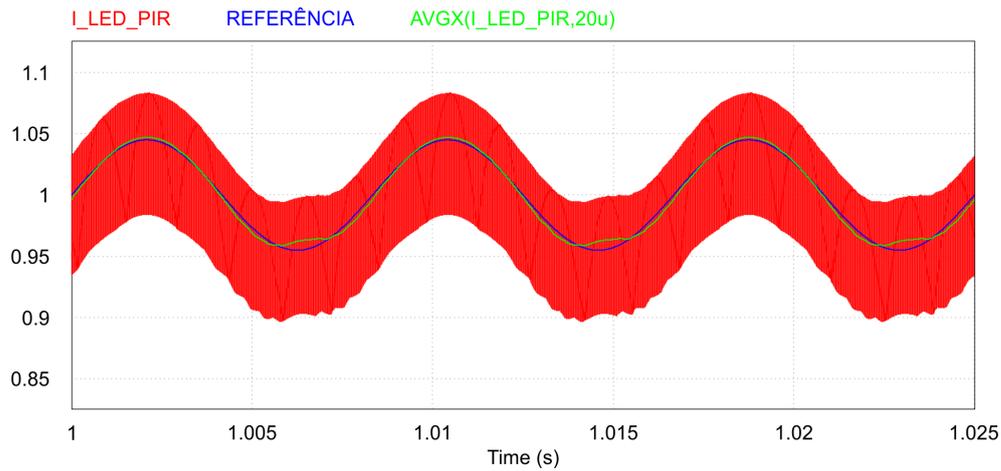
Em seguida foi aplicado um controlador PIR, tendo uma planta mostrada na Eq.4.7. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 90 V, o que possibilita uma redução de 94,88% no capacitor

de barramento.

$$PIR(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602.10^6s + 7,669.10^7}{s^3 + 568500s} \quad (4.7)$$

Ao aplicar a planta da Eq.4.7 no conversor é retirada uma nova forma de onda da corrente de saída, como mostrado na Figura 4.13.

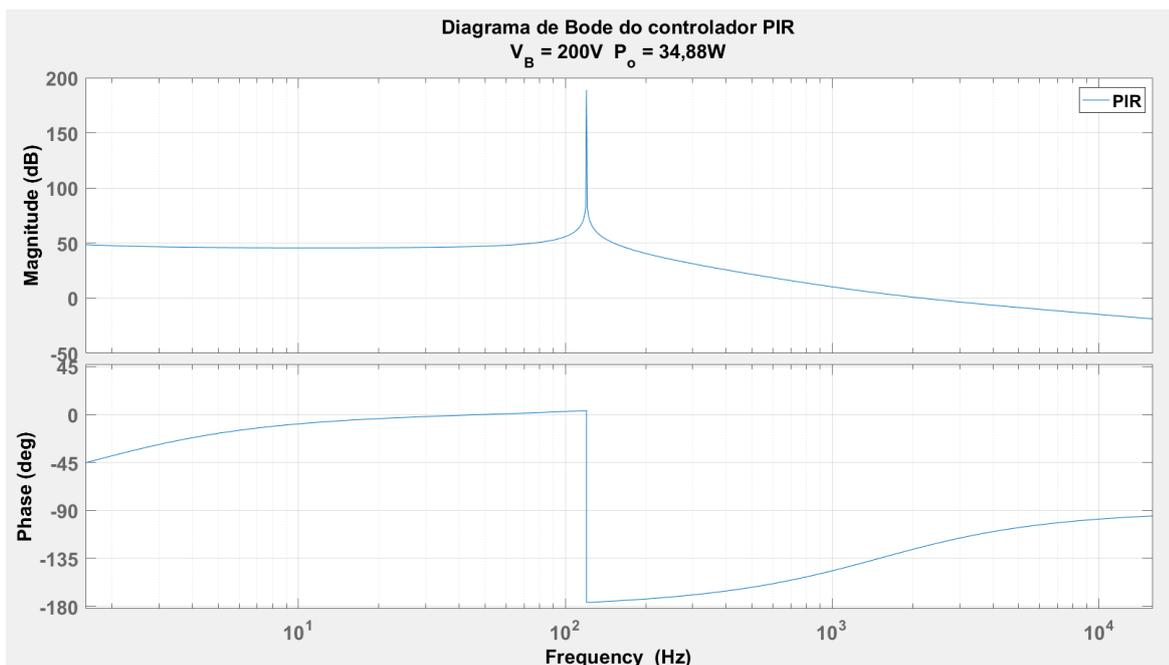
Figura 4.13 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 2.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIR foi retirado o diagrama de bode deste controlador, mostrado na Figura 4.14.

Figura 4.14 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 2.



Fonte: Autor

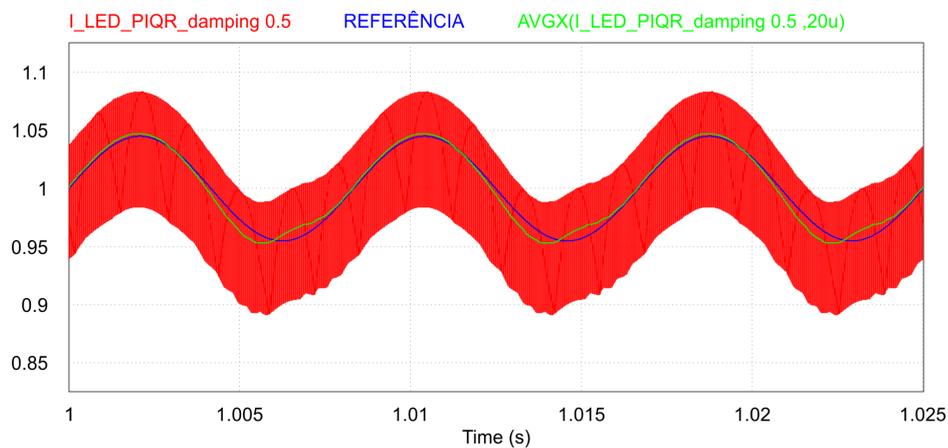
4.3.3 Controlador PIQR

Foi feito o mesmo processo para o controlador PIQR, porém com variação no *damping* no polo duplo situado na frequência de 120 Hz. A variação do *damping* se da para todos os casos as mesmas variações de 0.1, 0.2, 0.3, 0.5, 0.7 e 1, como em todas essas variações não houve modificação no valor da ondulação da tensão de barramento. Os resultados do controlador PIQR são apresentados apenas para o *damping* 0.5 por ser o melhor resultado do controlador que obedece aos requisitos de projeto do compensador (MF MG). A seguir segue a planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5, dado pela Eq.4.8.

$$PIQR_{damping_s}(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602.10^6s + 7,669.10^7}{s^3 + 754s^2 + 5,685.10^5s} \quad (4.8)$$

Aplicando a planta da Eq.4.8 no conversor para o caso 2, foi obtido uma ondulação na corrente de saída, para uma mesma perturbação de barramento que a do PIR. Essa corrente pode ser observado na Figura 4.15. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 90 V, o que possibilita uma redução de 94,88% no capacitor de barramento.

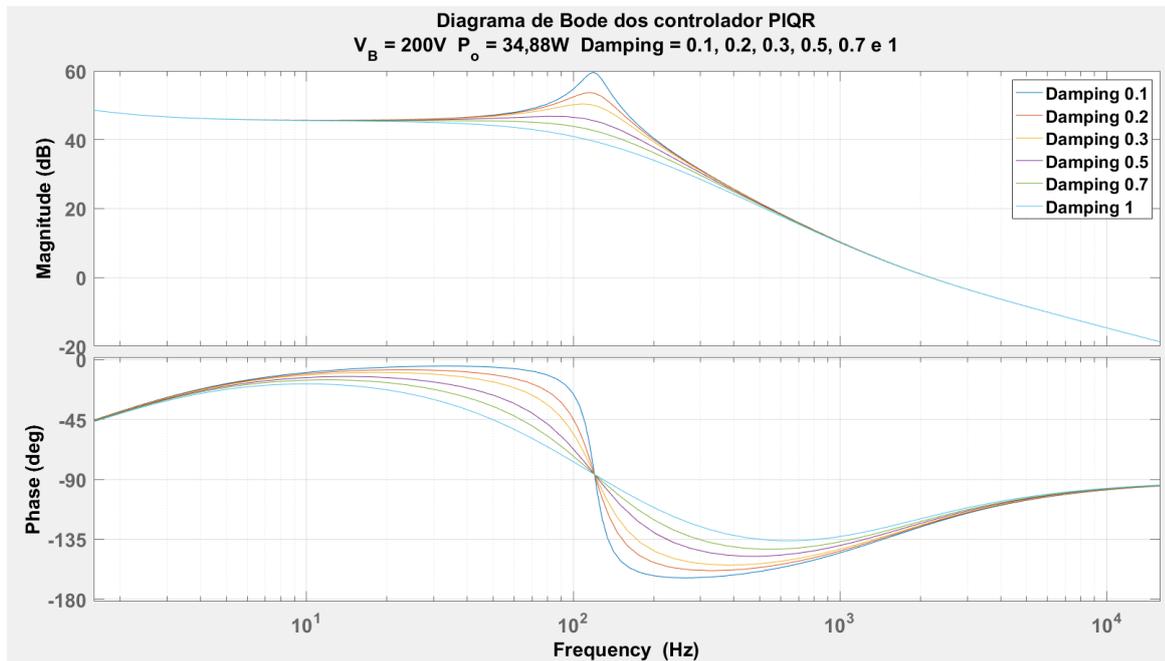
Figura 4.15 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com *damping* de 0.5 para o Caso 2.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5 foi retirado o diagrama de bode deste controlador, é mostrado na Figura 4.16 o diagrama para todos os *damping* simulados.

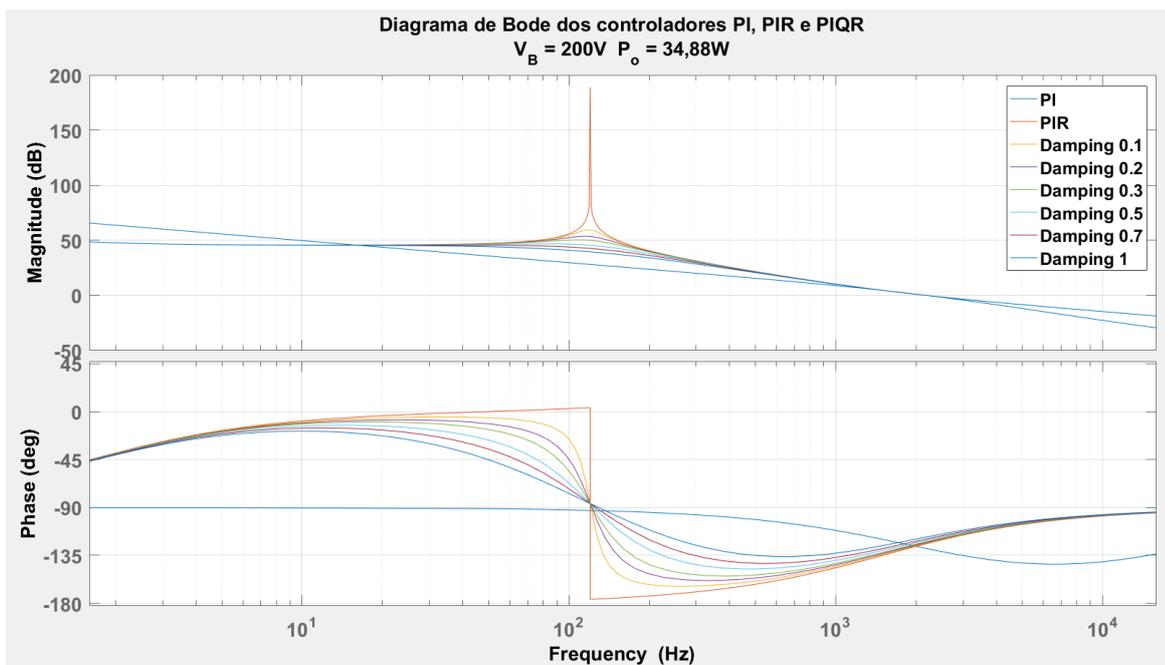
Figura 4.16 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 2, para todos *damping*.



Fonte: Autor

Para melhor visualizar todos os controladores para esse caso, foi aplicado todos os três controladores em um só diagrama de Bode, como mostra Figura 4.17.

Figura 4.17 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 2.



Fonte: Autor

Ao aplicar os controladores para a Eq.69 foi recolhido os dados referente a cada

controlador. Na Tabela 4.4 é mostrado a margem de ganho, de fase e frequência de corte para os controladores PI, PIR e PIQR.

Tabela 4.4 – Dados dos controladores para o caso 2

Dados Bode	$V_B=200\text{ V}$ $V_o=34,88\text{ V}$ PI	$V_B=200\text{ V}$ $V_o=34,88\text{ V}$ PIR	$V_B=200\text{ V}$ $V_o=34,88\text{ V}$ PIQR com variação do damping					
			0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1
			M.F.	55,2°	56°	56,6°	57,2°	57,8°
M.G.	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita
F.C. (kHz)	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18

Fonte: Autor

4.4 TERCEIRO CASO

Para o caso 3, mantêm-se a potência e a corrente dos casos 1 e 2 e a tensão de barramento é aumentada para 300V. Com esse novo valor de tensão de barramento foi obtido os seguintes parâmetros de projeto para este sistema, mostrado na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Dados de projeto para o caso 3

Caso 3					
$V_B=300\text{ V}$			$P_o=34,88\text{ W}$		
V_B	V_o	P_o	f_s	C_o	L_{PC}
300 V	34,88 V	34,88 W	50 kHz	37,1 μF	0,227 mH

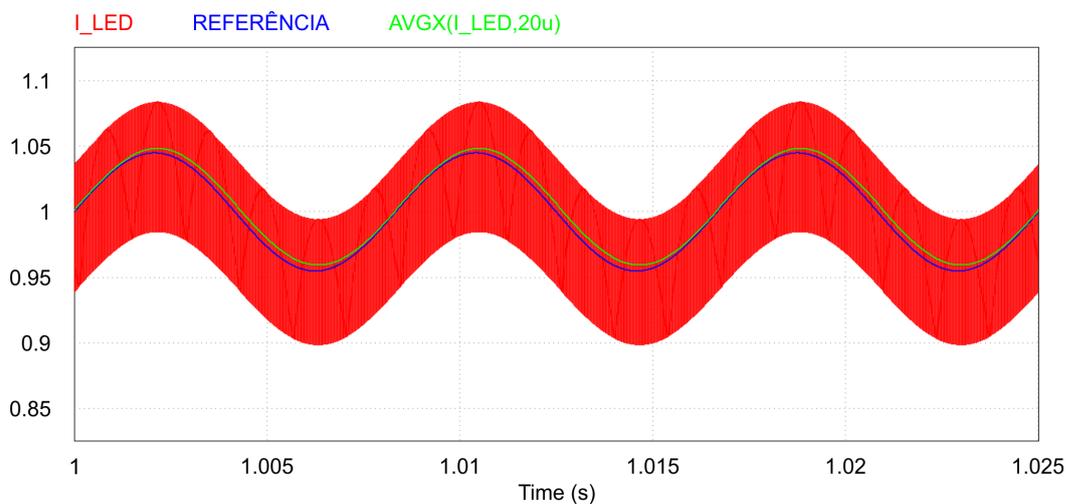
Fonte: Autor

A partir desses dados dispostos na Tabela 4.5, pode-se encontrar a função transferência do conversor. Substituindo os valores na Eq.3.22, pode-se obter a planta do conversor mostrado na Eq.4.9.

$$G_{I_oD}(s) = \frac{2,991 \cdot 10^5}{s + 1,481 \cdot 10^4} \quad (4.9)$$

O circuito em M.A para o caso 3 foi obtido uma ondulação na corrente de saída, essa ondulação pode ser vista na Figura 4.18.

Figura 4.18 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 3.



Fonte: Autor

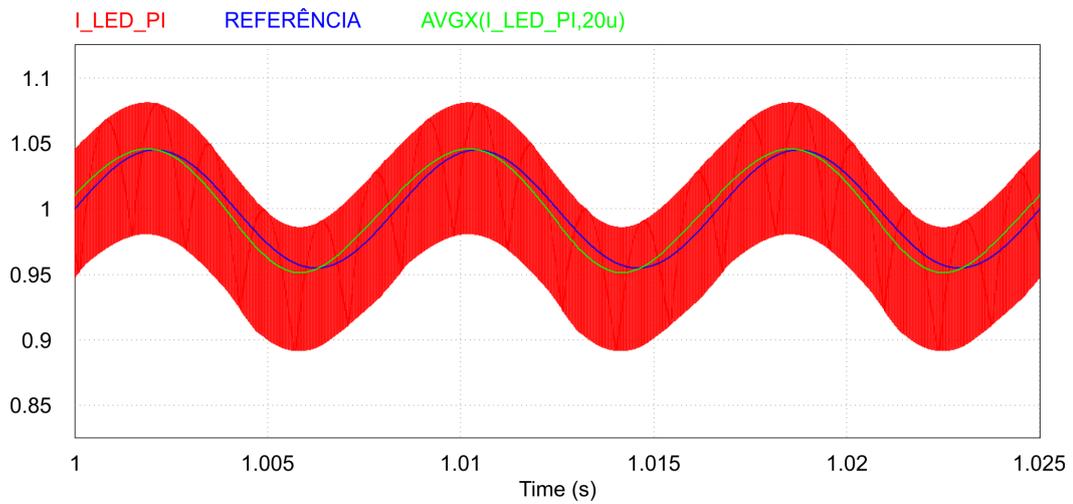
4.4.1 Controlador PI

Aplicado um controlador PI e avaliando o quanto de ondulação ele consegue fazer com que se mantenha dentro dos limites exigidos pela norma. Foi encontrada a planta deste controlador, mostrado na Eq. 4.10.

$$PI(s) = \frac{0,01787s + 1322}{s} \quad (4.10)$$

Aplicando o controlador da Eq. 4.10 e fazendo a realimentação do circuito é obtido uma ondulação na corrente de saída, como pode ser visto na Figura 4.19. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 65 V, o que possibilita uma redução de 89,23% no capacitor de barramento.

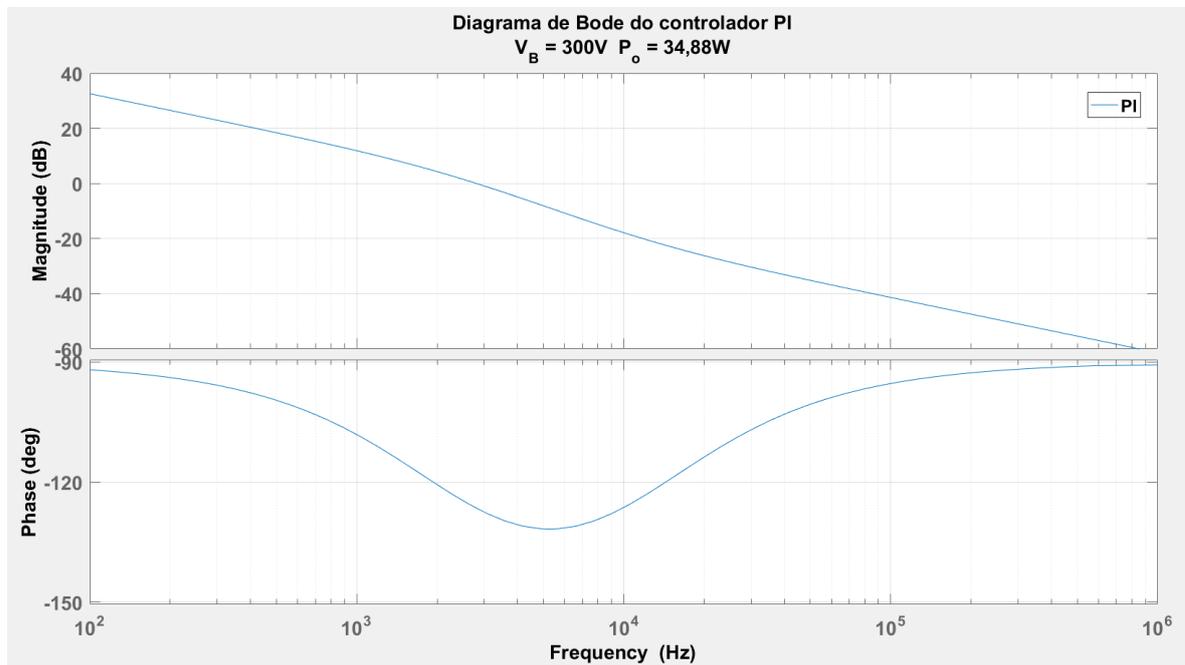
Figura 4.19 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 3.



Fonte: Autor

Para este controlador foi retirado o Bode, no intuito de analisar a M.G, M.F. e F.C do controlador aplicado a planta do conversor como mostrado na Figura 4.20.

Figura 4.20 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 3.



Fonte: Autor

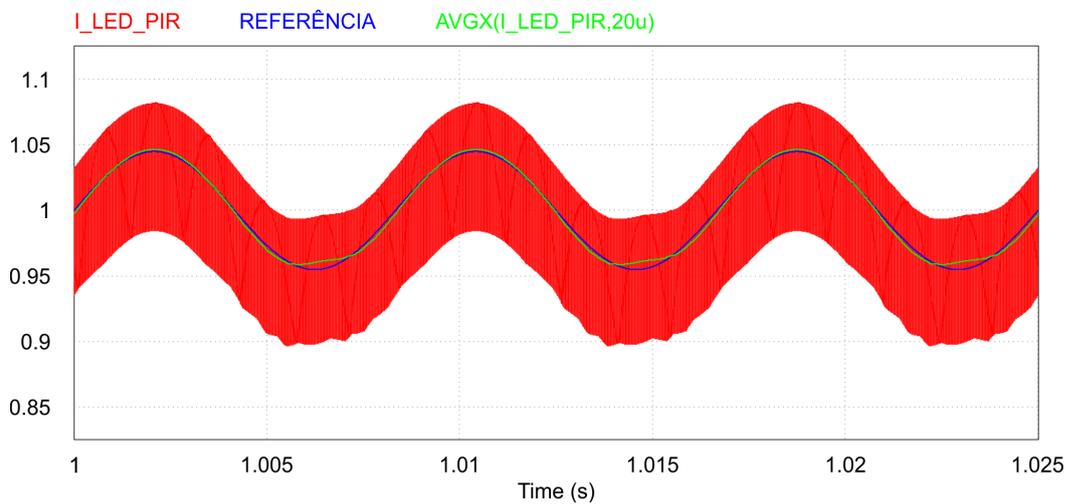
4.4.2 Controlador PIR

Em seguida foi aplicado um controlador PIR, tendo uma planta mostrada na Eq.4.11. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 140 V, o que possibilita uma redução de 95% no capacitor de barramento.

$$PIR(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602.10^6s + 7,669.10^7}{s^3 + 568500s} \quad (4.11)$$

Ao aplicar a planta da Eq.4.11 no conversor é retirada uma nova forma de onda da corrente de saída, como mostrado na Figura 4.21.

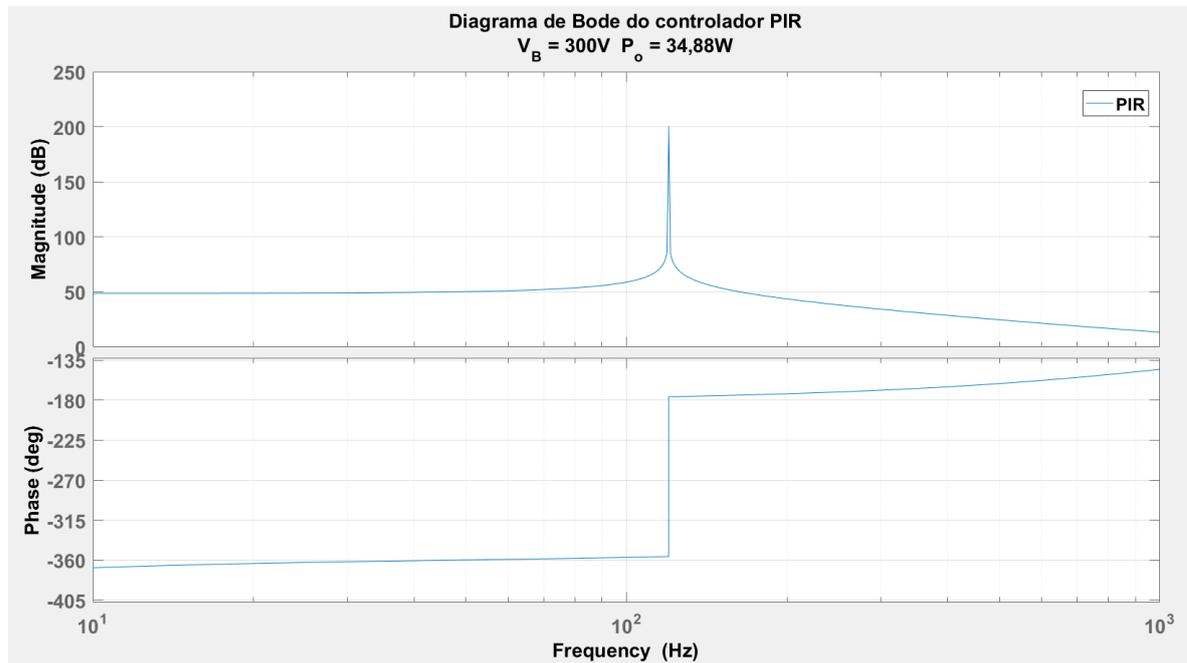
Figura 4.21 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 3.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIR foi retirado o diagrama de bode deste controlador, mostrado na Figura 4.22.

Figura 4.22 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 3.



Fonte: Autor

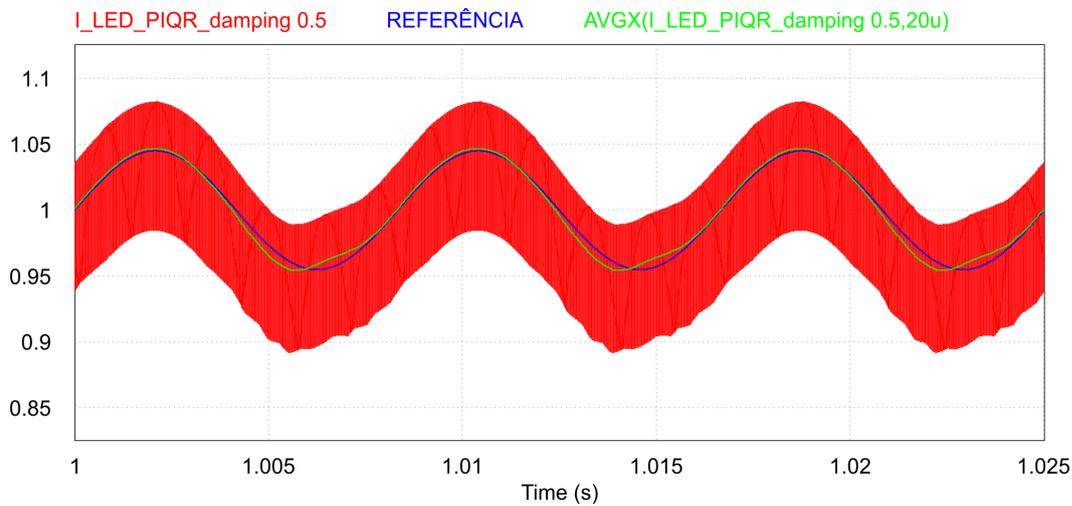
4.4.3 Controlador PIQR

Foi feito o mesmo processo para o controlador PIQR, porém com variação no *damping* no polo duplo situado na frequência de 120 Hz. Os resultados do controlador PIQR são apresentados apenas para o *damping* 0.5 por ser o melhor resultado do controlador que obedece aos requisitos de projeto do compensador (MF MG). A seguir segue a planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5, dado pela Eq.4.12.

$$PIQR_{damping_{0.5}}(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602 \cdot 10^6 s + 7,669 \cdot 10^7}{s^3 + 754s^2 + 5,685 \cdot 10^5 s} \quad (4.12)$$

Aplicando a planta da Eq.4.12 no conversor para o caso 3, foi obtido uma ondulação na corrente de saída, para uma mesma ondulação da tensão de barramento que a do PIR. Essa corrente pode ser observado na Figura 4.23. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 90 V, o que possibilita uma redução de 95% no capacitor de barramento.

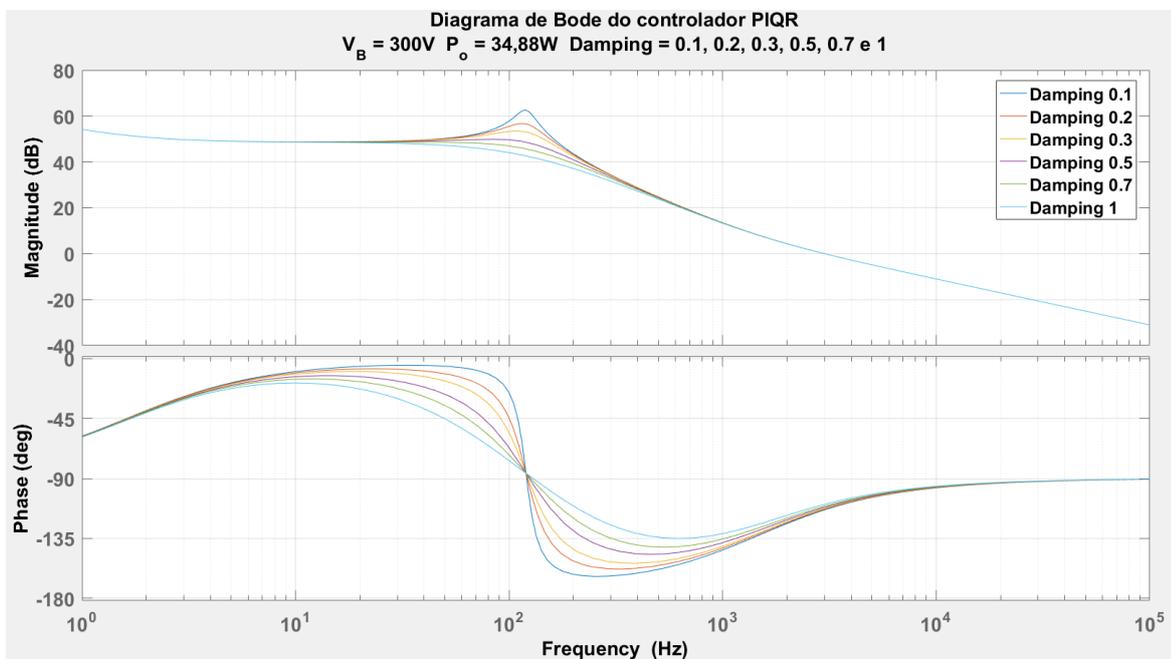
Figura 4.23 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com *damping* de 0.5 para o Caso 3.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5 foi retirado o diagrama de bode deste controlador, é mostrado na Figura 4.24 o diagrama para todos os *damping* simulados.

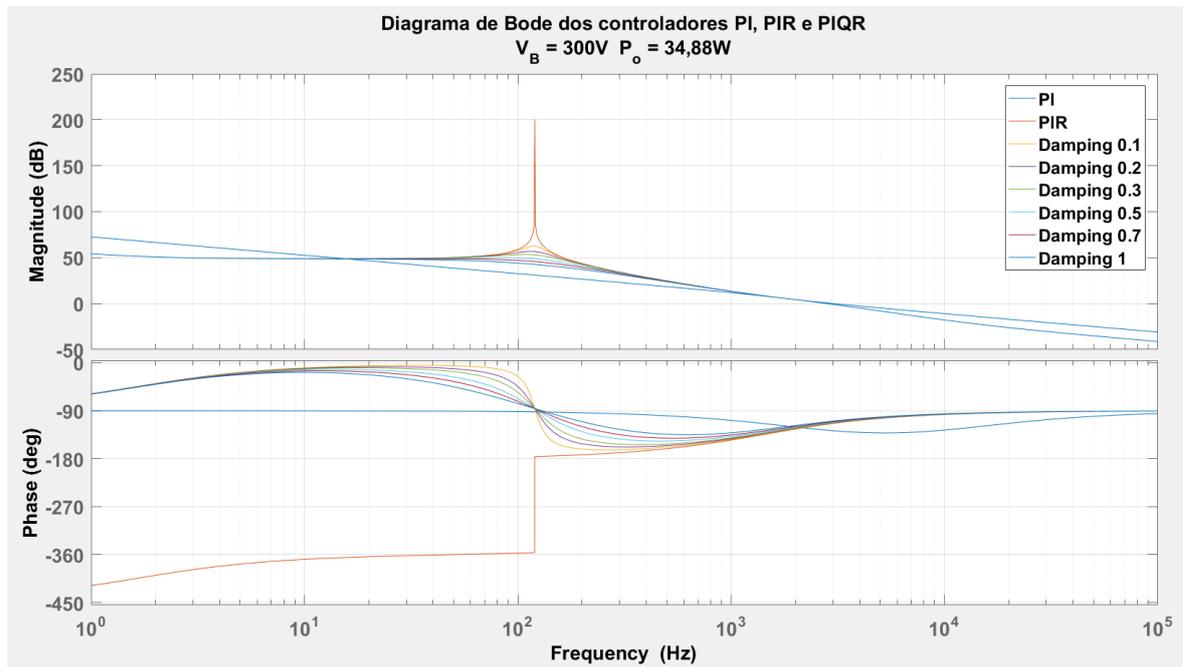
Figura 4.24 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 3, para todos *damping*.



Fonte: Autor

Para melhor visualizar todos os controladores para esse caso, foi aplicado todos os três controladores em um só diagrama de Bode, como mostra Figura 4.25.

Figura 4.25 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 3.



Fonte: Autor

Ao aplicar os controladores para a Eq.4.9 foi recolhido os dados referente a cada controlador. Na Tabela 4.6 é mostrado a margem de ganho, de fase e frequência de corte para os controladores PI, PIR e PIQR.

Tabela 4.6 – Dados dos controlados para o caso 3

Dados Bode	$V_B = 300 V$ $V_o = 34,88 W$	$V_B = 300 V$ $V_o = 34,88 W$	$V_B = 300 V$ $V_o = 34,88 W$ PIQR com variação do damping							
			PI	PIR	0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1
			M.F.	55,9°	56°	56,6°	57,2°	57,8°	59,1°	60,3°
M.G.	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	
F.C. (kHz)	2,16	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	

Fonte: Autor

Para os próximos três casos foi feito a análise dos controladores para uma potência de saída maior. Assim podendo avaliar se o comportamento dos controladores se mantém, ou se a redução percentual do valor da capacitância de barramento aumenta ou diminui para os mesmos valores de tensão de barramento.

4.5 QUARTO CASO

No caso 4 é avaliado para uma tensão de barramento de 100 V, com uma potência de saída de 73,6 W e corrente de saída de 2 A. Para este caso foi obtido os seguintes parâmetros de projeto para este sistema, mostrado na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Dados de projeto para o caso 4

Caso 4					
$V_B = 100 \text{ V}$			$P_o = 73.6 \text{ W}$		
V_B	V_o	P_o	f_s	C_o	L_{PC}
100 V	36,8 V	73,6W	50 kHz	46,9 μF	0,0796 mH

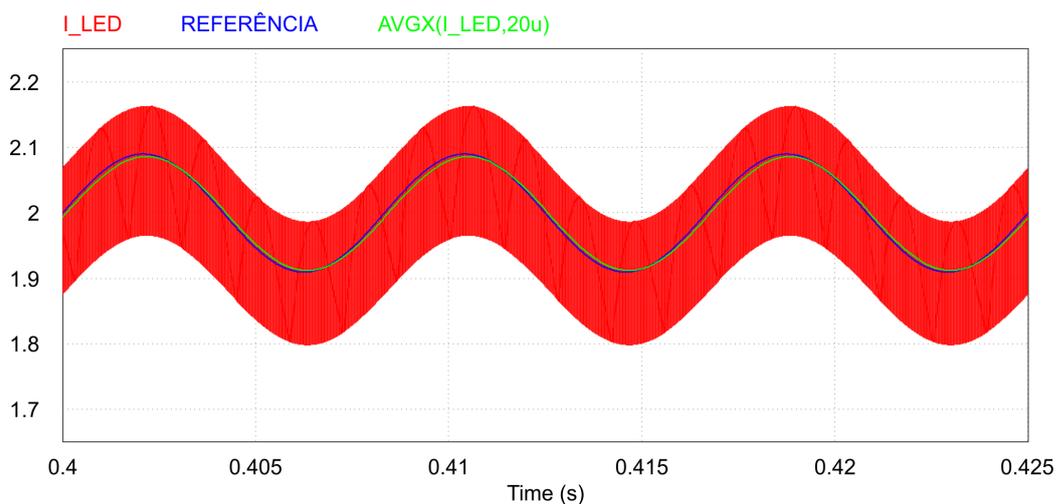
Fonte: Autor

A partir desses dados dispostos na Tabela 4.7, pode-se encontrar a função transferência do conversor. Substituindo os valores na Eq.3.22, pode-se obter a planta do conversor mostrado na Eq.4.13.

$$G_{I_oD}(s) = \frac{1,836 \cdot 10^5}{s + 1,226 \cdot 10^4} \quad (4.13)$$

O circuito em M.A. para o caso 4 foi obtido uma ondulação na corrente de saída, essa ondulação pode ser vista na Figura 4.26.

Figura 4.26 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 4.



Fonte: Autor

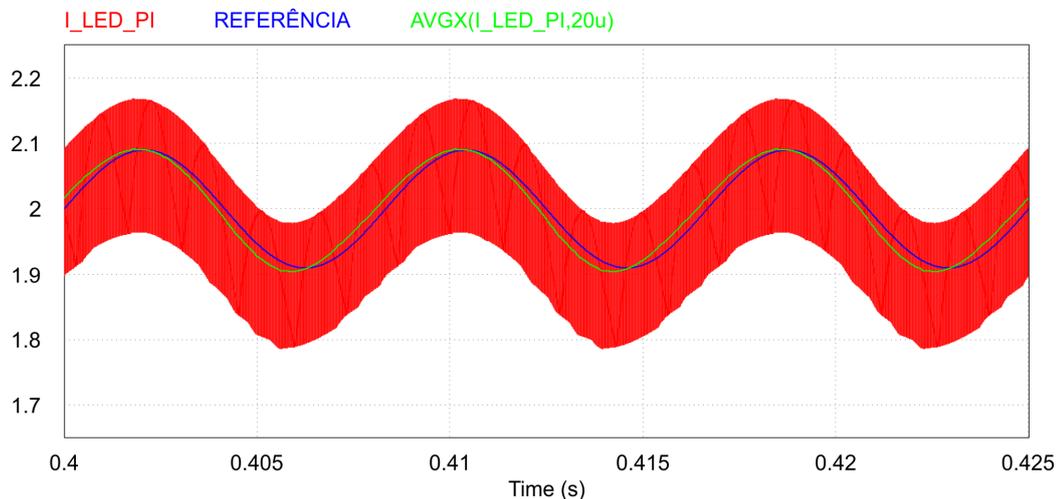
4.5.1 Controlador PI

É aplicado um controlador PI, avaliando o quanto de perturbação ele consegue fazer com que se mantenha dentro dos limites exigidos pela norma. Foi encontrada a planta deste controlador, mostrado na Eq. 4.14.

$$PI(s) = \frac{0,04655s + 2505}{s} \quad (4.14)$$

Aplicando o controlador da Eq. 4.14 e fazendo a realimentação do circuito é obtido uma ondulação na corrente de saída, como pode ser visto na Figura 4.27. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 25 V, o que possibilita uma redução de 90,4% no capacitor de barramento.

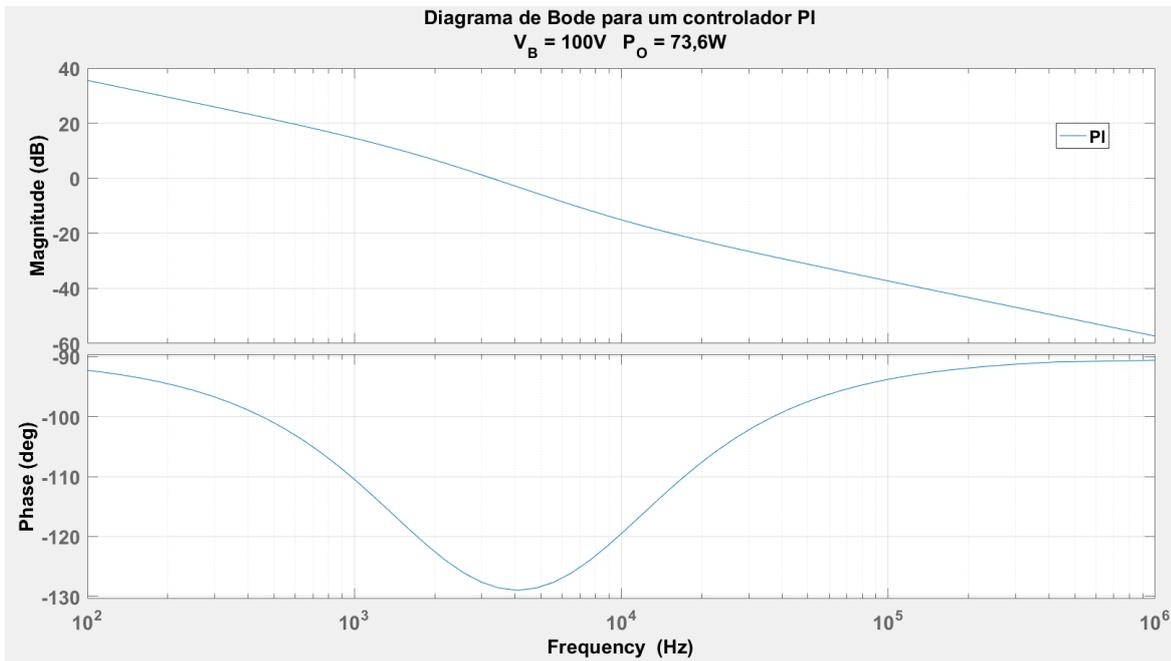
Figura 4.27 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 4.



Fonte: Autor

Para este controlador foi retirado o Bode, no intuito de analisar a M.G, M.F. e F.C do controlador aplicado a planta do conversor como mostrado na Figura 4.28.

Figura 4.28 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 4.



Fonte: Autor

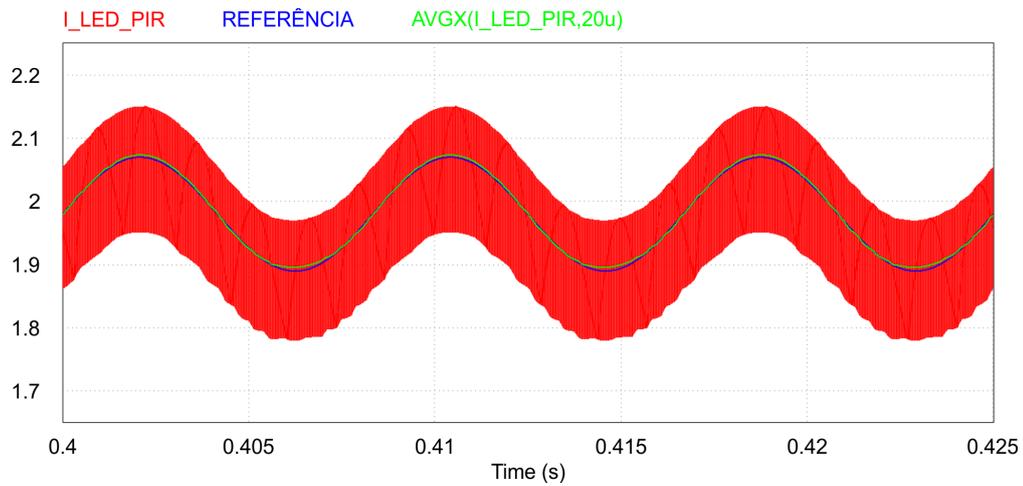
4.5.2 Controlador PIR

Em seguida foi aplicado um controlador PIR, tendo uma planta mostrada na Eq.4.15. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 31 V, o que possibilita uma redução de 92,25% no capacitor de barramento.

$$PIR(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602 \cdot 10^6 s + 7,669 \cdot 10^7}{s^3 + 568500s} \quad (4.15)$$

Ao aplicar a planta da Eq.4.15 no conversor é retirada uma nova forma de onda da corrente de saída, como mostrado na Figura 4.29.

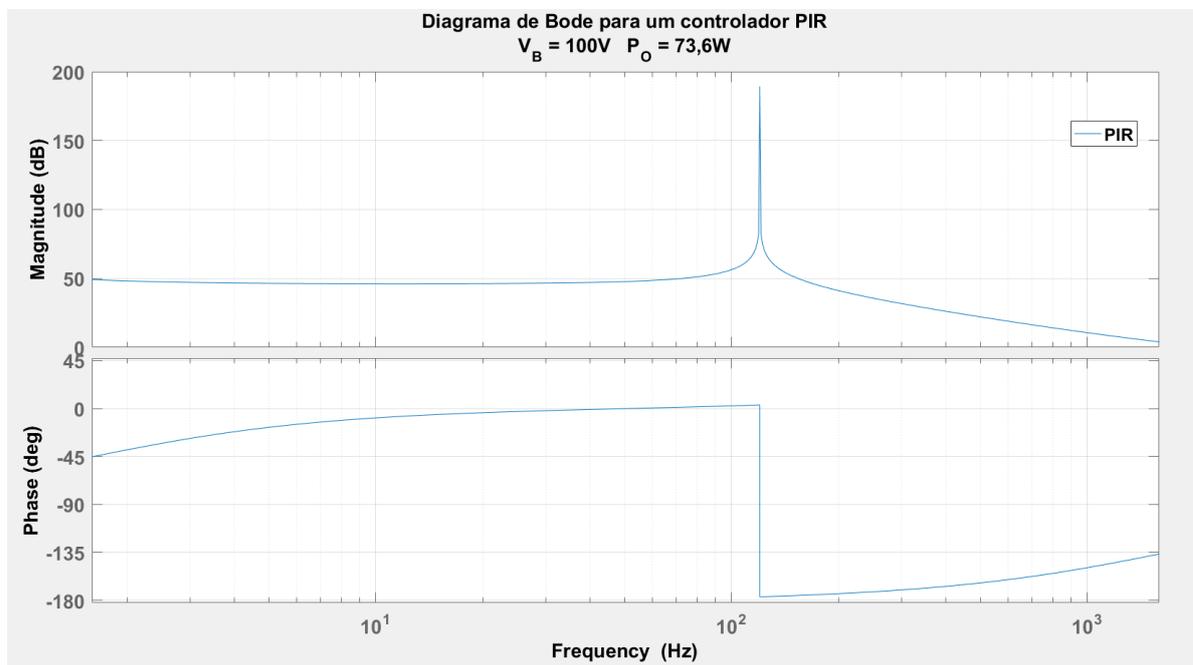
Figura 4.29 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 4.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIR foi retirado o diagrama de bode deste controlador, mostrado na Figura 4.30.

Figura 4.30 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 4.



Fonte: Autor

4.5.3 Controlador PIQR

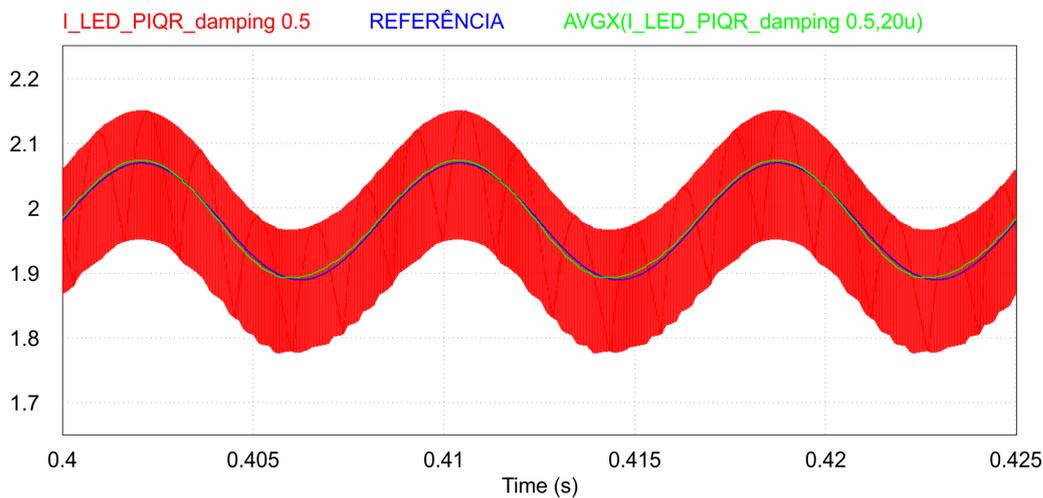
Foi feito o mesmo processo para o controlador PIQR, porém com variação no *damping* no polo duplo situado na frequência de 120 Hz. Os resultados do controlador PIQR

são apresentados apenas para o *damping* 0.5 por ser o melhor resultado do controlador que obedece aos requisitos de projeto do compensador (MF MG). A seguir segue a planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5, dado pela Eq.4.16.

$$PIQR_{damping_{0.5}}(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602 \cdot 10^6 + 7,669 \cdot 10^7}{s^3 + 754s^2 + 5,685 \cdot 10^5s} \quad (4.16)$$

Aplicando a planta da Eq.4.16 no conversor para o caso 4, foi obtida uma ondulação na corrente de saída, para uma mesma perturbação de barramento que a do PIR. Essa corrente pode ser observado na Figura 4.31. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 31 V, o que possibilita uma redução de 92,25% no capacitor de barramento.

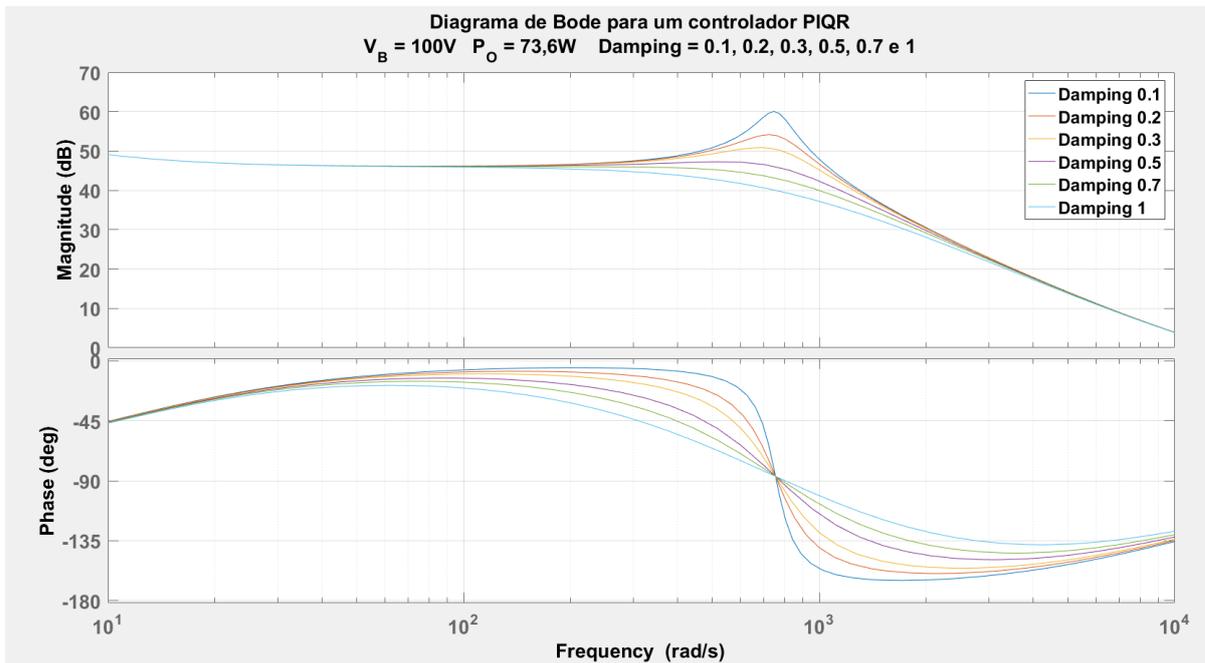
Figura 4.31 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com *damping* de 0.5 para o Caso 4.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5 foi retirado o diagrama de bode deste controlador, é mostrado na Figura 4.32 o diagrama para todos os *damping* simulados.

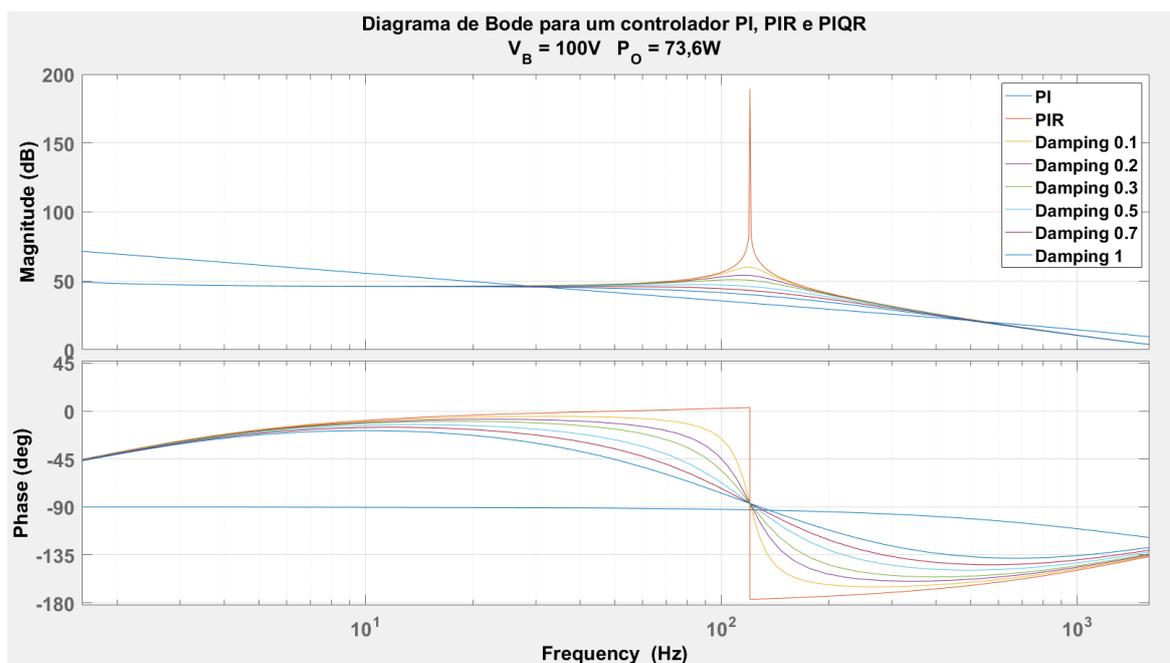
Figura 4.32 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 4, para todos *damping*.



Fonte: Autor

Para melhor visualizar todos os controladores para esse caso, foi aplicado todos os três controladores em um só diagrama de Bode, como mostra Figura 4.33.

Figura 4.33 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 4.



Fonte: Autor

Ao aplicar os controladores para a Eq.4.13 foi recolhido os dados referente a cada

controlador. Na Tabela 4.8 é mostrado a margem de ganho, de fase e frequência de corte para os controladores PI, PIR e PIQR.

Tabela 4.8 – Dados dos controladores para o caso 4

Dados Bode	$V_B=100\text{ V}$	$V_B=100\text{ V}$	$V_B=100\text{ V}$					
	$V_o=36,8\text{ V}$	$V_o=36,8\text{ V}$	$V_o=36,8\text{ V}$					
	PI	PIR	PIQR com variação do damping					
			0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1
M.F.	55,2°	56°	56,6°	57,2°	57,8°	59,1°	60,3°	62,1°
M.G.	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita
F.C. (kHz)	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18

Fonte: Autor

4.6 QUINTO CASO

No caso 5 é avaliado para uma tensão de barramento de 200 V, com uma potência de saída de 73,6 W e corrente de saída de 2 A. Para este caso foi obtido os seguintes parâmetros de projeto para este sistema, mostrado na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Dados de projeto para o caso 5

Caso 5					
$V_B=200\text{ V}$			$P_o=73,6\text{ W}$		
V_B	V_o	P_o	f_s	C_o	L_{PC}
200 V	36,8 V	73.6 W	50 kHz	40 μF	0,106 mH

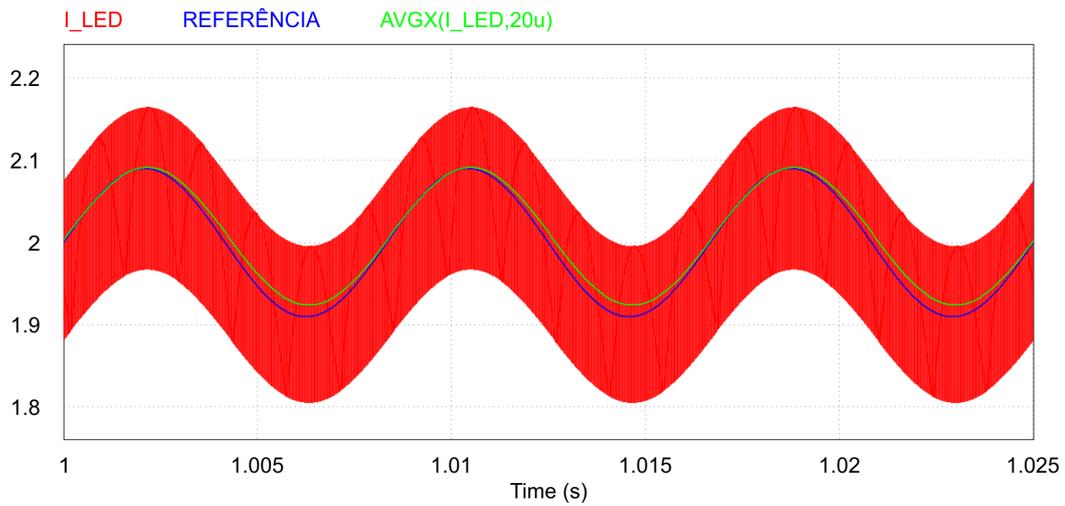
Fonte: Autor

A partir desses dados dispostos na Tabela 4.9, pode-se encontrar a função transferência do conversor. Substituindo os valores na Eq.3.22, pode-se obter a planta do conversor mostrado na Eq.4.17.

$$G_{I_oD}(s) = \frac{1,836 \cdot 10^5}{s + 1,226 \cdot 10^4} \quad (4.17)$$

O circuito em M.A para o caso 5 foi obtido uma ondulação na corrente de saída, essa ondulação pode ser vista na Figura 4.34.

Figura 4.34 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 5.



Fonte: Autor

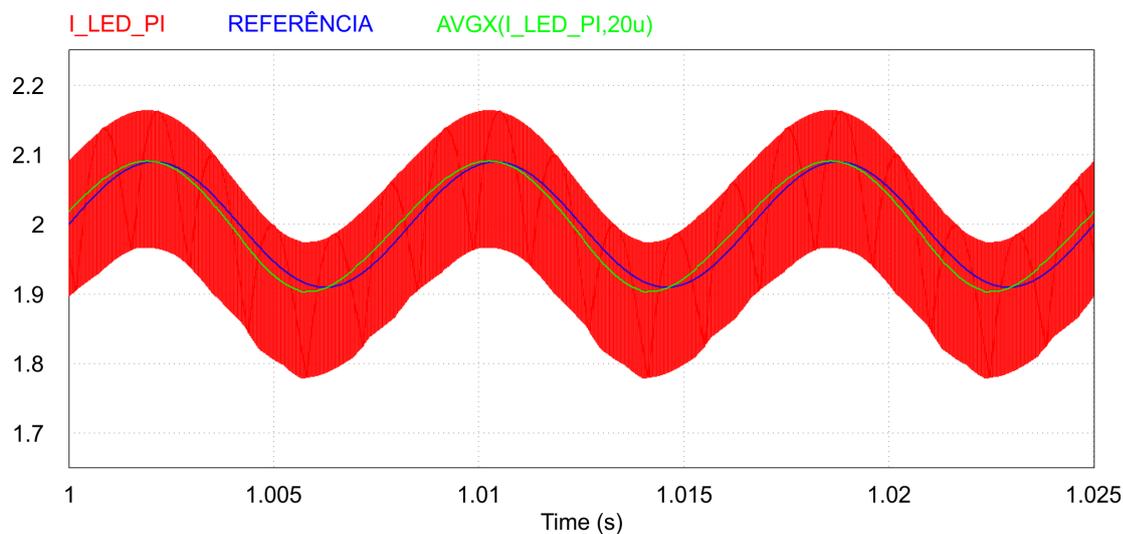
4.6.1 Controlador PI

É aplicado um controlador PI, avaliando o quanto de perturbação ele consegue fazer com que se mantenha dentro dos limites exigidos pela norma. Foi encontrada a planta deste controlador, mostrado na Eq. 4.18.

$$PI(s) = \frac{0,01787s + 1322}{s} \quad (4.18)$$

Aplicando o controlador da Eq. 4.18 e fazendo a realimentação do circuito é obtido uma ondulação na corrente de saída, como pode ser visto na Figura 4.35. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 50 V, o que possibilita uma redução de 90,8% no capacitor de barramento.

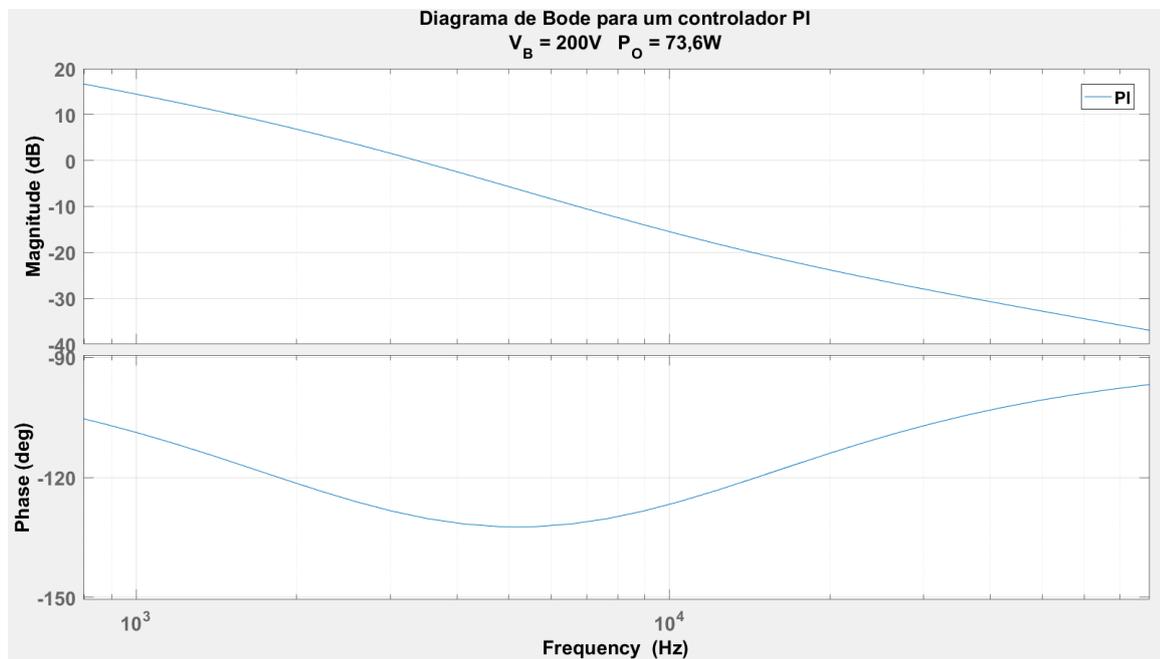
Figura 4.35 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 5.



Fonte: Autor

Para este controlador foi retirado o Bode, no intuito de analisar a M.G, M.F. e F.C do controlador aplicado a planta do conversor como mostrado na Figura 4.36.

Figura 4.36 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 5.



Fonte: Autor

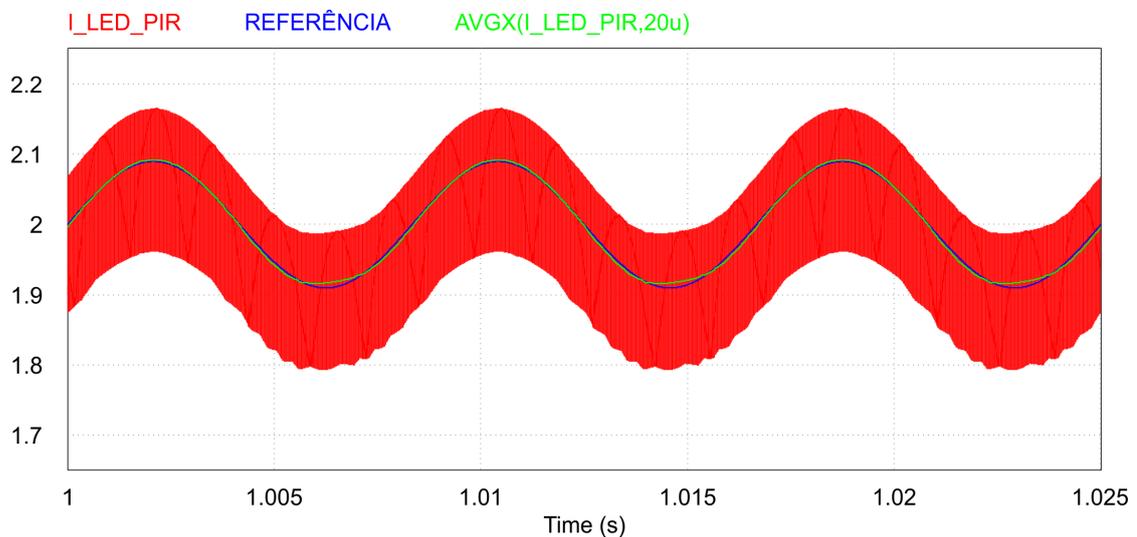
4.6.2 Controlador PIR

Em seguida foi aplicado um controlador PIR, tendo uma planta mostrada na Eq.4.19. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 90 V, o que possibilita uma redução de 94,88% no capacitor de barramento.

$$PIR(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602 \cdot 10^6 s + 7,669 \cdot 10^7}{s^3 + 568500s} \quad (4.19)$$

Ao aplicar a planta da Eq.4.19 no conversor é retirada uma nova forma de onda da corrente de saída, como mostrado na Figura 4.37.

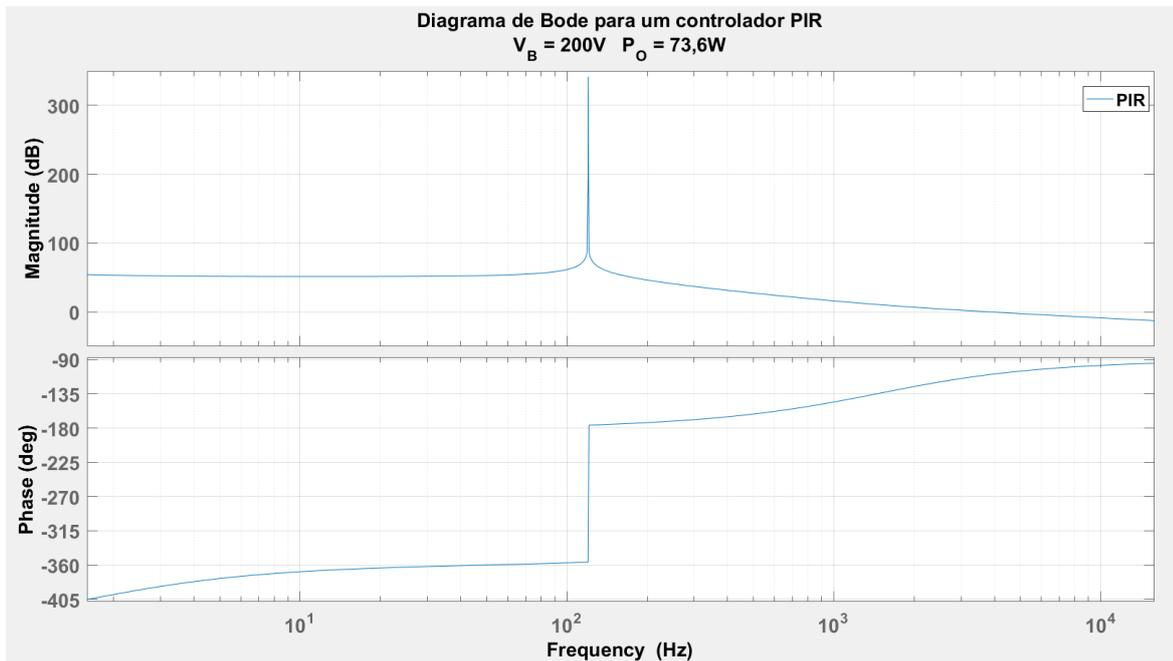
Figura 4.37 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 5.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIR foi retirado o diagrama de bode deste controlador, mostrado na Figura 4.38.

Figura 4.38 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 5.



Fonte: Autor

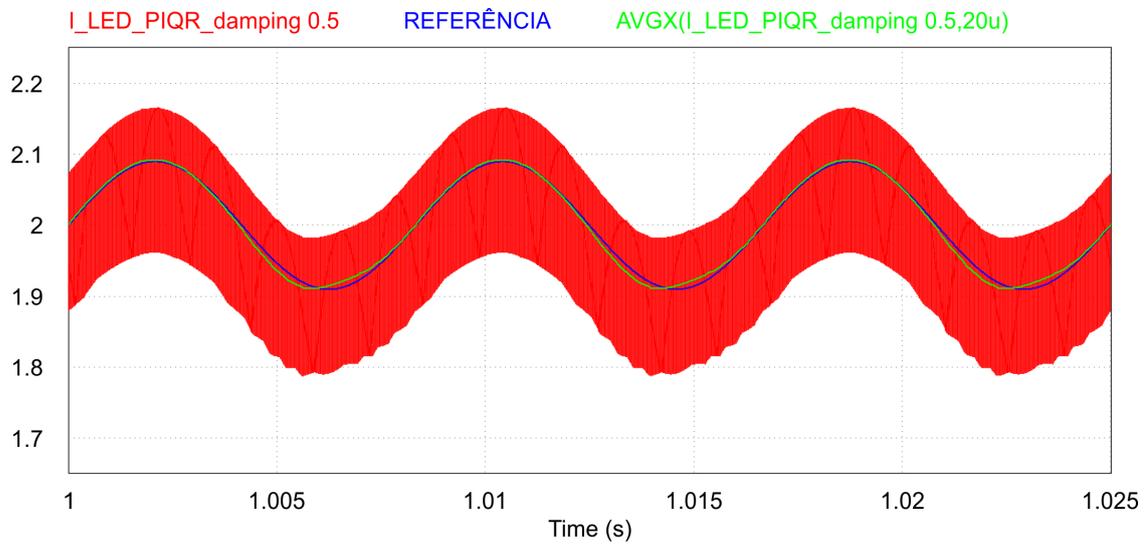
4.6.3 Controlador PIQR

Foi feito o mesmo processo para o controlador PIQR, porém com variação no *damping* no polo duplo situado na frequência de 120 Hz. Os resultados do controlador PIQR são apresentados apenas para o *damping* 0.5 por ser o melhor resultado do controlador que obedece aos requisitos de projeto do compensador (MF MG). A seguir segue a planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5, dado pela Eq.4.20.

$$PIQR_{damping_{0.5}}(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602 \cdot 10^6 s + 7,669 \cdot 10^7}{s^3 + 754s^2 + 5,685 \cdot 10^5 s} \quad (4.20)$$

Aplicando a planta da Eq.4.20 no conversor para o caso 3, foi obtido uma ondulação na corrente de saída, para uma mesma ondulação de barramento que a do PIR como mostrado na Figura 4.39. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 90 V, o que possibilita uma redução de 94,88% no capacitor de barramento.

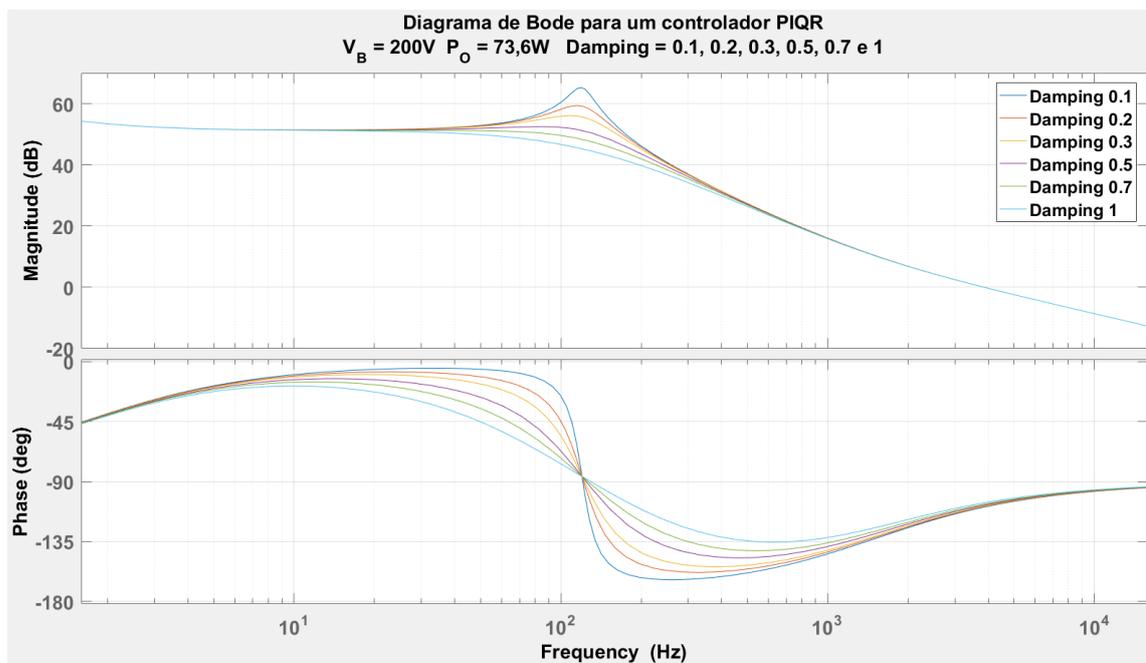
Figura 4.39 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com *damping* de 0.5 para o Caso 5.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5 foi retirado o diagrama de bode deste controlador, é mostrado na Figura 4.40 o diagrama para todos os *damping* simulados.

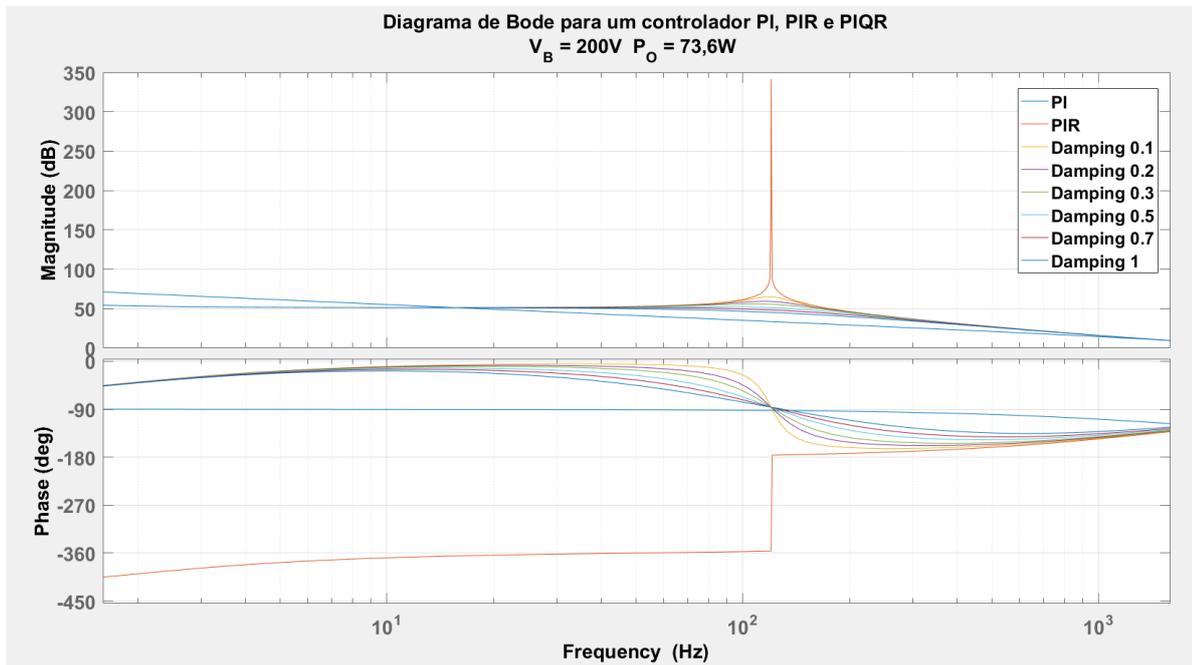
Figura 4.40 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 5, para todos *damping*.



Fonte: Autor

Para melhor visualizar todos os controladores para esse caso, foi aplicado todos os três controladores em um só diagrama de Bode, como mostra Figura 4.41.

Figura 4.41 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 5.



Fonte: Autor

Ao aplicar os controladores para a Eq.4.17 foi recolhido os dados referente a cada controlador. Na Tabela 4.10 é mostrado a margem de ganho, de fase e frequência de corte para os controladores PI, PIR e PIQR.

Tabela 4.10 – Dados dos controladores para o caso 5

Dados Bode	$V_B = 200 V$ $V_o = 36,8 V$ PI	$V_B = 200 V$ $V_o = 36,8 V$ PIR	$V_B = 200 V$ $V_o = 36,8 V$ PIQR com variação do damping					
			0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1
M.F.	55,9°	56°	56,6°	57,2°	57,8°	59,1°	60,3°	62,1°
M.G.	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita
F.C. (kHz)	2,16	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18

Fonte: Autor

4.7 SEXTO CASO

No caso 6 é avaliado para uma tensão de barramento de 300V, com uma potência de saída de 73,6W e corrente de saída de 2 A. Para este caso foi obtido os seguintes parâmetros de projeto para este sistema, mostrado na Tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Dados de projeto para o caso 6

Caso 6					
$V_B = 300 \text{ V}$			$P_o = 73,6 \text{ W}$		
V_B	V_o	P_o	f_s	C_o	L_{PC}
300 V	36,8 V	73,6W	50 kHz	37,4 μF	0,118 mH

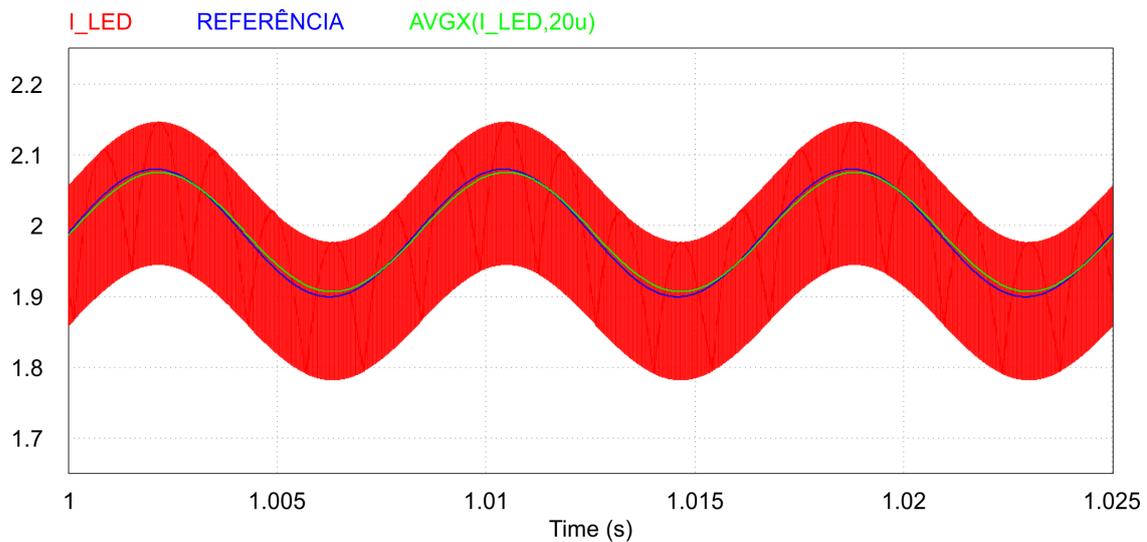
Fonte: Autor

A partir desses dados dispostos na Tabela 4.11, pode-se encontrar a função transferência do conversor. Substituindo os valores na Eq.3.22, pode-se obter a planta do conversor mostrado na Eq.4.21.

$$G_{I_oD}(s) = \frac{5,677 \cdot 10^5}{s + 1,538 \cdot 10^4} \quad (4.21)$$

O circuito em M.A para o caso 6 foi obtido uma ondulação na corrente de saída, essa ondulação pode ser vista na Figura 4.42.

Figura 4.42 – Corrente de saída em M.A. para o Caso 6.



Fonte: Autor

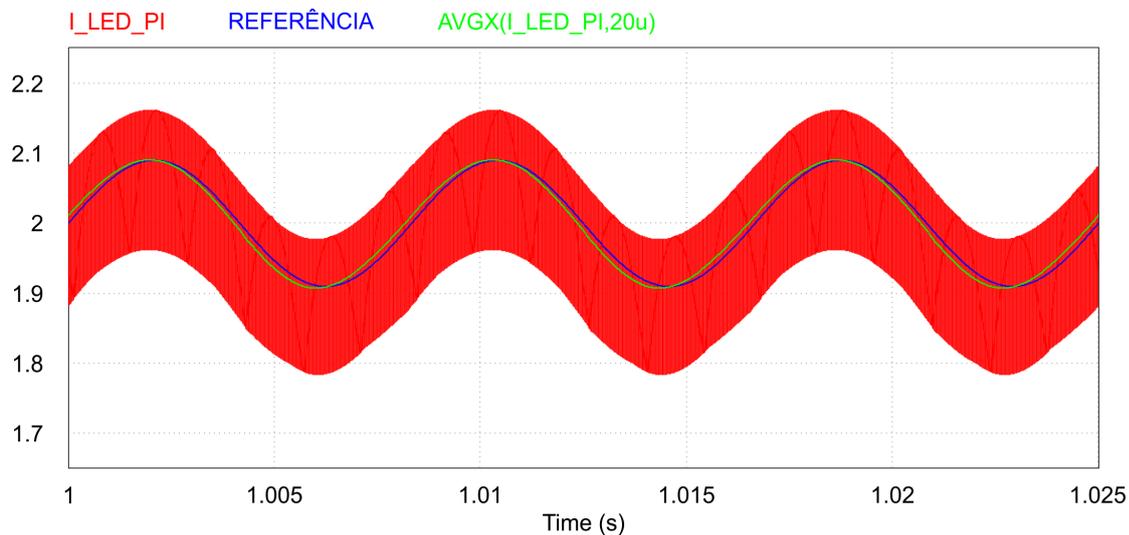
4.7.1 Controlador PI

É aplicado um controlador PI, avaliando o quanto de perturbação ele consegue fazer com que se mantenha dentro dos limites exigidos pela norma. Foi encontrada a planta deste controlador, mostrado na Eq. 2.22.

$$PI(s) = \frac{0,01787s + 1322}{s} \quad (4.22)$$

Aplicando o controlador da Eq. 4.22 e fazendo a realimentação do circuito é obtido uma ondulação na corrente de saída, como pode ser visto na Figura 4.43. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 65 V, o que possibilita uma redução de 89,23% no capacitor de barramento.

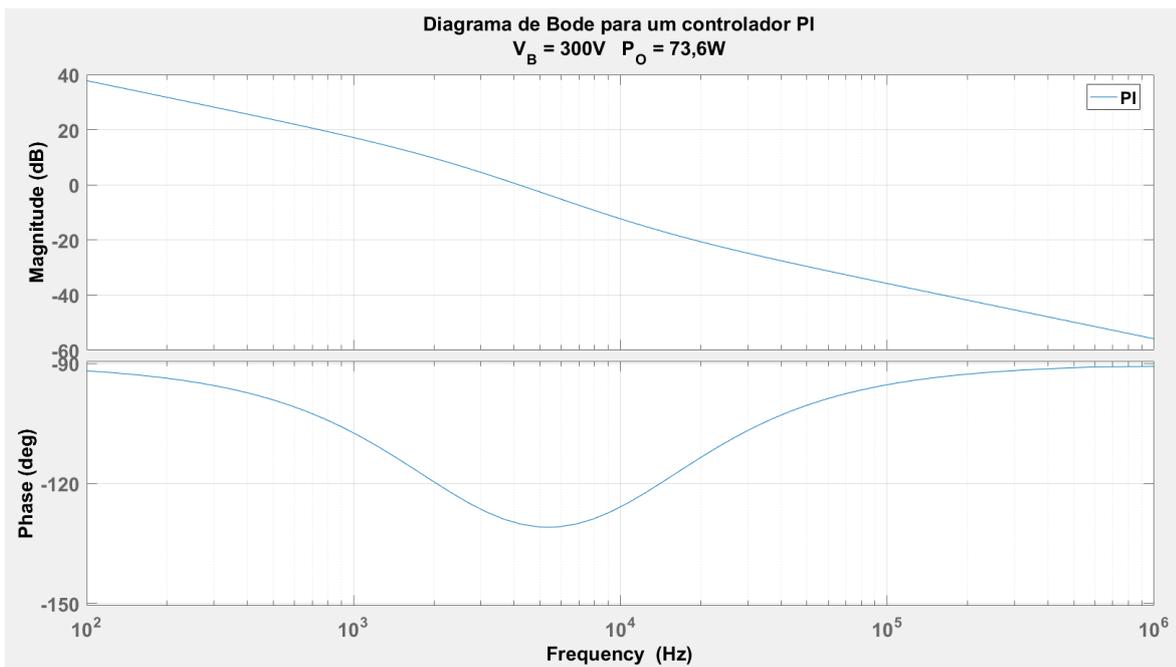
Figura 4.43 – Corrente de saída com aplicação do controlador PI para o Caso 6.



Fonte: Autor

Para este controlador foi retirado o Bode, no intuito de analisar a M.G, M.F. e F.C do controlador aplicado a planta do conversor como mostrado na Figura 4.44.

Figura 4.44 – Bode do controlador PI aplicado a planta do Caso 6.



Fonte: Autor

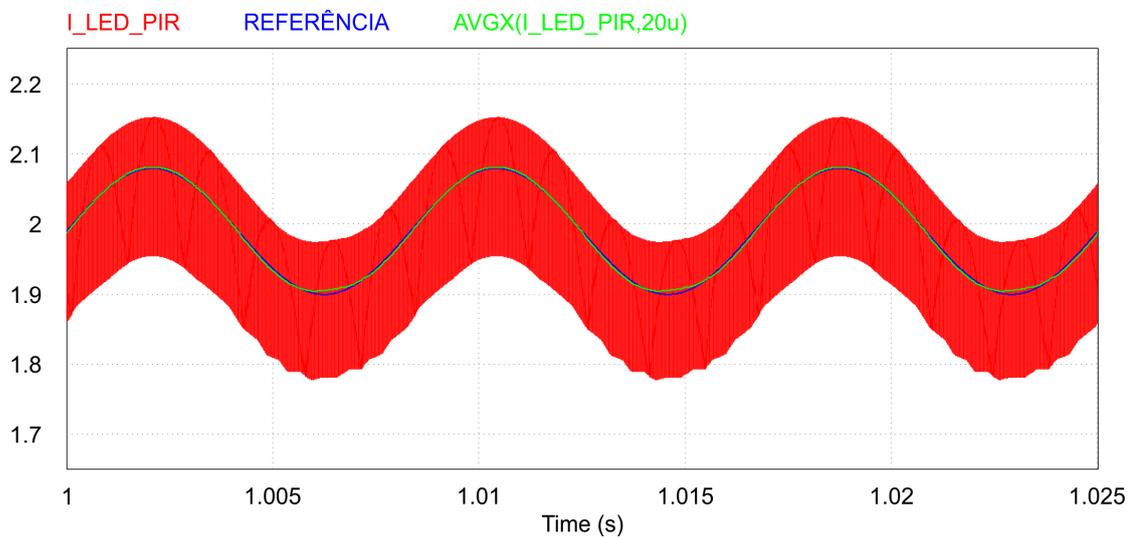
4.7.2 Controlador PIR

Em seguida foi aplicado um controlador PIR, tendo uma planta mostrada na Eq.4.23. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 140 V, o que possibilita uma redução de 95% no capacitor de barramento.

$$PIR(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,602 \cdot 10^6 s + 7,669 \cdot 10^7}{s^3 + 568500s} \quad (4.23)$$

Ao aplicar a planta da Eq.4.23 no conversor é retirada uma nova forma de onda da corrente de saída, como mostrado na Figura 4.45.

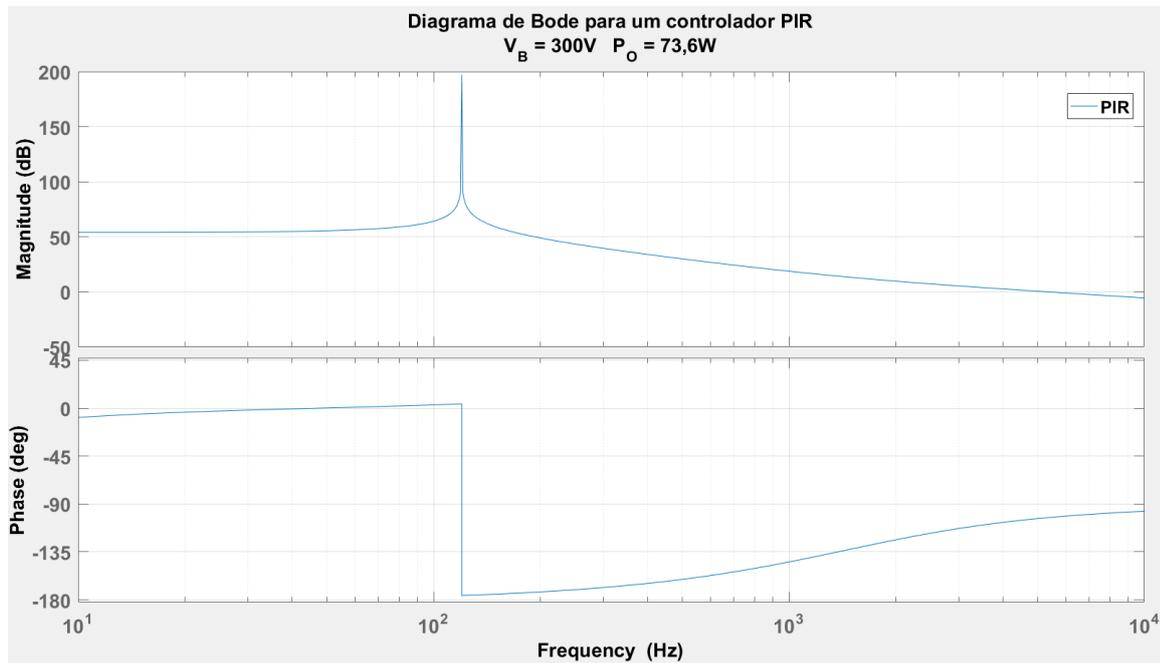
Figura 4.45 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIR para o Caso 6.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIR foi retirado o diagrama de bode deste controlador, mostrado na Figura 4.46.

Figura 4.46 – Bode do controlador PIR aplicado a planta do Caso 6.



Fonte: Autor

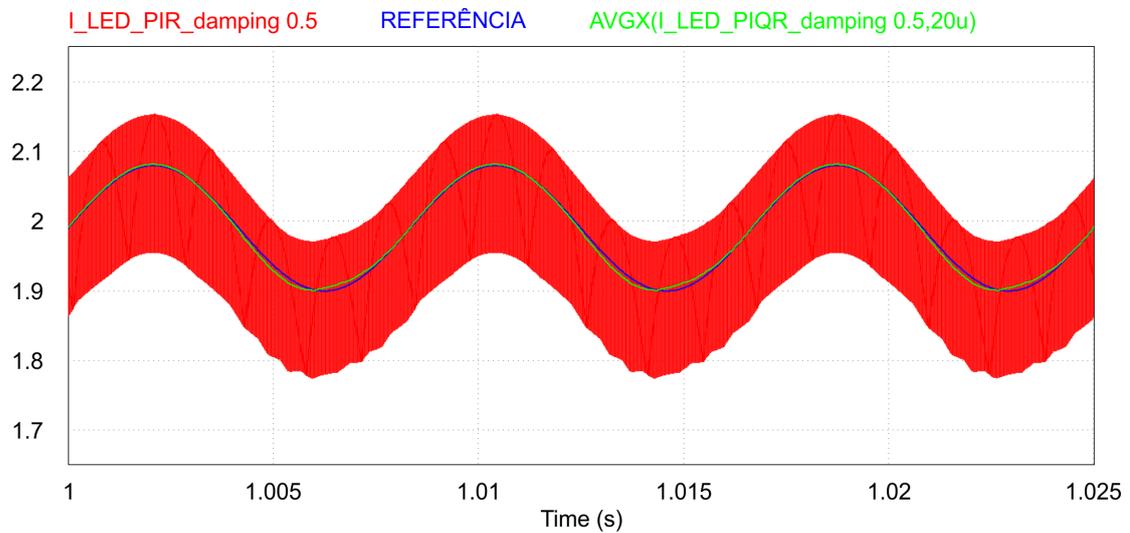
4.7.3 Controlador PIQR

Foi feito o mesmo processo para o controlador PIQR, porém com variação no *damping* no polo duplo situado na frequência de 120 Hz. Os resultados do controlador PIQR são apresentados apenas para o *damping* 0.5 por ser o melhor resultado do controlador que obedece aos requisitos de projeto do compensador (MF MG). A seguir segue a planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5, dado pela Eq.4.24.

$$PIQR_{damping_{0.5}}(s) = \frac{0,05879s^3 + 1337s^2 + 7,669 \cdot 10^7}{s^3 + 754s^2 + 5,685 \cdot 10^5 s} \quad (4.24)$$

Aplicando a planta da Eq.4.24 no conversor para o caso 6, foi obtido uma ondulação na corrente de saída, para uma mesma ondulação de barramento que a do PIR. Essa corrente pode ser observado na Figura 4.47. Através da atuação desse compensador foi possível aumentar a ondulação da tensão de barramento para 140 V, o que possibilita uma redução de 95% no capacitor de barramento.

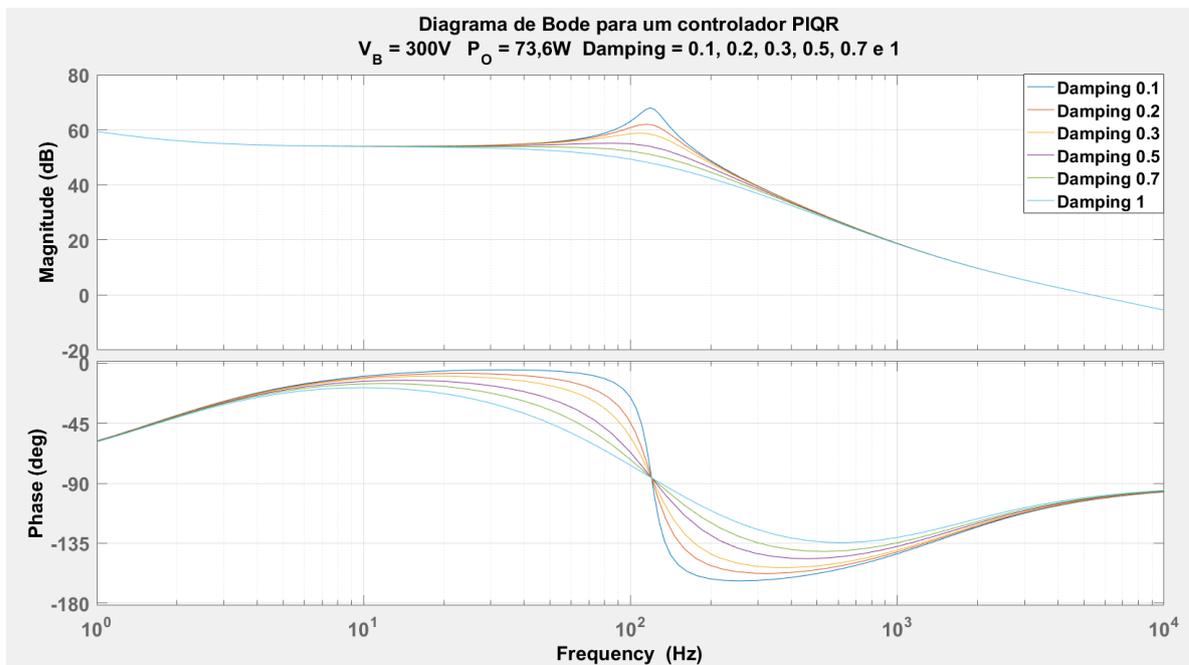
Figura 4.47 – Corrente de saída com aplicação do controlador PIQR com *damping* de 0.5 para o Caso 6.



Fonte: Autor

A partir da planta do controlador PIQR com *damping* de 0.5 foi retirado o diagrama de bode deste controlador, é mostrado na Figura 4.48 o diagrama para todos os *damping* simulados.

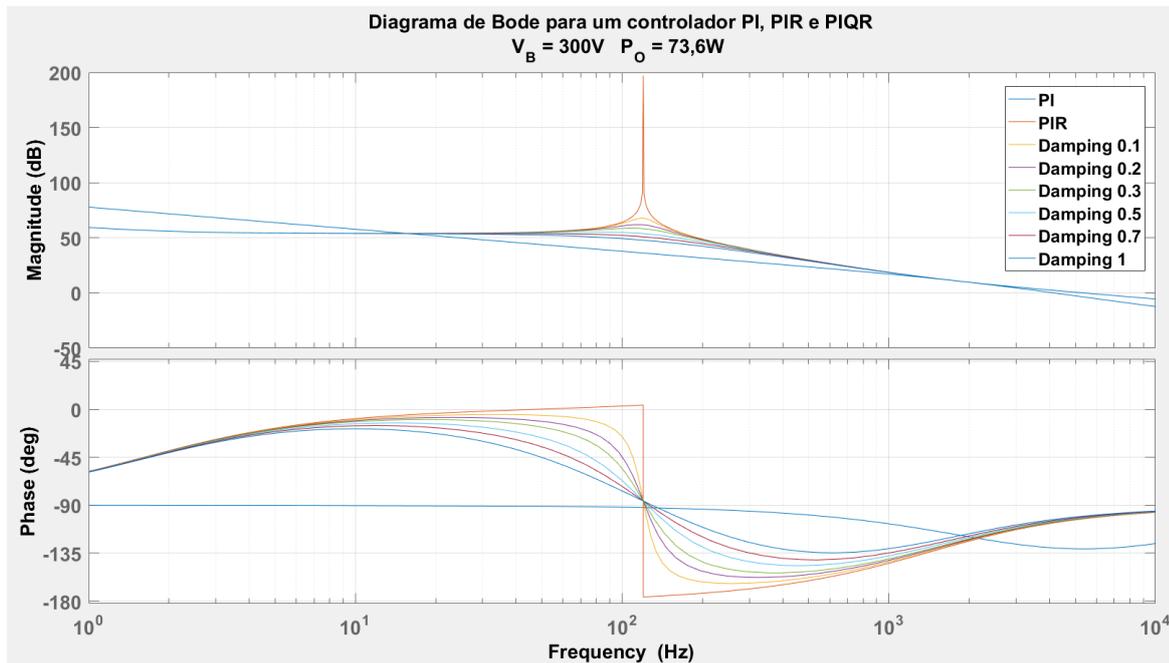
Figura 4.48 – Bode do controlador PIQR aplicado a planta do Caso 6, para todos *damping*.



Fonte: Autor

Para melhor visualizar todos os controladores para esse caso, foi aplicado todos os três controladores em um só diagrama de Bode, como mostra Figura 4.49.

Figura 4.49 – Bode dos controladores PI, PIR e PIQR para o Caso 6.



Fonte: Autor

Ao aplicar os controladores para a Eq.4.21 foi recolhido os dados referente a cada controlador. Na Tabela 4.12 é mostrada a margem de ganho, de fase e frequência de corte para os controladores PI, PIR e PIQR.

Tabela 4.12 – Dados dos controladores para o caso 6

Dados Bode	$V_B = 300 \text{ V}$ $V_o = 36,8 \text{ V}$ PI	$V_B = 300 \text{ V}$ $V_o = 36,8 \text{ V}$ PIR	$V_B = 300 \text{ V}$ $V_o = 36,8 \text{ V}$ PIQR com variação do damping					
			0.1	0.2	0.3	0.5	0.7	1
			M.F.	55,9°	56°	56,6°	57,2°	57,8°
M.G.	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita	infinita
F.C. (kHz)	2,16	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18	2,18

Fonte: Autor

4.8 AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS

Nesta seção serão apresentados os resultados comparativos de todas as tensões de barramento e diferentes potências. Observando assim o comportamento dos controladores em diferentes casos. Para melhor observar os parâmetros do conversor para diferentes casos e diferentes controladores, podem-se observar esses dados conforme a Tabela 4.13.

Nesta tabela contém também a variação da tensão de barramento na frequência de 120 Hz.

Tabela 4.13 – Dados do conversor e variações da tensão de barramento na frequência de 120Hz

Caso	V_B (V)	V_o (V)	P_o (W)	ΔV_B (V) M.A.	ΔV_B (V) PI	ΔV_B (V) PIR	ΔV_B (V) PIQR <i>damping</i> 0.5
1	100	35	34,88	2,2	21	30	30
2	200	35	34,88	4,6	46	90	90
3	300	35	34,88	7	65	140	140
4	100	36,8	73,6	2,4	25	31	31
5	200	36,8	73,6	4,6	50	90	90
6	300	36,8	73,6	7	65	140	140

Fonte: Autor

Onde: ΔV_B M.A. é a ondulação da tensão de barramento para o conversor operando em malha aberta, que garante atender a norma IEEE 1789.

ΔV_B PI é a ondulação máxima da tensão de barramento para o conversor operando em malha fechada, que o controlador PI garante para atender a norma IEEE 1789.

ΔV_B PIR é a ondulação máxima da tensão de barramento para o conversor operando em malha fechada, que o controlador PIR garante para atender a norma IEEE 1789.

ΔV_B PIQR é a ondulação máxima da tensão de barramento para o conversor operando em malha fechada, que o controlador PIQR com *damping* de 0.5 garante para atender a norma IEEE 1789.

Outro dado importante é o quanto de redução percentual da capacitância de barramento foi possível reduzir em cada um dos casos para diferentes controladores, esses dados pode ser observado na Tabela 19.

Tabela 4.14 – Redução do capacitor de barramento para diferentes controladores

Caso	V_B (V)	P_o (W)	Redução % utilizando PI	Redução % utilizando PIR	Redução % utilizando PIQR
1	100	34,88	89,5	92,6	92,6
2	200		90	94,88	94,88
3	300		89,23	95	95
4	100	73,6	90,4	92,25	92,25
5	200		90,8	94,88	94,88
6	300		89,23	95	95

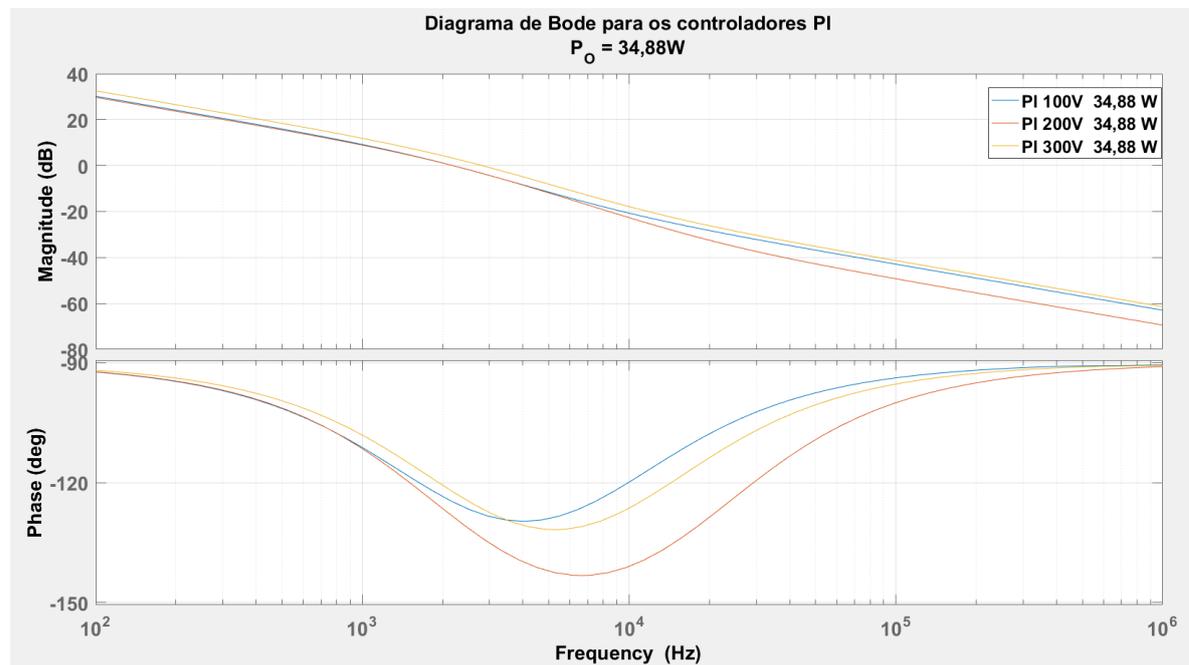
Fonte: Autor

Para todos os casos, para maiores tensões de barramento obtêm-se maiores ondulações, o que já é esperado. Pois a ondulação é percentual, logo quanto maior a tensão de barramento maior será a ondulação de barramento, porém o valor percentual se mantém próximos. Utilizar tensões de barramento maiores, implica em uma maior redução da capacitância de barramento, isso implica por ter um valor de ΔV_B maior.

Outro comportamento observado é que a eficácia quanto à redução do capacitância de barramento aplicando um controlador do tipo Proporcional Integral é menor que todos os outros. Isso acontece por que os controladores ressonantes possuem maior ganho associado a frequência da ondulação (120Hz). A maior redução do capacitor de barramento obtida por esse controlador é de 90,8%, sendo que utilizando o PIR e o PIQR foi possível obter um valor percentual maior que os alcançados nos controladores PI. Ainda os resultados obtidos tanto com o PIR quanto com o PIQR foram muito similares.

Após obter esses dados, foi feito uma análise no diagrafe de Bode. Esse Bode se deu para observar o comportamento das plantas e ter um comparativo para diversas situações. Como pode ser visto na Figura 4.50, é mostrado todas os controladores PI para a potência de 34,88W.

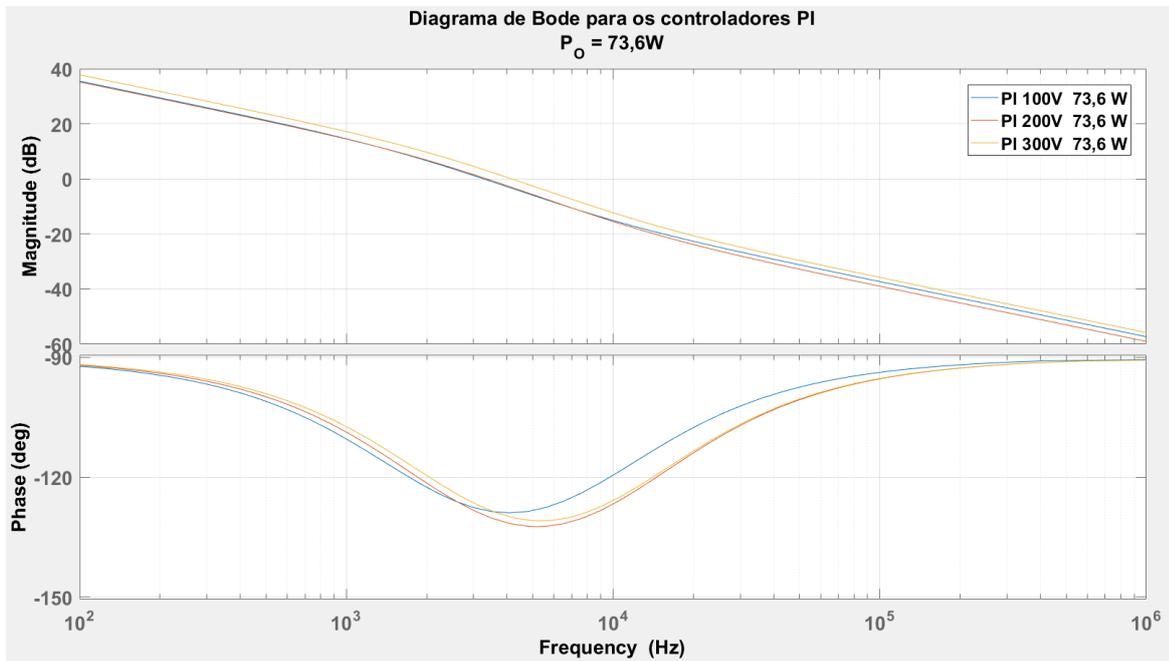
Figura 4.50 – Bode dos controladores PI para uma potência de 34,88W.



Fonte: Autor

O PI para uma tensão de barramento de 300 V tem um ganho maior que os demais, o que implica que pode ser aumentado o ΔV_B e enquanto o ΔI_o se mantém. Isso implica com que seja possível reduzir o valor da capacitância de barramento, tendo uma maior redução que as demais tensões de barramento. O mesmo comportamento pode ser observado para o *driver* com maior potência como está representado na Figura 4.51.

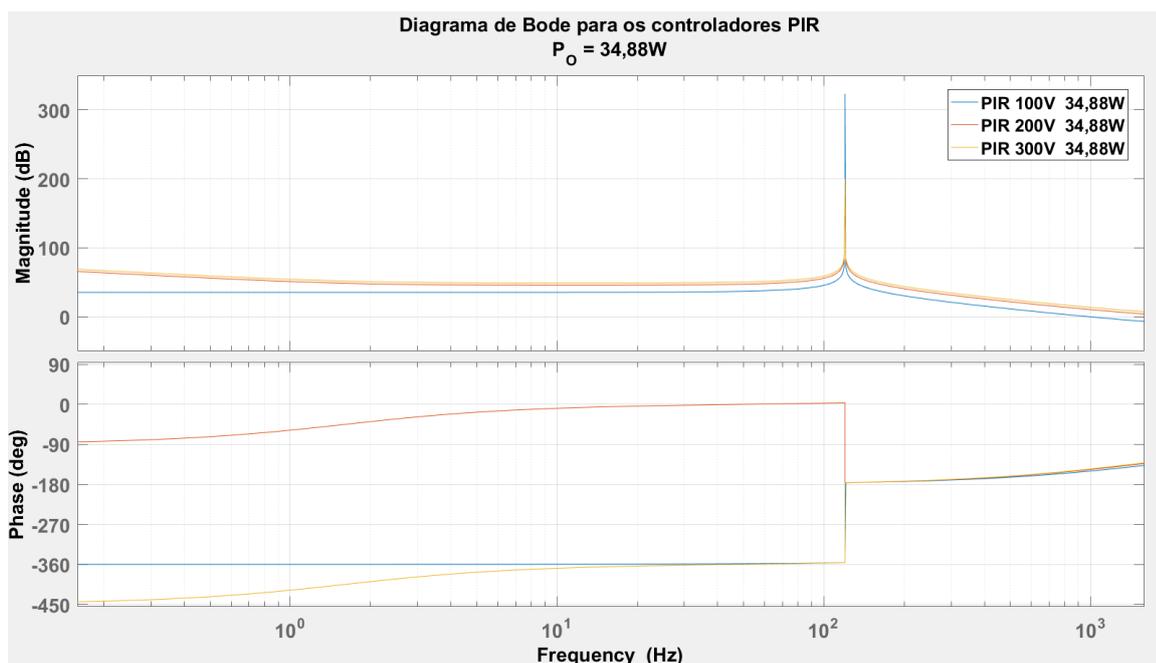
Figura 4.51 – Bode dos controladores PI para uma potência de 73,6W.



Fonte: Autor

Como pode ser observado nos Figuras 4.50 e 4.51, um dos comportamentos que pode ser observado que difere os controladores é o ganho da planta. O Bode a ser analisado é o dos controladores PIR para diferentes tensões de barramento, para uma potência de 34,88W. Esse comportamento pode ser observado a partir da Figura 4.52.

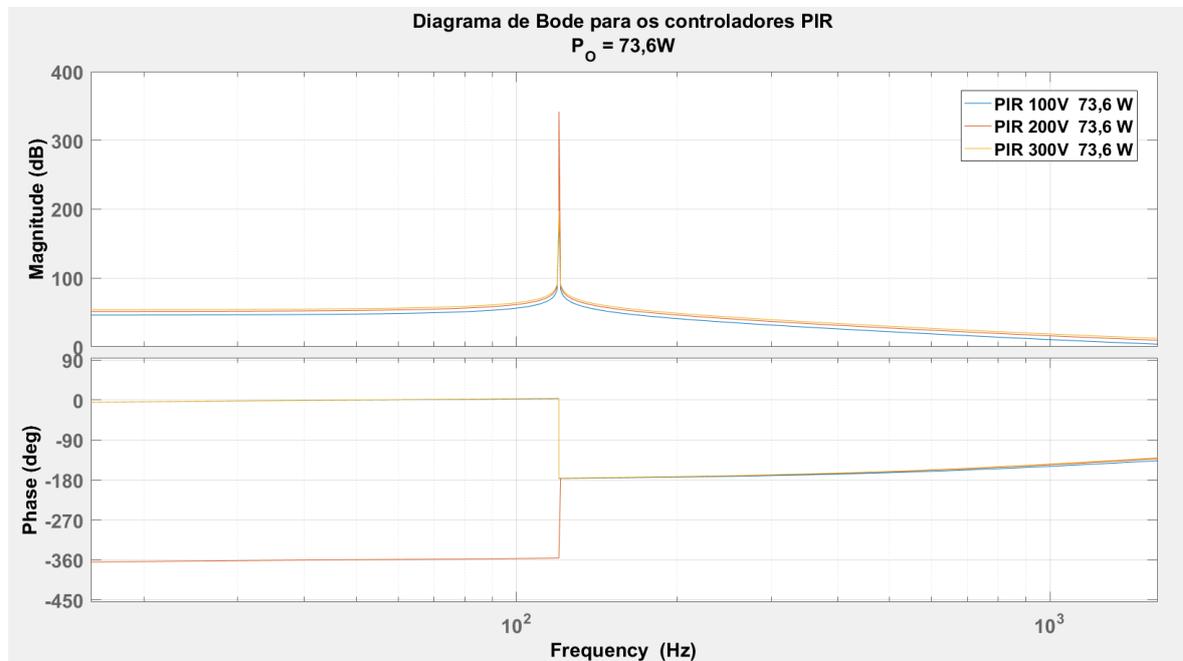
Figura 4.52 – Bode dos controladores PIR para uma potência de 34,88W.



Fonte: Autor

A mesma análise foi feita para os controladores PIR para uma potência de 73,6. Na Figura 4.53 pode ser observado o comportamento desses controladores.

Figura 4.53 – Bode dos controladores PIR para uma potência de 73,6W.

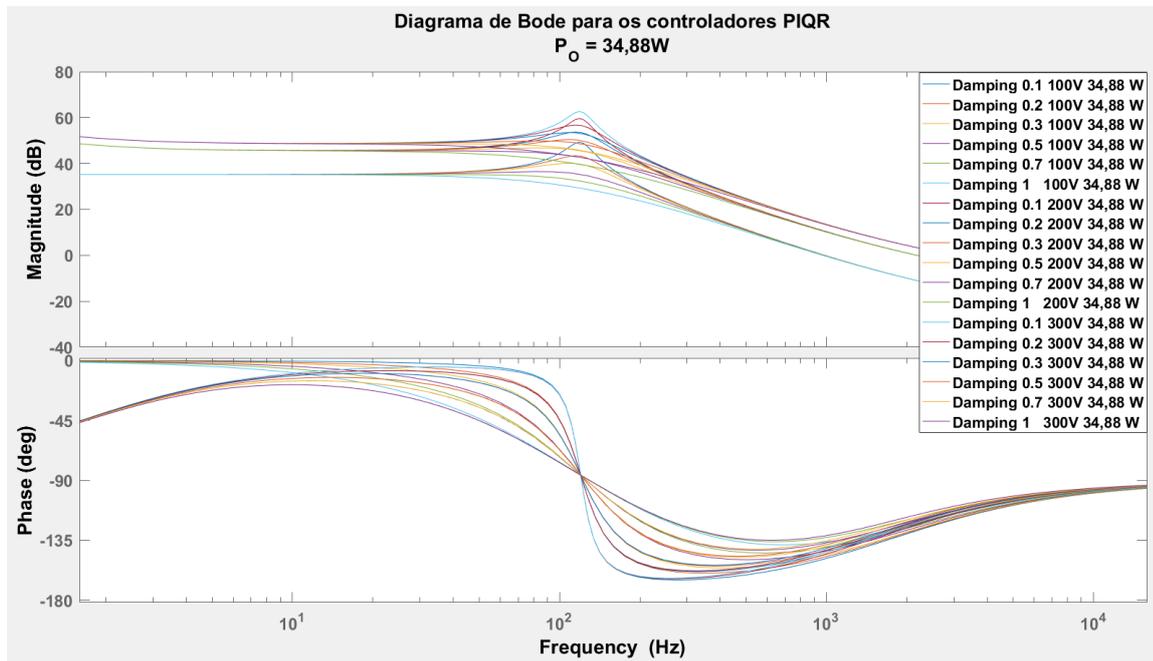


Fonte: Autor

Um ponto a ser analisado é que no controlador PIR para uma tensão de barramento de 200V, se difere no diagrama de fase desses controladores, isso se dá pelo local onde se situa os zeros da planta. Como pode ser observado o ganho em 120 Hz de cada um dos PIR é infinito, idealmente essa característica garante erro nulo em regime permanente para uma dada referência. Novamente pode ser visto que o sistema com maior valor de tensão de barramento apresenta maior ganho. O que implica na maior redução do valor da capacitância de barramento.

Ultima análise para uma mesma potência é o controlador PIQR. Onde o quase ressonante não tem ganho infinito em 120 Hz. Implica que não tem erro nulo na frequência 120 Hz em regime permanente. No entanto o ganho desse controlador pode ser o suficiente que garanta redução do capacitância de barramento. São apresentados todos os PIQR simulados para diferentes valores de *damping*. O valor desses *damping* esta relacionado ao ganho do PIQR em 120 Hz. Quanto maior o *damping* menor o ganho nessa frequência. Onde pode-se observar para a potência de 34,88 W os controladores da Figura 4.54.

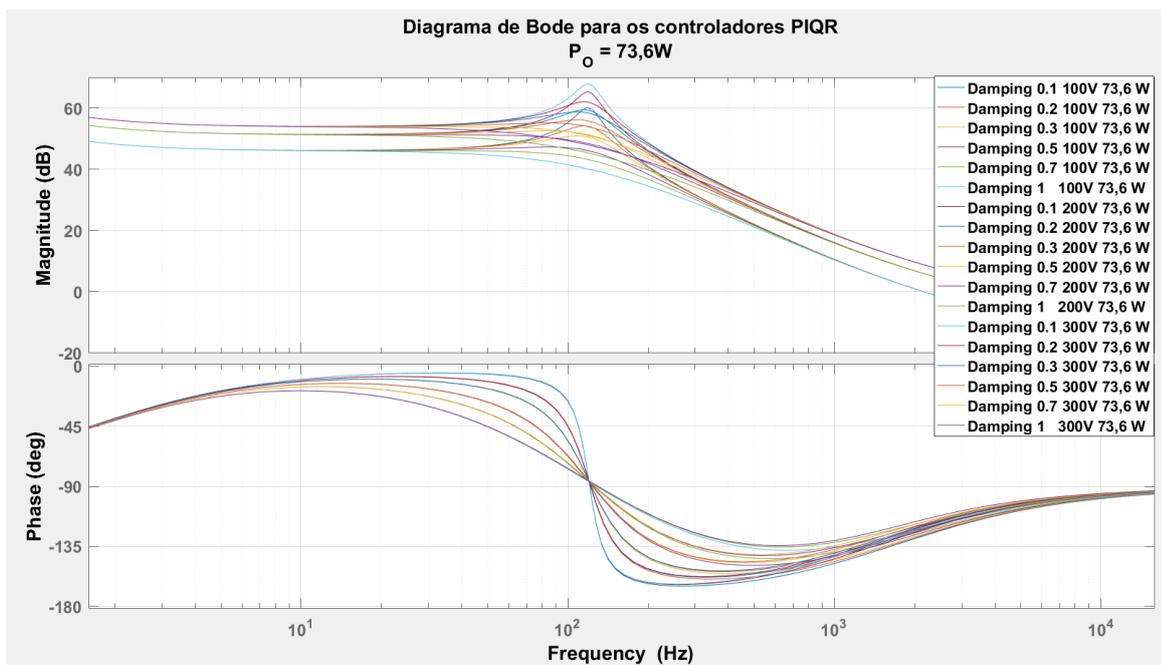
Figura 4.54 – Bode dos controladores PIQR para uma potência de 34,88W.



Fonte: Autor

Na Figura 4.55, pode-se observar o comportamento dos controladores PIQR para uma potência de 73,6W.

Figura 4.55 – Bode dos controladores PIQR para uma potência de 73,6W.



Fonte: Autor

Embora o ganho em 120 Hz do PIQR não seja infinito, foi observado que a redução

da capacitância de barramento proporcionada pela aplicação desse compensador é muito similar aquela obtida pelo controlador PIR, considerando para um *damping* de até 0.5.

5 CONCLUSÃO

As lâmpadas LEDs são amplamente utilizadas pelas suas características de vida útil elevada. Porém só é valido se o driver que aciona esse diodo emissor de luz, também atende os quesitos para uma maior vida útil. Para isso é utilizado o controle para esses conversores para a redução da capacitância de barramento, para a substituição dos capacitores eletrolíticos por um com tecnologia de maior vida útil.

Este trabalho propõe a redução dessa capacitância com a utilização de três controladores PI, PIR e PIQR. Esses controladores são propostos no intuito de garantir que a ondulação da corrente de saída mantenha uma referência. O controlador PI garante que a ondulação na frequência de 0Hz se mantenha enquanto o ressonante garante que a ondulação em 120Hz mantenha a referência garantindo erro nulo nessa frequência.

Para a execução dos *drivers* utilizados em iluminação, têm que ser atendido as normas IEC 61000-3-2 Classe C e a IEEE 1789. Onde é controlado o nível máximo de harmônicos absorvidos pela rede e na segunda norma regula o nível máximo e mínimo da ondulação do *ripple* da corrente de saída do driver.

Dentre os controladores utilizados para diferentes tensões de barramento e diferentes potências, foi possível obter uma redução percentual da capacitância de barramento. A menor redução obtida foi para um controlador PI, obtendo uma redução de 89,23%. A maior redução foi obtida com a utilização dos controladores PIR e PIQR, conseguindo uma redução de 95%.

O que pôde ser observado que quanto maior a tensão de barramento para diferentes controladores é possível obter uma maior redução na capacitância de barramento. Isso se dá pela ondulação e a redução da capacitância de barramento ser percentuais. Como nessas tensões maiores o ganho na frequência de 120Hz é maior foram obtidas reduções maiores que os de tensão de barramento menores, por propiciar uma ondulação maior no barramento e manter a corrente de saída e garantir que seja atendida a norma IEEE 1789.

Foi possível fazer a análise dos controladores para diferentes tensões de barramento e diferentes potências. Comparativo de compensadores no intuito de observar se para diferentes casos, era mantido tanto o controlador quanto a redução percentual da capacitância de barramento. Todos os dados obtidos através de simulações se mantiveram próximos, assim tendo uma melhor visão para diferentes casos para um mesmo modelo de conversor.

REFERÊNCIAS

61000-3-2, I. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16A per phase). 2005.

ABNT, A. B. d. N. T. NBR 16026: 2012 - Dispositivo de controle eletrônico C.C. ou C.A. para módulos de LED - Requisitos de Desempenho. Primeira edição, 2012.

ACCARDI, A.; DODONOV, E. Ensure long lifetime from electrolytic capacitors: A case study in LED Light Bulbs. **Application note 5591**, 2013. ISSN MAXIM, INTEGRATED.

Agarwal, N. et al. Lifetime monitoring of electrolytic capacitor to maximize earnings from grid-feeding pv system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 11, p. 7049–7058, Nov 2016. ISSN 0278-0046.

Alemi, P.; Jeung, Y.; Lee, D. Dc-link capacitance minimization in t-type three-level ac/dc/ac pwm converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1382–1391, March 2015. ISSN 0278-0046.

Almeida, P. S. et al. Integrated sepic buck-boost converter as an off-line led driver without electrolytic capacitors. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4551–4556. ISSN 1553-572X.

Alonso, J. M. et al. A long-life high-power-factor hps-lamp led retrofit converter based on the integrated buck-boost buck topology. In: **IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2860–2865. ISSN 1553-572X.

_____. Reducing storage capacitance in off-line led power supplies by using integrated converters. In: **2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–8. ISSN 0197-2618.

BENDER, V. C. Metodologia de projeto eletrotérmico de LEDs aplicada ao desenvolvimento de sistemas de iluminação pública. **Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) ? Universidade Federal de Santa Maria**, 2012.

BULLOUGH, J. D. Lighting answers: LED Lighting Systems. National Lighting Product Information Program. 2003.

CAMPONOGARA, D. Desenvolvimento de Topologias com Redução do Processamento Redundante de Energia para Acionamento de LEDs. **Tese (Doutorado)**, 2015.

CHEMI-CON, M. A. E. C. K. S. U. Folha de especificações CAT.No.E1001R. 2018.

Chen, W.; Hui, S. Y. R. Elimination of an electrolytic capacitor in ac/dc light-emitting diode (led) driver with high input power factor and constant output current. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 3, p.1598–1607, March 2012. ISSN 0885-8993.

Cosetin, M. R. et al. Dimmable single-stage sepic-buck converter for led lighting with reduced storage capacitor. In: **2014 IEEE Industry Application Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–7. ISSN 0197-2618.

_____. Single-stage sepic-buck converter for led lighting with reduced storage capacitor. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4597–4603. ISSN 1553-572X.

Da Fonseca, Z. P. et al. Single-stage high power factor converter without electrolytic capacitors to drive power leds. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 757–762. ISSN 1553-572X.

ECP. [S.l.], 2018. Disponível em: <<https://http://www.ecp.com.br>>.

EIA, I. S. . A.; U.S., E. I. A. [S.l.], 2007. Disponível em: <<https://www.osram.com.br>>.

_____. **2012 Comercial Buildings Energy Consumption Survey: Energy Usage Summary**. [S.l.], 2012. Disponível em: <<https://www.eia.gov/consumption/commercial/reports/2012/energyusage>>.

EPCOS. Aluminum electrolytic capacitors, single ended capacitors. **Folha de especificações B43890**, 2012.

Gu, L. et al. Means of eliminating electrolytic capacitor in ac/dc power supplies for led lightings. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1399–1408, May 2009. ISSN 0885-8993.

HAN, L.; NARENDRAN, N. Desenvolvimento de Topologias com Redução do Processamento Redundante de Energia para Acionamento de LEDs. **Power Electronics, IEEE Transaction on**, v. 26, n. 8, p. 2249–2257, 2011. ISSN 0885-8993.

INMETRO PORTARIA N° 478, d. . d. o. d. . Consulta pública: Regulamento Técnico de Qualidade para Luminárias para Lâmpadas de Descarga e LED - Iluminação Pública Viária. 2018.

JAEHEE, C. et al. White light-emitting diodes: History, progress and future. 2017.

Krein, P. T.; Balog, R. S.; Mirjafari, M. Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4690–4698, Nov 2012. ISSN 0885-8993.

Lam, J. C. W.; Jain, P. K. A high power factor, electrolytic capacitor-less ac-input led driver topology with high frequency pulsating output current. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 943–955, Feb 2015. ISSN 0885-8993.

Lehman, B.; Wilkins, A. J. Designing to mitigate effects of flicker in led lighting: Reducing risks to health and safety. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 1, n. 3, p. 18–26, Sep. 2014. ISSN 2329-9207.

LUMILEDS, . P. [S.l.], 2010. Disponível em: <https://ritelites.com/yahoo_site_admin/assets/docs/WP_on_LED_life.3482523.pdf>.

LUZ, P. C. V. Controle Ressonante Aplicado à Redução de Capacitância de Barramento em Conversores com Estágios de Potência Integrados para Alimentação de LEDs a Partir da Rede CA. **Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) ? Universidade Federal de Santa Maria**, 2017.

Menke, M. F.; Seidel, . R.; Tambara, R. V. Llc led driver small-signal modeling and digital control design for active ripple compensation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 387–396, Jan 2019. ISSN 0278-0046.

MOUSER ELECTRONICS, P. C. B. M. P. F. C. K. C. Folha de especificação - C4AQLBU5100A1XK. 2018.

Pinto, R. A. et al. Compact emergency lamp using power leds. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 4, p. 1728–1738, April 2012. ISSN 0278-0046.

POMILIO, J. A. **Fontes Chaveadas**. [S.l.], 2018. Disponível em: <<http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it505-fontes-chaveadas>>.

Soares, G. M. et al. Capacitance minimization in offline led drivers using an active-ripple-compensation technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 3022–3033, April 2017. ISSN 0885-8993.

_____. _____. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 3022–3033, April 2017. ISSN 0885-8993.

Soares, G. M.; Alonso, J. M.; Braga, H. A. C. Investigation of the active ripple compensation technique to reduce bulk capacitance in offline flyback-based led drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 6, p. 5206–5214, June 2018. ISSN 0885-8993.

Wang, B. et al. A method of reducing the peak-to-average ratio of led current for electrolytic capacitor-less ac/dc drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 592–601, March 2010. ISSN 0885-8993.

Wang, S. et al. A flicker-free electrolytic capacitor-less ac/dc led driver. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4540–4548, Nov 2012. ISSN 0885-8993.

Wang, Y.; Alonso, J. M.; Ruan, X. A review of led drivers and related technologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5754–5765, July 2017. ISSN 0278-0046.

ZHOU, Y. et al. Prognostics and System Health Management (PHM). **2012 IEEE Conference**, p. 1–5, 2012. ISSN 2166-563X.