

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

NIWTON GABRIEL FELICIANI DOS SANTOS

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DO CONTROLE DE TENSÃO DE UM
RETIFICADOR MONOFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE ONDULAÇÃO
DE BAIXA FREQUÊNCIA UTILIZANDO CAPACITORES DE ALTA
DURABILIDADE PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS**

**Alegrete
2017**

NIWTON GABRIEL FELICIANI DOS SANTOS

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DO CONTROLE DE TENSÃO DE UM
RETIFICADOR MONOFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE ONDULAÇÃO
DE BAIXA FREQUÊNCIA UTILIZANDO CAPACITORES DE ALTA
DURABILIDADE PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Jumar Luís Russi

Coorientador: Guilherme Sebastião da Silva

**Alegrete
2017**

F314e Feliciani, Niwton Gabriel.

Estudo e Desenvolvimento do Controle de Tensão de um Retificador Monofásico com Compensação Ativa de Ondulação de Baixa Frequência Utilizando Capacitores de Alta Durabilidade para Alimentação de LEDs / Niwton Gabriel Feliciani dos Santos. 1. Ed. 159 p. : il.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) -- Universidade Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2017.

"Orientação: Jumar Luís Russi".

"Coorientação: Guilherme Sebastião da Silva".

1. Alta Durabilidade. 2. Controle de Tensão. 3. LEDs de Potência. 4. Ondulação de Baixa Frequência. 5. Retificador Monofásico com Compensação Ativa. I. Título.

NIWTON GABRIEL FELICIANI DOS SANTOS

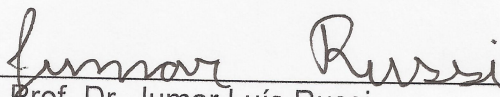
**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DO CONTROLE DE TENSÃO DE UM
RETIFICADOR MONOFÁSICO COM COMPENSAÇÃO ATIVA DE ONDULAÇÃO
DE BAIXA FREQUÊNCIA UTILIZANDO CAPACITORES DE ALTA
DURABILIDADE PARA ALIMENTAÇÃO DE LEDS**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Engenharia
Elétrica da Universidade Federal do
Pampa, como requisito parcial para
obtenção do Título de Bacharel em
Engenharia Elétrica.

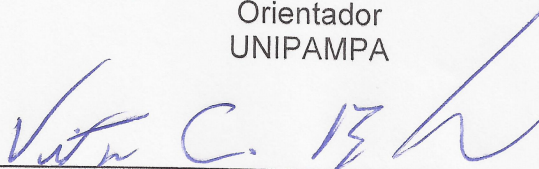
Área de Concentração: Eletrônica de
Potência

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 29 de novembro de
2017.

Banca examinadora:



Prof. Dr. Jumar Luís Russi
Orientador
UNIPAMPA



Prof. Dr. Vitor Cristiano Bender
UNIPAMPA



Prof. Me. Paulo César Comassetto de Aguirre
UNIPAMPA

Aos meus pais Aristotilde (in memoriam) e Eroni e à minha irmã Ana Márcia, a tríade que tornou isto possível.

AGRADECIMENTOS

Ao meu pai Aristotilde (*in memoriam*), que tornou isto possível desde o primeiro dia. *How I wish you were here.*

À minha mãe Eroni e à minha irmã Ana Márcia, as mulheres da minha vida, pelo amor, carinho e apoio incondicional nas horas difíceis.

Aos meus grandes amigos Cirano, Matheus, Rafael e Victor, por confiarem a mim suas vidas. Vocês fazem parte de tudo isto.

Aos meus primos Lorenço e Julia, os quais estão comigo desde sempre e para sempre estarão, mesmo a distância.

Aos meus amigos de infância Liebert e Sávio e suas famílias. Nosso laço não é sanguíneo, porém é tão forte quanto.

Ao meu cunhado Maurício e ao meu sobrinho Lusardo, aos meus avós Darcy Niwton e Hildegardes (*in memoriam*) e aos demais familiares e amigos que de alguma forma contribuíram para que isto acontecesse, o meu muito obrigado.

Aos meus orientadores Guilherme da Silva e Jumar Russi, pela paciência, dedicação e ensinamentos que possibilitaram o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também os professores Felipe Grigoletto e Marcelo Durgante pela atenção e ajuda em diversas ocasiões, as quais contribuíram para o meu êxito.

Aos colegas Dimas e Felipe, minha gratidão pelos momentos de ajuda e descontração e experiências compartilhadas.

Aos demais professores que tive o prazer de conhecer, pelo convívio, conversas e ensinamentos ao longo do curso.

À Universidade Federal do Pampa, seu corpo docente, direção, administração e alunos, pela oportunidade recebida, tratamento ético e ambiente criativo e amigável proporcionado nestes anos de imensa aprendizagem.

À Força.

“Existe uma teoria que diz que, se um dia alguém descobrir exatamente para que serve o Universo e por que ele está aqui, ele desaparecerá instantaneamente e será substituído por algo ainda mais estranho e inexplicável. Existe uma segunda teoria que diz que isso já aconteceu”.

Douglas Adams

RESUMO

Diante do avanço da tecnologia, os conversores estáticos ganharam destaque quanto à sua longevidade, visando às aplicações que necessitam de uma fonte de alimentação mais durável, como iluminação utilizando LEDs, por exemplo. Nesses equipamentos, quanto menor for o nível de ondulação de tensão desejado, maior será o valor da capacitância, impondo o uso de capacitores eletrolíticos, cuja vida útil é baixa em comparação aos demais elementos. Atualmente, existem inúmeras alternativas para a solução deste problema, porém as limitações são diversas devido aos custos e níveis de ondulação. Este trabalho visa o desenvolvimento do controle de tensão dos estágios de conversão de um retificador monofásico com compensação ativa acoplado a um filtro LC e a um conversor *buck*, respectivamente, utilizados para alimentar uma carga composta por 160 LEDs, que totalizam 288 W. A topologia é dimensionada e modelada via espaço de estados considerando o modelo simplificado de um diodo emissor de luz e destina-se à redução das capacitâncias, mantendo baixos níveis de ondulação de tensão e corrente, permitindo o emprego de capacitores de alta durabilidade. São projetados três sistemas de controle em malha fechada, além do controle em malha aberta, a fim de se realizar um estudo comparativo em termos do fator de potência e do conteúdo harmônico. Com o controlador PI clássico, os níveis de ondulação de tensão obtidos nas duas etapas respeitam as especificações e são inferiores a 5,02%, com um fator de potência igual a 0,743 e THD da corrente de entrada igual a 77,29%, enquanto que nos demais casos as variações são maiores que 5,88%. Os valores de capacitância utilizados são iguais e inferiores a 50 μF e a variação da corrente de alimentação dos LEDs é da ordem de 6,4%. Para um retificador em ponte completa obter o mesmo nível de projeto definido para a saída da primeira etapa, seria necessária uma capacitância de 216 μF . Porém, não há o completo atendimento à norma IEC 61000-3-2, referente a equipamentos de iluminação. Formas de onda das simulações e demais resultados são apresentados a fim de validar este estudo.

Palavras-chave: Alta Durabilidade. Controle de Tensão. LEDs de Potência. Ondulação de Baixa Frequência. Retificador Monofásico com Compensação Ativa.

ABSTRACT

Regarding technology advances, static converters have gained prominence over their longevity, targeting applications that require a more durable power supply, such as LED lighting, for example. In these devices, the lower desired voltage ripple level, the greater capacitance value, imposing the use of electrolytic capacitors, whose useful life is lower in comparison to the other elements. Currently, there are numerous alternatives for solving this problem, but the limitations are diverse due to the costs and ripple levels. This work aims the development of the voltage control of the conversion stages of a single-phase rectifier with active compensation coupled to a LC filter and a *buck* converter, respectively, used to power a load consisting of 160 LEDs, totaling 288 W. The topology is designed and modeled in state space considering the simplified model of a light emitting diode and is designed to reduce capacitances, maintaining low levels of voltage and current ripples in the load, thus allowing the use of high durability capacitors. Three closed-loop control systems are designed, in addition to the open-loop control, in order to perform a comparative study in terms of the power factor and harmonic content. With the classic PI controller, the voltage ripple levels obtained in the two steps meet specifications and are lower than 5.02%, with a power factor equal to 0.743 and THD of the input current equal to 77.29%, while for the other cases the variations are greater than 5.88%. The capacitance values used are equal and less than 50 μF and the variation of the current supplied to the LEDs is about 6.4%. For a full-bridge rectifier to achieve the same levels at the first stage output, a capacitance of 216 μF would be required. However, there is no complete compliance to the IEC 61000-3-2, standard for lighting equipment. Simulations waveforms and other results are presented in order to validate this study.

Keywords: High Durability. Low Frequency Ripple. Power LEDs. Single-Phase Rectifier with Active Compensation. Voltage Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Iluminação do Ginásio Municipal de Mogi das Cruzes, São Paulo. (a) Resultado do projeto. (b) Projetor LED Modular utilizado.	41
Figura 2 – Cargas lineares e não lineares conectadas à rede pública de energia elétrica e suas formas de onda.	42
Figura 3 – Representação do conteúdo harmônico da corrente de entrada de um retificador genérico.	42
Figura 4 – Partes construtivas que compõem um capacitor típico.	45
Figura 5 – Vida útil de diferentes modelos de capacitores.	46
Figura 6 – Circuito simplificado do estágio PC modelado.	49
Figura 7 – Retificador monofásico de onda completa em ponte completa. (a) Topologia. (b) Semiciclo positivo e (c) semiciclo negativo da rede.	52
Figura 8 – Formas de onda das tensões do circuito retificador.	52
Figura 9 – Configurações de conversores híbridos com saída em (a) tensão (V_{out}) e (b) corrente (I_{out}).	53
Figura 10 – Filtro passa-baixa ressonante ideal. (a) Configuração LC. (b) Diagrama de Bode considerando R_L	55
Figura 11 – Características do conversor <i>buck</i> . (a) Topologia. (b) Corrente do indutor para o MCC.	56
Figura 12 – Funcionamento do conversor <i>buck</i> . (a) Estágio 1 e (b) estágio 2.	56
Figura 13 – Disposição da topologia CA-CC-CC estudada.	58
Figura 14 – Funcionamento do arranjo final. Condução da chave S_1	59
Figura 15 – Funcionamento do arranjo final. Bloqueio da chave S_1	59
Figura 16 – Formas de onda obtidas utilizando $\{V_{C1}, V_{CF}\} = V_P$. (a) Tensões idealizadas. (b) Comportamento dos sinais de controle em um período.	61
Figura 17 – Formas de onda obtidas utilizando $\{V_{C1}, V_{CF}\} > V_P$. (a) Tensões idealizadas. (b) Comportamento dos sinais de controle em um período.	62
Figura 18 – Forma de onda da variação de corrente no indutor L_C	68
Figura 19 – Disposição reorganizada da topologia CA-CC-CC estudada.	71
Figura 20 – Modelo elétrico simplificado de um LED.	77
Figura 21 – Comportamento real e simplificado da curva V-I de um LED.	78
Figura 22 – Curva V-I do LED de potência LM561B.	80

Figura 23 – Configuração da carga. (a) Associação mista. (b) Arranjo equivalente simplificado proposto.	80
Figura 24 – Funcionamento da primeira etapa de conversão. (a) Estágio 1 e (b) estágio 2.	84
Figura 25 – Resposta a um degrau de 0,005 na razão cíclica.	93
Figura 26 – Resposta a um degrau de -0,005 na razão cíclica.	93
Figura 27 – Resposta a um degrau de 0,005 na razão cíclica.	95
Figura 28 – Representação do sistema de controle em malha aberta.....	99
Figura 29 – Diagrama de blocos do controle em malha fechada proposto.	100
Figura 30 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente.	101
Figura 31 – Lugar geométrico das raízes da planta $G_{id}(s)$	103
Figura 32 – Resposta da $FTMF_{NCi}$ e do erro e_{NCi} a um degrau unitário.....	105
Figura 33 – Resposta da $FTMF_{CiP}$ e do erro e_{CiP} a um degrau unitário.	107
Figura 34 – Lugar geométrico das raízes de um controlador PI.	109
Figura 35 – Representação do diagrama de Bode da $FTMA_{CiPI}$	114
Figura 36 – Representação do diagrama de Bode da $FTMA_{CiPI*}$	114
Figura 37 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão.....	116
Figura 38 – Lugar geométrico das raízes da planta $G_{vi}(s)$	117
Figura 39 – Representação do diagrama de Bode da $FTMA_{CvPI}$	120
Figura 40 – Topologia CA-CC-CC simulada no software PSIM®.	124
Figura 41 – Sistema em malha aberta simulado no software PSIM®.....	126
Figura 42 – Sistemas de controle em malha fechada simulados no PSIM®	126
Figura 43 – Tensão de saída da primeira etapa de conversão utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.....	128
Figura 44 – Tensão do compensador capacitivo utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.	131
Figura 45 – Tensão de saída da segunda etapa utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.	133
Figura 46 – Corrente de saída da segunda etapa utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.	134
Figura 47 – Razão cíclica moduladora da chave S_1 utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.	136

Figura 48 – Corrente elétrica e tensão de entrada utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.....	138
Figura 49 – Resultados obtidos com a elevação da tensão da rede. (a) Corrente do indutor ideal L_F e (b) tensão do capacitor C_F	140
Figura 50 – Resultados obtidos com a utilização da técnica PFC. (a) Corrente elétrica de entrada e (b) tensão do capacitor C_F	143
Figura 51 – Retificador monofásico simulado no software PSIM®.....	144
Figura 52 – Resultados da simulação do retificador monofásico. (a) Tensões e corrente de saída. (b) Tensão e corrente da rede elétrica.	145

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre um capacitor eletrolítico e um de filme.....	47
Tabela 2 – Parâmetros especificados para a modelagem dos elementos.	63
Tabela 3 – Erro estacionário em função da constante K	122
Tabela 4 – Parâmetros especificados na simulação.	125
Tabela 5 – Parâmetros das $FTMA_{Ci}$ e dos controladores de corrente.	127
Tabela 6 – Distorção harmônica da corrente de entrada.	141

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	–	Agência Nacional de Energia Elétrica
AT	–	Alta Tensão
BT	–	Baixa Tensão
CA	–	Corrente Alternada
CC	–	Corrente Contínua
COBEP	–	Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência
CRI	–	<i>Color Rendering Index</i>
DC	–	<i>Direct Current</i>
EMI	–	<i>Electromagnetic Interference</i>
FET	–	<i>Field Effect Transistor</i>
FFT	–	<i>Fast Fourier Transform</i>
FP	–	Fator de Potência
FT	–	Função de Transferência
IEA	–	<i>International Energy Agency</i>
IEC	–	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	–	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LC	–	Indutivo-Capacitivo
LCL	–	Indutivo-Capacitivo-Indutivo
LED	–	<i>Light Emitting Diode</i>
LGR	–	Lugar Geométrico das Raízes
LK	–	Leis de Kirchhoff
MA	–	Malha Aberta
MCC	–	Modo de Condução Contínua
MCCR	–	Modo de Condução Crítica
MCD	–	Modo de Condução Descontínua
MF	–	Malha Fechada
MOSFET	–	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
ONU	–	Organização das Nações Unidas
P	–	Proporcional
PAC	–	Ponto de Acoplamento Comum
PC	–	<i>Power Control</i>

PFC	–	<i>Power Factor Correction</i>
PI	–	Proporcional-Integral
PI*	–	Proporcional-Integral Modificado
PID	–	Proporcional-Integral-Derivativo
PRODIST	–	Procedimentos de Distribuição
PWM	–	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	–	<i>Root Mean Square</i>
SEP	–	Sistema Elétrico de Potência
SHE	–	<i>Selective Harmonic Elimination</i>
SHM	–	<i>Selective Harmonic Mitigation</i>
THD	–	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TJB	–	Transistor de Junção Bipolar
TVF	–	Teorema do Valor Final
V-I	–	Tensão-Corrente

LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta I_{LC}(\%)$	–	Varição da corrente do indutor de carregamento
$\Delta I_{LF}(\%)$	–	Varição da corrente do indutor do filtro LC ideal
$\Delta I_{Lo}(\%)$	–	Varição da corrente do indutor do conversor <i>buck</i>
Δi_{RLED}	–	Varição da corrente do LED LM561B
Δt	–	Varição temporal
$\Delta v_{C1}(\%)$	–	Varição da tensão do capacitor de compensação
$\Delta V_{CF}(\%)$	–	Varição da tensão do capacitor do filtro LC ideal
$\Delta V_{Co}(\%)$	–	Varição da tensão do capacitor do conversor <i>buck</i>
Δv_{RLED}	–	Varição da tensão do LED LM561B
η	–	Eficiência do conversor <i>buck</i>
η_{global}	–	Eficiência global do sistema
θ_1	–	Ângulo de defasagem entre tensão e corrente
Φ_{Crt}	–	Matriz de controlabilidade
ω	–	Frequência angular da rede elétrica
ω_{cz}	–	Frequência angular de cruzamento por 0 dB
A_M	–	Amplitude da portadora triangular
C_1	–	Capacitor de compensação
C_F	–	Capacitor do filtro LC ideal
C_{Fret}	–	Capacitor do retificador em ponte completa
$C_i(s)$	–	Compensador de corrente
C_o	–	Capacitor do conversor <i>buck</i>
$C_v(s)$	–	Compensador de tensão
D	–	Razão cíclica do retificador ativo
D'	–	Razão cíclica complementar
$d(t)$	–	Razão cíclica no tempo
$\hat{d}(t)$	–	Razão cíclica perturbada no tempo
$D_1 \cdots D_4$	–	Diodos semicondutores
D_{buck}	–	Razão cíclica do conversor <i>buck</i>
D_C	–	Diodo de carregamento do retificador ativo
D_{LED}	–	Diodo ideal do modelo simplificado do LED

D_o	–	Diodo do conversor <i>buck</i>
e_i	–	Erro da malha de corrente
e_{ss}	–	Erro em regime permanente
e_v	–	Erro da malha de tensão
f	–	Frequência da rede elétrica
f_c	–	Frequência de ressonância do filtro LC ideal
f_{cz}	–	Frequência de cruzamento por 0 dB
f_s	–	Frequência de comutação das chaves S_o e S_1
$FTMA(s)$	–	Função de transferência em malha aberta
$FTMF(s)$	–	Função de transferência em malha fechada
$FTMF_i(s)$	–	Dinâmica da malha de controle interna
$G_{id}(s)$	–	Função de transferência $\hat{i}_{LF}(s)/\hat{d}(s)$
$G_{vd}(s)$	–	Função de transferência $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{d}(s)$
$G_{vi}(s)$	–	Função de transferência $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{i}_{LF}(s)$
$H_{ei}(s)$	–	Efeito do chaveamento na malha de corrente
$H_i(s)$	–	Sensor de corrente
$H_v(s)$	–	Sensor de tensão
i	–	Corrente elétrica do LED
I_1	–	Amplitude da corrente fundamental
I_{3x3}	–	Matriz identidade 3x3
I_C	–	Corrente controlada
i_{CF}	–	Corrente do capacitor do filtro LC ideal
i_{Cmed}	–	Corrente média do capacitor
$I_{correção}$	–	Corrente do circuito híbrido auxiliar
$I_{correçãoRMS}$	–	Corrente eficaz do circuito híbrido auxiliar
i_{DC}	–	Corrente do diodo de carregamento
i_{eq}	–	Corrente elétrica equivalente dos LEDs
i_{LC}	–	Corrente do indutor de carregamento
i_{LF}	–	Corrente do indutor do filtro LC ideal
i_{Lo}	–	Corrente do indutor do conversor <i>buck</i>
$i_{med}(i_m)$	–	Corrente medida máxima
I_n	–	Amplitude da corrente da n ésima harmônica

I_{o1}	–	Corrente de entrada do conversor <i>buck</i>
I_{o2}	–	Corrente de saída do conversor <i>buck</i>
I_{out}	–	Corrente de saída
I_P	–	Corrente de pico da rede elétrica
$I_{principal}$	–	Corrente do circuito híbrido principal
i_{REDE}	–	Corrente da rede elétrica
i_{ref}	–	Corrente de referência máxima
i_{RET}	–	Corrente da rede elétrica retificada
i_{Ro1}	–	Corrente da resistência de saída refletida
I_S	–	Corrente de saturação reversa
i_u	–	Ação de controle da malha de corrente
$j\omega$	–	Plano complexo
k	–	Constante de Boltzmann, $\approx 1,380 \times 10^{-23} \text{ J/K}$
K	–	Constante de erro estacionário
K_a	–	Constante de erro estático de aceleração
K_p	–	Constante de erro estático de posição
K_P	–	Ganho proporcional
K_{PI}	–	Ganho proporcional-integral
K_v	–	Constante de erro estático de velocidade
L_C	–	Indutor de carregamento do retificador ativo
L_F	–	Indutor do filtro LC ideal
L_o	–	Indutor do conversor <i>buck</i>
M	–	Índice de modulação
\bar{M}	–	Índice de modulação médio
$M(s)$	–	Modulador de largura de pulso
M^T	–	Matriz M transposta
n	–	Enésima harmônica
N	–	Número de integradores na $FTMA(s)$
n'	–	Fator de idealidade
P	–	Potência ativa
P_{hc}	–	Potência ativa do conversor híbrido
p_i	–	Polo do controlador de corrente

PM	–	Margem de fase
P_o	–	Potência ativa de saída do conversor <i>buck</i>
q	–	Carga do elétron, $\approx 1,602 \times 10^{-19} C$
R	–	Resistência
R_L	–	Resistência interna do indutor
R_{LC}	–	Resistência interna do indutor L_C
R_{LED}	–	Resistência interna do LED
R_{LEDeq}	–	Resistência interna equivalente dos LEDs
R_{LF}	–	Resistência interna do indutor L_F
$R_{límeq}$	–	Resistência limitante equivalente
R_o	–	Resistência equivalente de saída
R_{o1}	–	Resistência equivalente de saída refletida
s	–	Domínio da frequência
S	–	Potência aparente
S_1	–	Chave do retificador ativo
S_o	–	Chave do conversor <i>buck</i>
t	–	Domínio do tempo
T'	–	Temperatura
THD_i	–	Taxa de distorção harmônica de corrente
T_R	–	Período do sinal retificado
T_s	–	Período do sinal de comutação
$u(t)$	–	Vetor de entrada
$\hat{u}(t)$	–	Vetor de entrada perturbado
U	–	Vetor de entrada em regime permanente
v	–	Queda de tensão do diodo
$V(i)$	–	Tensão efetiva do LED
v_{C1}	–	Tensão do capacitor de compensação
v_{CC}	–	Tensão contínua controlada
v_{CF}	–	Tensão de saída do filtro LC ideal
v_{Co}	–	Tensão de saída do conversor <i>buck</i>
$v_{compensada}$	–	Tensão compensada
$V_{correção}$	–	Tensão do circuito híbrido auxiliar
$V_{correçãomed}$	–	Tensão média do circuito híbrido auxiliar

$V_{\text{correçãoRMS}}$	–	Tensão eficaz do circuito híbrido auxiliar
v_{LC}	–	Tensão do indutor de carregamento
V_{LED}	–	Queda de tensão do LED
V_{LEDeq}	–	Queda de tensão equivalente dos LEDs
v_{Leo1}	–	Queda de tensão equivalente dos LEDs refletida
V_{Lo}	–	Tensão do indutor do conversor <i>buck</i>
V_{load}	–	Tensão nominal do LED LM561B
$v_{med} (v_m)$	–	Tensão medida máxima
V_{o1}	–	Tensão de entrada do conversor <i>buck</i>
V_{o2}	–	Tensão de saída do conversor <i>buck</i>
V_{out}	–	Tensão de saída
V_P	–	Tensão de pico da rede elétrica
$V_{\text{principal}}$	–	Tensão do circuito híbrido principal
v_{PWM}	–	Sinal de comutação da chave S_1
v_{REDE}	–	Tensão da rede elétrica
v_{ref}	–	Tensão de referência máxima
v_{RET}	–	Tensão da rede elétrica retificada
v_{tri}	–	Sinal da portadora triangular
v_u	–	Ação de controle da malha de tensão
$x(t)$	–	Vetor de estados
$\dot{x}(t)$	–	Derivada do vetor de estados
$\hat{x}(t)$	–	Vetor de estados perturbado
X	–	Vetor de estados em regime permanente
X_{CF}	–	Reatância capacitiva de C_F
X_{LF}	–	Reatância indutiva de L_F
$y(t)$	–	Vetor de saída
$\hat{y}(t)$	–	Vetor de saída perturbado
Y	–	Vetor de saída em regime permanente
$z_i (\omega_0)$	–	Zero do controlador de corrente
$z_v (\omega_{0vPI})$	–	Zero do controlador de tensão

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	XVII
LISTA DE TABELAS	XXI
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS.....	XXIII
LISTA DE SÍMBOLOS.....	XXV
1 INTRODUÇÃO.....	35
1.1 Considerações gerais.....	35
1.2 Organização do trabalho	38
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	40
2.1 Características gerais.....	40
2.2 Diodos emissores de luz	40
2.3 Distorção harmônica	41
2.4 Conversores estáticos e teorias de controle	43
2.5 Capacitores	45
2.6 Estado da arte.....	47
2.7 Considerações finais.....	50
3 ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA PROPOSTA	51
3.1 Características gerais.....	51
3.2 Retificador monofásico de onda completa em ponte completa	51
3.3 Conceito de conversores híbridos.....	53
3.4 Filtro passa-baixa	54
3.5 Conversor CC-CC abaixador de tensão.....	55
3.6 Topologia completa.....	57
3.7 Considerações finais.....	62
4 ESPECIFICAÇÕES E PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	63
4.1 Características gerais.....	63
4.2 Retificador monofásico com compensação ativa	64
4.2.1 Capacitor do conversor de compensação	64
4.2.2 Indutor de carregamento	67
4.3 Filtro passa-baixa	71

4.3.1	Indutor de filtragem	71
4.3.2	Capacitor de filtragem	73
4.4	Conversor CC-CC abaixador de tensão	74
4.4.1	Razão cíclica.....	74
4.4.2	Indutor de saída	74
4.4.3	Capacitor de saída.....	75
4.5	Definição da carga.....	76
4.6	Considerações finais	81
5	MODELAGEM DA PRIMEIRA ETAPA DE CONVERSÃO	82
5.1	Características gerais	82
5.2	Modelo referente à tensão de saída	83
5.2.1	Estágio 1	85
5.2.2	Estágio 2.....	86
5.2.3	Equações Equilíbrio	87
5.2.4	Modelo de pequenos sinais	89
5.2.5	Validação do modelo obtido.....	91
5.3	Modelo referente à corrente do indutor L_F	94
5.4	Modelo referente à tensão v_{CF} pela corrente i_{LF}	95
5.5	Considerações finais	96
6	PROJETO DOS SISTEMAS DE CONTROLE	98
6.1	Características gerais	98
6.2	Sistema de controle em malha aberta	98
6.3	Sistemas de controle em malha fechada.....	99
6.3.1	Malha interna de corrente	101
6.3.1.1	Projeto do controlador Proporcional (P).....	105
6.3.1.2	Projeto do controlador PI	108
6.3.1.3	Projeto do controlador PI*.....	112
6.3.1.4	Análise dos controladores PI e PI*	114
6.3.2	Malha externa de tensão	115
6.3.2.1	Projeto do controlador PI	118
6.4	Considerações finais	121
7	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	124

7.1	Características gerais.....	124
7.2	Análise dos resultados	128
7.2.1	Tensão de saída da primeira etapa – V_{o1}	128
7.2.2	Tensão da fonte CC controlada – V_{C1}	130
7.2.3	Tensão de saída da segunda etapa – V_{o2}	132
7.2.4	Corrente de saída da segunda etapa – I_{o2}	134
7.2.5	Razão cíclica – D	135
7.2.6	Corrente elétrica de entrada – I_{REDE}	137
7.2.7	Atendimento às normas.....	140
7.2.8	Retificador monofásico em ponte completa.....	144
7.3	Considerações finais	147
8	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	149
8.1	Considerações gerais.....	149
8.2	Trabalhos futuros	151
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	153
	APÊNDICE A – Trabalhos Submetidos.....	159

1 INTRODUÇÃO

1.1 Considerações gerais

A energia elétrica se tornou uma ferramenta indispensável para o desenvolvimento econômico, social e tecnológico da humanidade, pois propicia conforto, lazer e segurança, além do suprimento às necessidades básicas da vida. Apesar disto, estudos recentes indicam que uma parcela considerável da população mundial, algo em torno de 17%, não possui acesso à eletricidade (ONU, 2016), existindo também uma quantidade razoável que é atendida de maneira precária, impossibilitando a realização de estudos noturnos e o acesso à informação, por exemplo, que são somados ao temor causado pelo sentimento de insegurança (CARDOSO, 2015). Isto se deve ao significativo crescimento populacional global, que traz consigo o aumento continuado da demanda de energia elétrica. Algumas estimativas indicam que tal demanda crescerá cerca de 3% ao ano no mundo inteiro até 2030 (IEA, 2013).

Além disso, os estudos voltados às formas alternativas de geração de energia, como fontes eólica e fotovoltaica, por exemplo, vêm se tornando cada vez mais importantes e disseminados no meio científico (CARPES et al., 2016), pois se o ritmo de extração e consumo de combustíveis fósseis continuarem como estão, os poços de petróleo, que fornecem a principal fonte de energia da atualidade, se esgotarão em aproximadamente 53 anos (CLEMENTE, 2015). O Sol, por outro lado, é inesgotável e fornece cerca de $1,5 \times 10^8 \text{ kW}$ de energia radiante por hora ao planeta Terra, sendo este valor correspondente a 10.000 vezes o consumo mundial de energia elétrica no mesmo período (IEA, 2013).

Dessa forma, diante da crescente evolução da tecnologia, atrelada à expansão do sistema elétrico de potência interligado e às novas formas de geração, os conversores estáticos, tal como retificadores (CA-CC) e conversores de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC), a título de exemplo, ganharam destaque quanto à sua eficiência, longevidade e custo de fabricação, entre outros (ANDRADE, 2015). Dentre os fatores mencionados, a longevidade (ou vida útil) se tornou uma questão de maior preocupação, uma vez que algumas aplicações necessitam de uma alimentação cuja fonte seja mais durável e confiável, o que reduz a vulnerabilidade dos dispositivos eletrônicos a distúrbios de energia ocorridos na rede

e também o custo com manutenções e trocas (SCHUCH, 2001) (SILVA, 2011). Neste contexto, destacam-se a aplicação de tais fontes em iluminação utilizando diodos emissores de luz, individualmente conhecidos pela sigla em inglês LED (*Light Emitting Diode*), seja em ambientes públicos ou privados, e em equipamentos de difícil acesso. De acordo com a Agência Internacional de Energia (IEA, *International Energy Agency*), aproximadamente 20% do consumo total de energia elétrica no planeta é destinado à alimentação de sistemas de iluminação.

As fitas, lâmpadas e *chips* baseados na utilização dos LEDs de potência já são uma realidade no setor elétrico atual (LUZ, 2013), principalmente porque possuem vida útil extremamente elevada se comparados a outros tipos de conjuntos menos eficientes. Porém, seus arranjos completos têm uma longevidade limitada devido à durabilidade do conversor estático empregado (IWASHITA, 2011).

Um conversor estático pode ser definido como um sistema que é constituído basicamente por elementos passivos (resistores, indutores e capacitores) e dispositivos ativos (diodos e tiristores, a título de exemplo), os quais são associados com base em uma lei pré-definida de operação (BARBI, 2000). Os interruptores são responsáveis pelo chaveamento de um determinado circuito, permitindo ou impedindo a circulação de corrente elétrica, enquanto os componentes passivos de ordem superior têm a função de filtrar e reduzir a oscilação dos sinais de tensão e corrente entregues à carga (ANDRADE, 2015).

Logo, sabendo que os LEDs são acionados principalmente por meio da utilização de topologias CA-CC, pode-se afirmar que as formas de onda fornecidas a estes semicondutores estão associadas a uma ondulação senoidal de baixa frequência em relação à frequência de chaveamento dos elementos ativos controláveis. No caso de um retificador monofásico em ponte completa, esta flutuação possui o dobro da frequência da rede elétrica e pode causar uma redução acentuada da eficácia luminosa dos LEDs, não apresentando impactos significativos na variação do fluxo luminoso (BENDER, 2012).

Quanto à vida útil, elementos semicondutores, resistores, indutores e capacitores cerâmicos e de poliéster podem ter uma durabilidade superior a 50 anos, desde que operem obedecendo às suas especificações e características nominais (MEHL, 2004) (POMILIO, 2013). Através das tecnologias atuais, um LED de potência pode alcançar com facilidade uma longevidade de aproximadamente 60.000 horas (LUZ, 2013).

Por outro lado, normalmente a vida útil de capacitores eletrolíticos varia entre 5 e 10 anos (MEHL, 2004). Desta forma, estes elementos são indubitavelmente os componentes de conversores estáticos que possuem a menor longevidade, muito por conta da sua composição utilizando materiais não sólidos e alguns parâmetros de projeto, como a capacitância e a tensão nominal desejadas, além da temperatura de operação e a pressão na qual o elemento está submetido, o que acaba por acelerar o processo de modificação das características do material dielétrico, reduzindo o tempo de vida do componente (QIN et al., 2008).

No entanto, a solução eletrolítica é a única tecnologia de capacitores disponível no mercado cujas capacitâncias são altas o suficiente para atender aos requisitos de projeto de filtros passivos destinados a realizar a compensação e a redução das ondulações de baixa frequência. Por este motivo, torna-se fundamental o estudo de circuitos de potência que visem melhorar a condição do suprimento de energia, objetivando a redução do valor dessas capacitâncias para níveis aceitáveis de ondulação de tensão e corrente aplicadas em uma carga, permitindo assim a utilização de capacitores de alta durabilidade, disponíveis no mercado em valores que alcançam com facilidade a marca de $80 \mu F$, o que faz aumentar a vida útil dos circuitos conversores (ANDRADE, 2015). Atualmente, existem inúmeras alternativas na literatura que promovem a solução deste problema, porém as limitações são diversas devido aos custos e níveis de oscilação.

Nesse contexto, este trabalho visa o desenvolvimento do controle de tensão dos estágios de conversão de uma topologia CA-CC-CC composta por um retificador monofásico com compensação ativa de ondulação de baixa frequência, um filtro Indutivo-Capacitivo (LC) ressonante e um conversor CC-CC abaixador de tensão, apresentando os princípios básicos de operação e as leis nas quais são baseados. Além disto, pretende-se descrever as suas principais vantagens em comparação aos retificadores convencionais.

A correta modelagem e operação através da utilização de controladores clássicos e modificados têm como objetivo aumentar a durabilidade do arranjo utilizado com o menor valor de capacitância possível para os filtros passivos e melhor custo/benefício, mantendo baixos níveis de ondulação na carga. Isto é, a finalidade é permitir o emprego de capacitores cerâmicos, de filme e/ou de poliéster, os quais possuem elevada durabilidade, em substituição aos eletrolíticos tradicionais, o que na prática irá representar o aumento da vida útil do conjunto

completo, sendo este utilizado para prover a alimentação de uma carga composta por 160 LEDs de potência, de 1,8 W individuais (quando incluída a parcela dissipada), cujos modelos real e simplificado são apresentados e estudados.

Esse controle deve garantir que a energia da rede elétrica está sendo, a cada instante, integralmente aproveitada, de forma que nos momentos em que a amplitude da tensão fornecida pelo conversor híbrido principal (tensão retificada da rede pública) for nula, uma fonte CC auxiliar torna-se responsável por realizar a compensação total em relação a um valor pré-definido para a saída. Logo, a primeira etapa da topologia CA-CC-CC deve possuir saída em corrente contínua, com um valor médio de tensão idealmente constante.

Para isso, serão propostos e projetados três sistemas de controle em malha fechada. Os resultados da aplicação destes na nova topologia retificadora serão comparados àqueles obtidos com o controle em malha aberta, estudando o conteúdo harmônico e verificando, para cada caso, a Taxa de Distorção Harmônica Global (THD, *Total Harmonic Distortion*), o Fator de Potência (FP) resultante e se há o atendimento à norma 61000-3-2 Classe C, da Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC, *International Electrotechnical Commission*). Esta diretriz delimita os níveis de distorção harmônica da corrente de alimentação de conversores estáticos empregados no acionamento de equipamentos de iluminação cuja potência ultrapassa a marca de 25 W . As formas de onda e os resultados das simulações são apresentados a fim de validar este trabalho.

1.2 Organização do trabalho

O presente trabalho está dividido em oito seções.

A primeira seção compreende a introdução, na qual é apresentada a contextualização e a área de abrangência do tema, disponibilizando dados recentes acerca da utilização da energia elétrica, bem como dos estudos voltados às formas alternativas de geração de energia. Além disto, são apreciadas a justificativa, motivação, objetivos e metodologia adotada no desenvolvimento das atividades.

A segunda seção é reservada à revisão bibliográfica realizada na literatura em detrimento da escolha do tema, em que consta a descrição de diversos estudos que promovem a redução da capacitância de filtros passivos, permitindo o emprego de capacitores de alta durabilidade. Também são apresentados exemplos adequados

de aplicações que poderiam fazer uso destas soluções e uma explicação teórica com enfoque nos LEDs, conversores estáticos de potência e teorias de controle, componentes harmônicas e capacitores.

A terceira seção contempla o desenvolvimento teórico dos princípios básicos de operação de um retificador monofásico, um filtro LC ressonante, um conversor CC-CC abaixador de tensão e um conversor híbrido genérico, que juntos formam a topologia com compensação ativa estudada.

Na quarta seção é realizado o equacionamento matemático e a partir das especificações das variáveis os elementos passivos são dimensionados, além de ser definida e descrita a utilização de uma carga composta por 160 LEDs de potência e por uma resistência equivalente de dissipação, que totalizam 288 W .

A quinta seção destina-se à modelagem da primeira etapa de conversão da topologia estudada (etapa CA-CC) via espaço de estados, considerando o modelo simplificado de um diodo emissor de luz. São apresentadas, ao fim disto, as funções de transferência de pequenos sinais da planta elétrica, que são correspondentes à variação da tensão e da corrente de saída da primeira etapa pela razão cíclica perturbada $\hat{d}(s)$ e à divisão destas duas expressões, que originam o modelo CA $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{i}_{LF}(s)$, o qual representa as características da tensão v_{CF} ante a inserção de uma perturbação na corrente i_{LF} , que por sua vez depende de $\hat{d}(s)$.

Na sexta seção é apresentado o desenvolvimento de três sistemas de controle em Malha Fechada (MF), e também do controle em Malha Aberta (MA), para regular o valor médio e a ondulação de tensão da primeira etapa de conversão e, conseqüentemente, da saída final da topologia.

A sétima seção apresenta as formas de onda e os resultados das simulações elaboradas no software PSIM®, incluindo valores médios e níveis de ondulação de tensão e corrente, fator de potência e THD, verificando em cada situação se há o atendimento à norma IEC 61000-3-2 Classe C.

A oitava seção destina-se às considerações finais decorrentes das atividades executadas e dos resultados obtidos, analisando a validade do trabalho e sugerindo algumas linhas de pesquisa para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Características gerais

A presente seção destina-se à apresentação da revisão bibliográfica realizada na literatura em relação ao tema escolhido, explanando-a em uma estrutura composta por cinco partes principais. São estas: o estudo de fontes emissoras de luz, com enfoque nos LEDs, a análise de componentes harmônicas individuais e sua taxa total, bem como a influência desta última no fator de potência da rede, um resumo sobre conversores estáticos e teorias de controle, com suas características e aplicabilidades, a descrição e comparação entre capacitores e, por fim, o estado atual da arte. Esta última, em especial, descreve trabalhos que possuem contribuições relevantes com relação à redução de capacitâncias, permitindo o emprego de capacitores de alta durabilidade.

2.2 Diodos emissores de luz

Atualmente, a iluminação é uma ferramenta indispensável para o suprimento das necessidades básicas da população ao redor do mundo, bem como para o desenvolvimento econômico, social e tecnológico de cidades e nações.

Há tempos que as fontes emissoras de luz têm sido estudadas e melhoradas, provocando avanços notáveis em termos de eficiência e durabilidade, visando às aplicações mais variadas. Entre as contínuas descobertas feitas no século passado está o diodo emissor de luz (SILVA, 2006). Projetados e concebidos em meados da década de 1960 (BULLOUGH, 2003), estes dispositivos são semicondutores de potência cujas características elétricas se assemelham aos diodos convencionais, exceto pela capacidade de emissão luminosa que possuem quando são polarizados diretamente (LUZ, 2013).

Sabendo disso, pode-se afirmar que os dispositivos eletrônicos baseados na utilização dos LEDs já se fazem presentes com impacto ponderável no setor elétrico nacional e mundial. Isto ocorre porque estes semicondutores possuem vida útil extremamente elevada se comparados a outras fontes luminosas, como lâmpadas de vapor de sódio e fluorescentes convencionais, por exemplo, fato que os tornam atrativos para aplicações em larga escala. Através das tecnologias atuais vários

tipos de LEDs de potência conseguem alcançar uma durabilidade de 60.000 horas, enquanto que em alguns casos as lâmpadas mencionadas anteriormente atingem apenas 32.000 e 10.000 horas, respectivamente, considerando o melhor dos cenários (LUZ, 2013).

Para representar essas definições, a Figura 1 (a) traz o resultado do projeto de implantação de iluminação utilizando LEDs no Ginásio Municipal de Mogi das Cruzes, São Paulo, realizado pela prefeitura do município. Nesse projeto, fez-se uso do Projetor LED Modular de Alta Performance, Linha Indaiá, fabricado pela empresa Conexled, cuja aparência é ilustrada na Figura 1 (b). Tal equipamento é composto por dezoito LEDs do modelo *Lighting Class CREE®*, que totalizam 31 W de potência, sendo sua vida útil estimada em aproximadamente 100.000 horas devido ao seu avançado sistema óptico (CONEXLED, 2016).

Figura 1 – Iluminação do Ginásio Municipal de Mogi das Cruzes, São Paulo. (a) Resultado do projeto. (b) Projetor LED Modular utilizado.



(a)



(b)

Fonte: Conexled (2016).

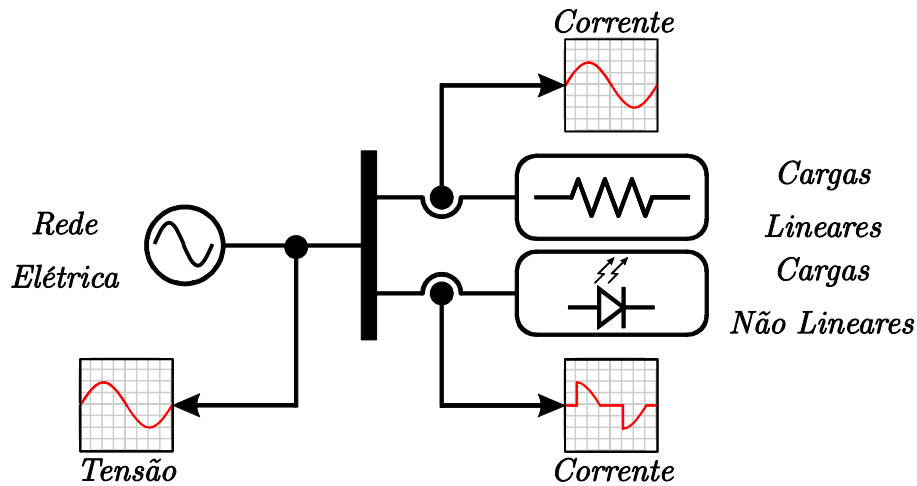
2.3 Distorção harmônica

Normalmente, os equipamentos de iluminação são conectados à rede pública de energia elétrica, ficando vulneráveis aos distúrbios ocorridos ao longo do sistema interligado, como interrupções, a existência de componentes harmônicas de tensão e corrente e sobretensões, por exemplo. Isto ocorre porque o Sistema Elétrico de Potência (SEP) não é completamente confiável, impedindo que o fornecimento de energia seja garantido com qualidade em qualquer situação.

Entre as causas mais comuns desses efeitos está a conexão de cargas não lineares no barramento de energia da rede, cuja dinâmica acaba por inserir componentes harmônicas de grande amplitude na corrente requerida pelo conversor

utilizado, influenciando diretamente o comportamento da tensão da rede e o fator de potência (SILVA, 2011). A Figura 2 ilustra tal definição.

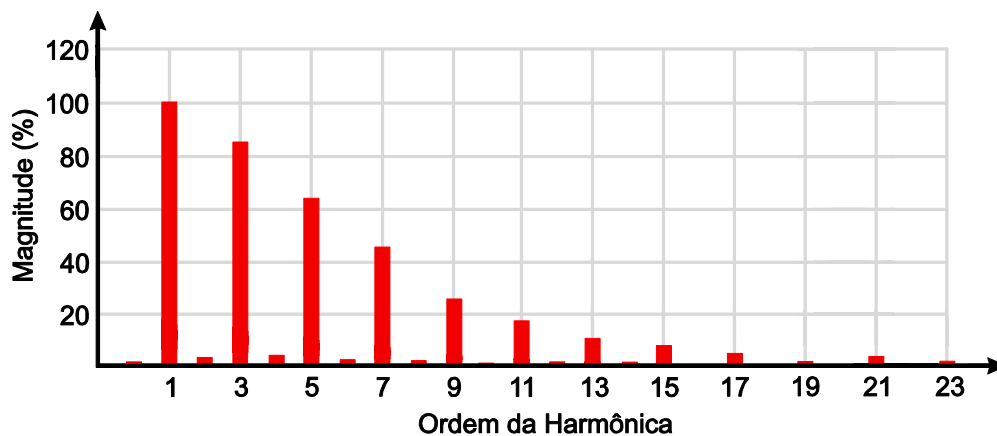
Figura 2 – Cargas lineares e não lineares conectadas à rede elétrica e suas formas de onda.



Fonte: Adaptado de Silva (2011, p. 19).

Dessa forma, a Figura 3 ilustra o comportamento da corrente elétrica de entrada de um conversor estático CA-CC genérico, não controlado, através do seu conteúdo harmônico, o qual apresenta componentes de ordem ímpar de grande significância em relação à fundamental.

Figura 3 – Representação do conteúdo harmônico da corrente de entrada de um retificador genérico.



Fonte: Adaptado de Silva (2011, p. 21).

O conteúdo harmônico global de um sinal de corrente pode ser representado pelo índice conhecido como THD, que é a sigla de *Total Harmonic Distortion*, obtido junto à norma 519 (1992) do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos

(IEEE, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e adaptado neste trabalho conforme a expressão (1).

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (1)$$

em que I_1 é a amplitude da corrente fundamental e I_n é a amplitude da corrente da n ésima harmônica.

Através disso, é possível afirmar que o fator de potência é diretamente influenciado pela distorção harmônica total inserida no sistema interligado, sendo esta relação também definida pela norma IEEE 519 (1992), a qual é uma revisão da norma original, e descrita de maneira modificada em (2).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\cos(\theta_1)}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (2)$$

A regulamentação dos valores máximos admissíveis para as componentes harmônicas individuais da corrente demandada da rede por dispositivos e equipamentos eletrônicos é estabelecida pelas classes da norma IEC 61000-3-2, a qual será utilizada neste trabalho a fim de verificar a aplicabilidade do projeto proposto. Em vias de conhecimento, cabe ressaltar que o valor percentual recomendado para a THD da corrente total de entrada é 5%, caso a relação entre a fundamental da corrente requerida e a corrente de curto-circuito no Ponto de Acoplamento Comum (PAC) com a rede pública de energia seja inferior a 20 (*adimensional*), em sistemas de Baixa Tensão (BT).

2.4 Conversores estáticos e teorias de controle

Os conversores estáticos de potência são partes importantes em diversas aplicações, como no controle da corrente de alimentação de LEDs e da tensão de um barramento CC de saída de um arranjo fotovoltaico, entre outras. Embora as finalidades anteriores sejam válidas e normalmente necessárias, diante da crescente

evolução da tecnologia, o estudo desses circuitos também está atrelado ao desenvolvimento de conversores multiníveis monofásicos e trifásicos, que têm recebido um grande enfoque nos últimos anos. Duas áreas de destaque dizem respeito ao acionamento de máquinas de indução aplicadas em sistemas de refrigeração e aquecimento e também em aplicações de Alta Tensão (AT) (VIEIRA, 2010), sabendo que estes equipamentos podem operar em diversos níveis e com valores elevados de potência (VARGAS, 2012).

De acordo com Barbi e Martins (2006, p. 3), o rendimento de um conversor estático pode variar entre 70% e 98%, sendo tal valor influenciado por diversos fatores, como níveis de tensão e corrente e tecnologias empregadas, entre outros, o que representa a grande vantagem da técnica de chaveamento de semicondutores, que é utilizada para o controle adequado do fluxo da energia elétrica, com rendimento consideravelmente alto.

Dessa forma, as teorias de controle se tornaram essenciais nos campos da engenharia e das ciências, uma vez que abrangem aplicações que vão desde os sistemas de veículos espaciais (BISHOP, 2009) (OGATA, 2010), até circuitos eletrônicos, como os conversores mencionados nesta subseção, a título de exemplo, e os demais existentes na literatura e no mercado comercial.

O primeiro projeto com relativa importância na área de controle foi o regulador centrífugo, também denominado **regulador de esferas**, concebido e construído por James Watt no século XVIII (BISHOP, 2009). A partir de 1920, outros estudiosos, como Minorsky, Hazen e Nyquist, entre outros, realizaram descobertas significativas nos seus estudos envolvendo sistemas de controle. Em meados de 1940 e 1950, por sua vez, surgiram os métodos de resposta em frequência, os quais estão diretamente relacionados à Transformada de Laplace e ao diagrama de Bode de um sistema, análises estas que serão utilizadas no desenvolvimento deste trabalho, e os controladores do tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID), cujas regras de refinamento foram propostas por Ziegler e Nichols (OGATA, 2010).

Assim, com o passar das décadas verificou-se uma expansão acentuada das técnicas de controle. Tão logo, os estudos se voltaram a problemas envolvendo inúmeras entradas e saídas, sistemas de controle digital, moderno e adaptativo, entre outros. Através disto, hoje em dia é possível realizar projetos de controle em malha aberta e malha fechada associados a outras técnicas conhecidas, como a modelagem de sistemas via espaço de estados.

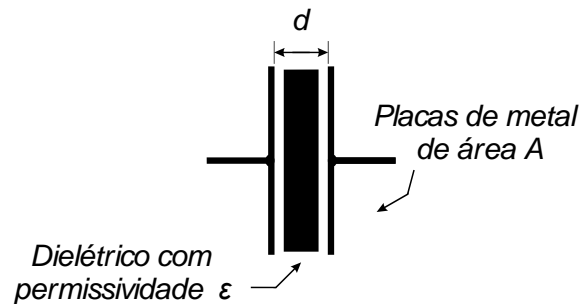
Essa metodologia será considerada neste trabalho no que se refere ao desenvolvimento do controle de tensão dos estágios de operação de um retificador monofásico com compensação ativa (CA-CC) conectado em cascata a um filtro LC e a um conversor *buck* (CC-CC), nesta ordem, utilizados para alimentar LEDs de potência, sendo a topologia completa apresentada na seção 3.6.

2.5 Capacitores

Um capacitor, também conhecido na literatura como condensador, é um dispositivo eletrônico passivo capaz de armazenar cargas em seu campo elétrico, ou seja, energia, para ser utilizada, manipulada ou transferida de maneira flexível (ALEXANDER; SADIKU, 2003).

Todo capacitor é internamente composto por duas folhas condutoras, também chamadas de armaduras, que são separadas por uma camada isolante denominada dielétrico (ALEXANDER; SADIKU, 2003), conforme ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Partes construtivas que compõem um capacitor típico.



Fonte: Adaptado de Alexander e Sadiku (2003, p. 190).

Sabendo que dos elementos empregados em conversores estáticos, semicondutores, resistores, indutores e capacitores cerâmicos e de poliéster podem ter uma longevidade elevada, desde que operem obedecendo às suas especificações e características nominais, pode-se afirmar que os capacitores eletrolíticos são os componentes que possuem a menor vida útil, devido à sua composição utilizando materiais não sólidos.

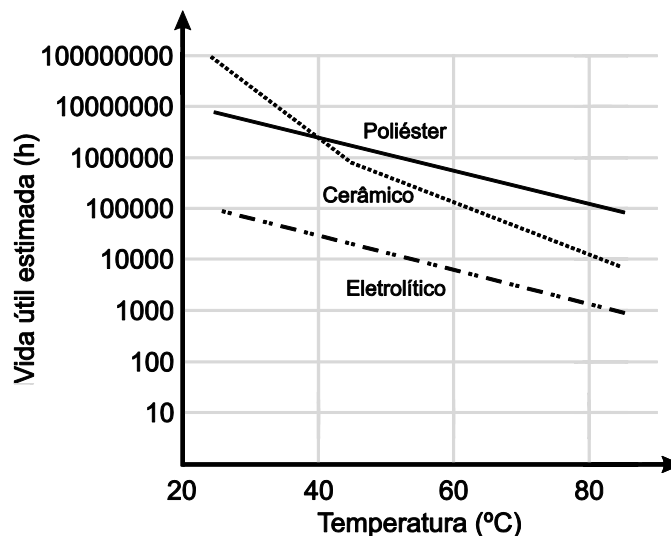
Normalmente, os capacitores eletrolíticos possuem uma fina folha de alumínio como o terminal ânodo (MEHL, 2004), o que significa que eles têm uma polaridade bem definida e imutável. Desta forma, em uma situação de operação em que ocorrer

a inversão da polaridade do sinal de tensão, ter-se-á o início da destruição da camada de óxido do capacitor, fazendo o mesmo se aproximar da sua condição crítica, a qual reduzirá sua capacitância abruptamente, podendo causar o rompimento do invólucro e o vazamento do eletrólito (ANDRADE, 2015).

Embora a capacitância e a tensão nominal sejam, de fato, parâmetros importantes na concepção de um capacitor, outros fatores, como a temperatura de operação e a pressão na qual o elemento está submetido, entre outros, aceleram o processo de modificação das características do material dielétrico, reduzindo a durabilidade do componente (QIN et al., 2008).

Diante disso, a Figura 5 apresenta um gráfico comparativo que demonstra a longevidade de capacitores eletrolíticos, cerâmicos e de poliéster, em função da temperatura de operação (em graus Celsius).

Figura 5 – Vida útil de diferentes modelos de capacitores.



Fonte: Adaptado de Qin et al. (2008).

Na situação apresentada na Figura 5, para aplicações em que o elemento passivo opera com temperaturas elevadas, os capacitores cerâmicos e de poliéster têm maior longevidade se comparados aos eletrolíticos convencionais. Em relação às grandezas envolvidas, para temperaturas superiores a 80 °C os capacitores de poliéster possuem uma vida útil cujo valor é aproximadamente cem vezes maior que a de um capacitor eletrolítico.

Nesse contexto, os capacitores cerâmicos, de filme e/ou de poliéster, disponíveis facilmente no mercado em valores que alcançam 80 μF , se apresentam

como tecnologias viáveis em termos de vida útil para substituir os eletrolíticos tradicionais, desde que as aplicações em questão utilizem reduzidos valores de capacitância, considerando níveis aceitáveis de flutuação de tensão e corrente.

Seguindo esse viés, a Tabela 1 fornece uma comparação técnica entre um capacitor eletrolítico e um de filme, sendo ambos de $47 \mu F$, obtidos através dos catálogos da empresa EPCOS do Brasil Ltda.

Tabela 1 – Comparação entre um capacitor eletrolítico e um de filme.

Parâmetro	Capacitor de Filme	Capacitor Eletrolítico
Modelo	B32678G3476K000	B43821F4476M000
Capacitância (μF)	47	47
Tensão (V)	300	450
Altura (mm)	50	25
Valor (R\$)	19,03	2,23

Fonte: Adaptado de EPCOS (2012).

Por esse motivo, torna-se fundamental o estudo de circuitos de potência que visem melhorar a condição do suprimento de energia de conversores estáticos, objetivando a utilização de capacitores de alta durabilidade com o melhor custo/benefício possível, uma vez que as limitações podem ser diversas devido às dimensões, custos e níveis de ondulação envolvidos.

2.6 Estado da arte

Na literatura é encontrada uma ampla variedade de trabalhos cujo enfoque destinou-se às questões envolvendo a redução do valor de capacitâncias, considerando a utilização de conversores estáticos de potência. Estes estudos buscam uma solução viável principalmente para aquelas aplicações que necessitam de uma alimentação cuja fonte seja mais durável e confiável, como equipamentos de difícil acesso e inversores solares fotovoltaicos, e assim por diante. No entanto, verificou-se que grande parte das propostas visa à iluminação baseada em LEDs, partindo do princípio de que estes semicondutores toleram grandes variações na corrente elétrica de alimentação, embora isto possa causar uma redução acentuada

da sua eficácia luminosa (BENDER, 2012) e influenciar negativamente sua vida útil (LI; CHEN e CHEN, 2011).

Baseado nessa ideia, Andrade (2015) propôs uma nova topologia retificadora a fim de reduzir a capacitância dos filtros passivos, respeitando um dado limite de oscilação de tensão e corrente fornecidas a uma carga, no caso um *chip* LED de 85 W. Desenvolvendo um retificador monofásico com compensação ativa de ondulação de baixa frequência, o autor obteve excelentes resultados, muito por conta da alta fidelidade na sintetização dos sinais de tensão, sendo o protótipo capaz de compensar os níveis de ondulação provenientes da rede elétrica de maneira satisfatória. Nesse caso, o autor efetuou o controle do acionamento de duas chaves semicondutoras reais totalmente em malha aberta através de uma técnica de modulação que depende de uma razão cíclica variável. A equação que representa esta última função é idêntica àquela fornecida em (5), na seção 3.6.

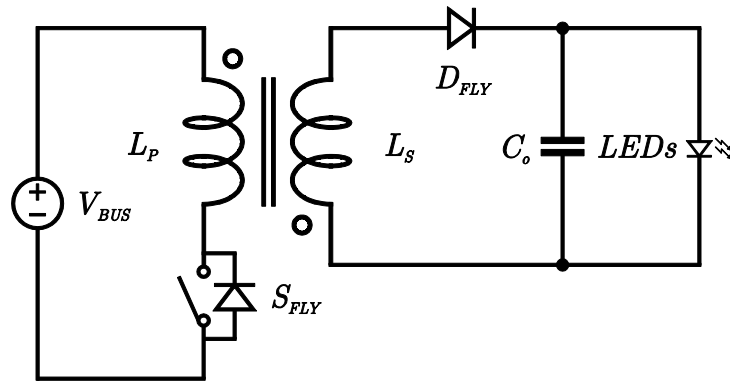
Em termos de grandezas, as ondulações obtidas são da ordem de 10% para uma capacitância de filtro máxima igual a $20 \mu F$, sendo este capacitor pertencente a um circuito híbrido de compensação. Para um retificador monofásico de onda completa em ponte completa a diodos alcançar os mesmos níveis, seria necessária uma capacitância quase cinco vezes maior (ANDRADE, 2015), o que iria impor o uso de capacitores eletrolíticos.

Nessa linha de raciocínio, Luz (2013) propôs e realizou o desenvolvimento de uma família de conversores isolados com o objetivo de possibilitar o acionamento de LEDs de potência utilizando um número reduzido de semicondutores controláveis, visando às aplicações no campo da iluminação pública.

A partir da modelagem e do uso de controladores destinados à redução dos valores de capacitâncias dos filtros, foram implementados protótipos de 70 W, alimentando com 700 mA um conjunto de 32 diodos emissores de luz. Devido à sua simplicidade, foi utilizada a técnica de controle em malha fechada baseada no uso de um compensador Proporcional-Integral (PI), cujo sistema único proposto pelo autor é semelhante àquela apresentado na Figura 30 da seção 6.3.1.

O circuito com Controle de Potência (PC, *Power Control*) que o autor modelou é basicamente um conversor *flyback*, sendo esse responsável pelo controle do fluxo de potência dos estágios integrados. A estrutura simplificada apresentada na Figura 6 foi utilizada no desenvolvimento das três topologias propostas para o acionamento do grupo de LEDs.

Figura 6 – Circuito simplificado do estágio PC modelado.



Fonte: Adaptado de Luz (2013, p. 100).

O principal sistema integrado projetado apresentou elevado fator de potência (0,962) e concordância com a norma IEC 61000-3-2, referente à classe dos equipamentos de iluminação. Além disto, o rendimento global obtido foi da ordem de 88% com uma maior vida útil estimada para a topologia, uma vez que foram empregados capacitores de filme no lugar dos eletrolíticos convencionais.

Já Wang, Chung e Liu (2014) descreveram uma técnica para a redução da capacitância do barramento CC intermediário de um sistema de conversão de energia composto por um retificador monofásico com Correção do Fator de Potência (PFC, *Power Factor Correction*) e por um conversor CC-CC *full-bridge* com deslocamento de fase, isto é, uma topologia CA-CC-CC suportada por um capacitor (*DC-link*). O princípio de operação desenvolvido é baseado na ligação de uma fonte de tensão em série com a linha do barramento CC a fim de compensar a oscilação do capacitor e tornar a tensão de saída quase constante. Os valores de capacitância utilizados são iguais e inferiores a $10 \mu F$.

Liu et al. (2015), por sua vez, apresentaram um estudo referente a um inversor solar conectado à rede elétrica (*grid-tie*), outro tema de grande importância na atualidade. O sistema descrito é composto por um circuito auxiliar de compensação de tensão que visa reduzir a capacitância de um barramento AT suportado por um capacitor. O compensador em questão é um inversor de tensão série que produz um sinal CA que é capaz de neutralizar a ondulação do barramento CC. Esta topologia permite a substituição dos capacitores eletrolíticos por dispositivos cuja vida útil é mais longa.

Em termos quantitativos, a oscilação de tensão aferida no barramento CC foi da ordem de $14,9 V$ (3,73%) sob o regime normal de funcionamento, empregando

capacitores que têm sua vida útil estimada em aproximadamente 12.000 horas, para uma temperatura de operação média de 85 °C (LIU et al., 2015).

Verificou-se também um retificador monofásico de quatro chaves composto por um braço de retificação convencional e por um braço neutro ligado a dois capacitores conectados em série que formam um barramento CC com ponto neutro, apresentado por Ming, Zhong e Zhang (2016). Operando corretamente, a energia de ondulação é encaminhada ao capacitor inferior, de forma que a tensão do capacitor superior, projetada como a saída do circuito, possua ondulações muito pequenas, as quais devem ser equivalentes a 5 V (2,5%).

Por fim, as capacitâncias necessárias são da ordem de 5 μF , logo podem ser empregados capacitores de alta durabilidade.

2.7 Considerações finais

Nesta seção foi apresentada a revisão bibliográfica realizada na literatura com relação ao tema escolhido para o Trabalho de Conclusão de Curso. Entre os assuntos abordados estão o estudo de fontes emissoras de luz, a conceituação formal de distorção harmônica, a análise de conversores estáticos e teorias de controle, a comparação entre capacitores clássicos e o estado atual da arte, em que foram verificados e descritos inúmeros trabalhos relevantes no que diz respeito à redução de capacitâncias.

Diante disso, esta seção fornece o embasamento teórico necessário para o desenvolvimento dos estudos e pesquisas contidas neste documento, uma vez que o objetivo é realizar o controle de tensão dos estágios de conversão de uma topologia CA-CC-CC destinada a suprir a alimentação de LEDs, como será apresentado na seção 3, embora em outros tipos de carga possa ser encontrada uma melhor aplicabilidade.

3 ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA UTILIZADA

3.1 Características gerais

Nesta seção são apresentadas e analisadas as partes que compõem o retificador monofásico com compensação ativa de ondulação de baixa frequência, o filtro LC ressonante e o conversor *buck*, que acoplados em cascata formam a topologia proposta por Andrade (2015) para fornecer 85 W de potência a uma carga formada por LEDs. Neste estudo, alternativamente, o arranjo será adaptado para suprir a alimentação de um grupo de LEDs os quais totalizam 288 W de consumo nos terminais da carga, valor este que leva em consideração a parcela dissipada em uma resistência limitadora de corrente, a qual será dimensionada na seção 4.5. Logo, a principal contribuição do presente trabalho se resume ao desenvolvimento de sistemas de controle em malha aberta e malha fechada para serem empregados no arranjo CA-CC-CC em questão, os quais serão abordados na seção 6.

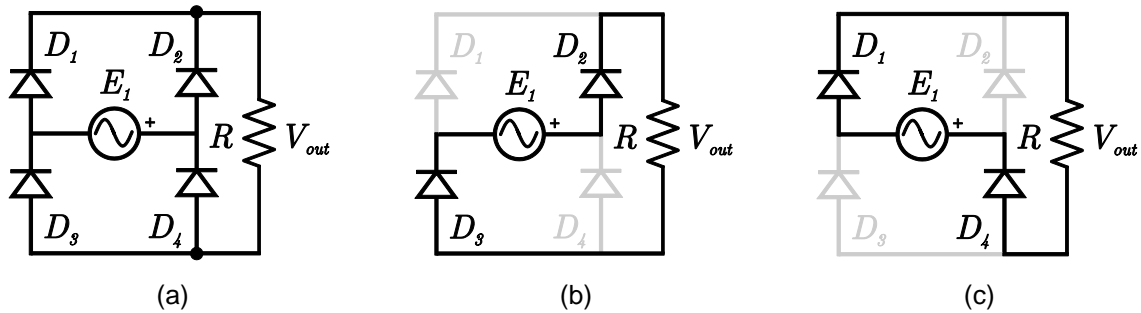
3.2 Retificador monofásico de onda completa em ponte completa

Os retificadores são conversores estáticos CA-CC, isto é, possuem a função de converter a energia de Corrente Alternada (CA) para Corrente Contínua (CC). Tal resultado é obtido através da correta polarização de dispositivos semicondutores, controlando o sentido da corrente elétrica em cada instante de tempo, indefinidamente (BARBI, 2000).

Esse estágio de conversão é normalmente o primeiro a ser utilizado em qualquer tipo de aplicação cuja fonte primária forneça energia em corrente alternada, sendo esta obtida através da própria rede elétrica em valores de tensão Eficaz (RMS, *Root Mean Square*) de 127, 220 ou 380 V.

Apesar da ampla variedade de retificadores existentes na literatura e no mercado comercial, devido aos requisitos de projeto, neste trabalho foi empregado um retificador monofásico de onda completa em ponte completa a diodos para compor o conversor principal da topologia híbrida utilizada, sendo sua estrutura apresentada na Figura 7 (a) para uma situação em que a carga é puramente resistiva. As Figuras 7 (b) e (c), no entanto, apresentam os estágios de operação do circuito para os semiciclos positivo e negativo da rede pública, respectivamente.

Figura 7 – Retificador monofásico de onda completa em ponte completa. (a) Topologia. (b) Semiciclo positivo e (c) semiciclo negativo da rede.

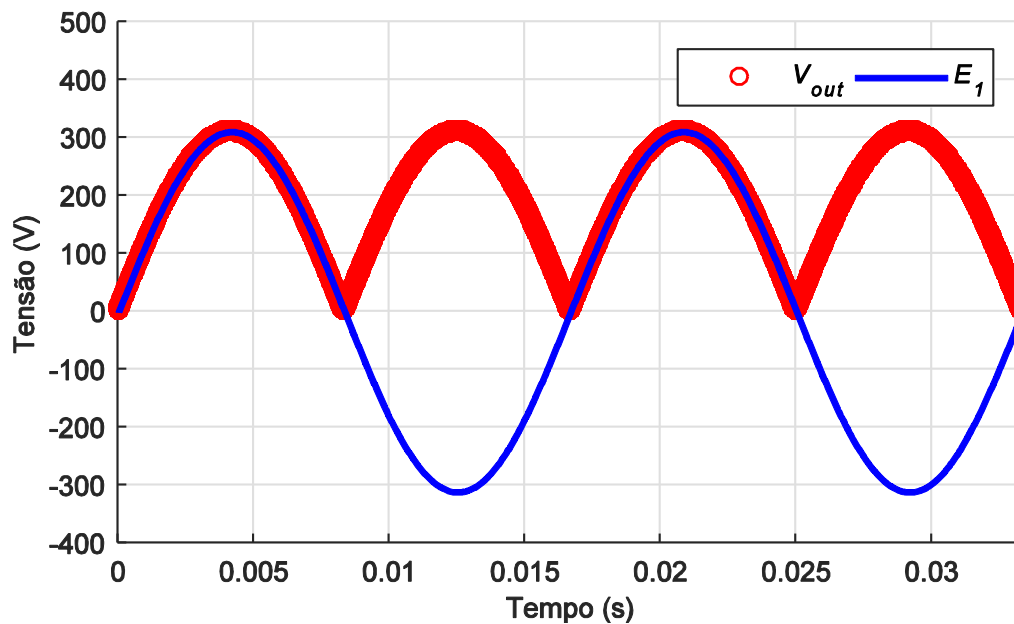


Fonte: Adaptado de Barbi (2000, p. 63).

Dessa forma, durante o primeiro semiciclo de funcionamento, a tensão da fonte de alimentação é positiva. Assim, os diodos D_2 e D_3 são polarizados diretamente e conduzem. Complementarmente, os diodos D_1 e D_4 são polarizados reversamente e bloqueiam. Já no segundo semiciclo da fonte, em que esta adquire valor negativo, os diodos D_2 e D_3 são polarizados reversamente e saem do estado de condução, enquanto os demais semicondutores são polarizados diretamente e conduzem (BARBI, 2000).

As formas de onda da tensão da fonte E_1 e da tensão V_{out} aplicada sobre a carga resistiva R das Figuras 7 (a), (b) e (c) são mostradas na Figura 8.

Figura 8 – Formas de onda das tensões do circuito retificador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Logo, apesar de o procedimento de retificação converter efetivamente a energia para corrente contínua, produzindo na saída uma função representativa que é o módulo da tensão de entrada, a flutuação desse sinal resultante é muito alta, tornando necessária a utilização de um filtro passivo de grande capacidade.

3.3 Conceito de conversores híbridos

Este tipo de conversor tem seu princípio de funcionamento baseado na associação série e/ou paralela de dois ou mais conversores estáticos. Analisando apenas dois conversores, sempre haverá o principal, o qual é responsável por fornecer a maior parcela da energia para um determinado circuito, e o de correção, que tem como finalidade adicionar, seja tensão ou corrente, ao conversor principal a fim de compensar quaisquer deformidades em uma dada forma de onda de saída (ANDRADE, 2015) (YUNDT, 1983).

A Figura 9 (a) demonstra a representação ideal de um conversor híbrido com saída em tensão (V_{out}), enquanto a Figura 9 (b) ilustra a representação ideal com saída em corrente (I_{out}).

Figura 9 – Configurações de conversores híbridos com saída em (a) tensão e (b) corrente.



Fonte: Adaptado de Andrade (2015, p. 37).

Assim, normalmente o conversor principal necessita ser chaveado por processar a maior parcela da potência de entrada, enquanto o conversor de correção adotado é um sistema linear, que também é chaveado para evitar a manifestação de grandes perdas por efeito Joule, as quais têm influência direta na eficiência global do circuito (ANDRADE, 2015). Desta forma, a compensação ativa de ondulações provenientes do chaveamento do conversor principal retorna

resultados excelentes devido à alta fidelidade na sintetização de sinais, garantindo um nível praticamente contínuo na variável de saída compensada.

As definições apresentadas nesta subseção são muito importantes, uma vez que o circuito da primeira etapa de conversão, que é o retificador monofásico com compensação ativa de ondulação de baixa frequência, nada mais é do que um conversor híbrido cujo circuito principal é um retificador monofásico em ponte completa e o sistema de correção é uma fonte de tensão contínua dada por um capacitor, sendo tal assunto retomado na seção 3.6.

3.4 Filtro passa-baixa

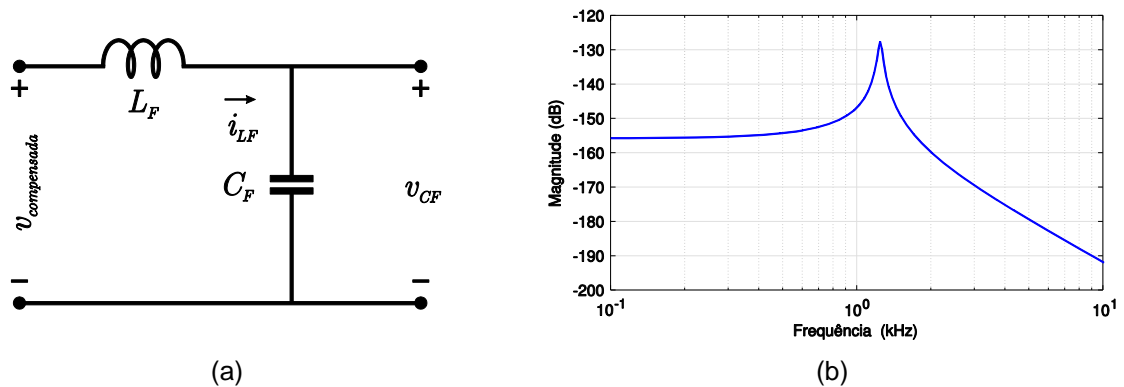
Por conseguinte, em detrimento às perturbações e ruídos de alta frequência causados pela comutação da chave semicondutora do retificador ativo, a forma de onda da tensão de saída compensada da primeira etapa de conversão, que de maneira genérica é $V_{\text{principal}} + V_{\text{correção}}$, deve ser filtrada. Neste trabalho, isto será feito através do correto dimensionamento de um filtro passa-baixa ressonante ideal composto por um indutor L_F e por um capacitor C_F , elementos que precedem o conversor CC-CC de saída.

A Função de Transferência (FT) no domínio da frequência referente às tensões de entrada e saída desse circuito é dada segundo a expressão (3).

$$\frac{v_{C_F}(s)}{v_{\text{compensada}}(s)} = \frac{1}{L_F C_F s^2 + 1} \quad (3)$$

Dessa forma, a Figura 10 (a) ilustra a configuração do filtro LC ideal a ser utilizado. Já a Figura 10 (b), por sua vez, representa o diagrama de Bode decorrente de (3), considerando valores hipotéticos para as variáveis da equação característica e a presença da resistência parasita série na impedância, a qual é percorrida pela corrente elétrica i_{L_F} . Assim, foi utilizado um indutor de potência de 3,3 mH, modelo 18E, código ELC18E332L, da empresa Panasonic Corporation, cuja resistência interna é igual a 1 Ω e corrente máxima é igual a 0,6 A_{DC} , em que ambos os parâmetros são fornecidos no *datasheet* do produto considerando uma temperatura de operação de 20 °C (PANASONIC, 2014).

Figura 10 – Filtro passa-baixa ressonante. (a) Configuração LC. (b) Diagrama de Bode.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 10 (b), é possível observar que para baixas frequências o ganho não ideal do filtro é constante (igual a -155 dB), enquanto que para médias e altas frequências, localizadas acima da frequência de ressonância dos elementos, é aplicada uma atenuação de -40 dB/dec , sendo este comportamento uma característica conhecida dos filtros passivos de segunda ordem.

3.5 Conversor CC-CC abaixador de tensão

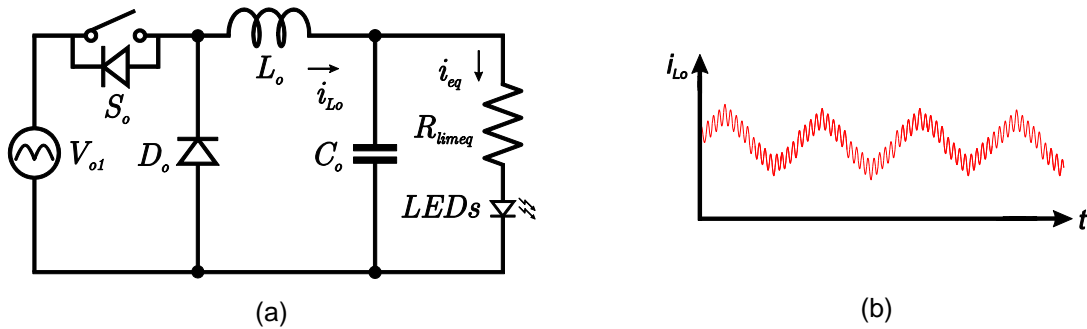
Resumidamente, pode-se dizer que os conversores CC-CC não isolados são conversores estáticos de potência responsáveis pela transformação de uma forma de onda contínua em outra forma de onda contínua, cuja amplitude da tensão de entrada foi mantida, elevada ou reduzida através da comutação de chaves semicondutoras presentes no circuito. Por se tratarem de dispositivos não isolados, desconsidera-se o uso de transformadores e optoacopladores, por exemplo.

Neste trabalho, devido às características de tensão e corrente do arranjo de LEDs definido como carga, fez-se necessária a escolha de um conversor CC-CC abaixador de tensão, cuja atuação produz um valor médio de tensão na saída menor que o valor de entrada, enquanto o oposto acontece com a corrente (BARBI; MARTINS, 2006). A recíproca é válida pela necessidade que se tem em satisfazer o princípio da conservação de energia.

Diante disso, optou-se pela utilização do conversor CC-CC não isolado abaixador de tensão clássico, também conhecido na literatura como conversor *buck*, operando no Modo de Condução Contínua (MCC), cuja topologia genérica é apresentada na Figura 11 (a), sendo a tensão retificada v_{CF} dada por uma fonte

senoidal pulsada V_{o1} . Enquanto isto, o comportamento da corrente do indutor L_o é apresentado na Figura 11 (b).

Figura 11 – Características do conversor *buck*. (a) Topologia. (b) Corrente do indutor para o MCC.



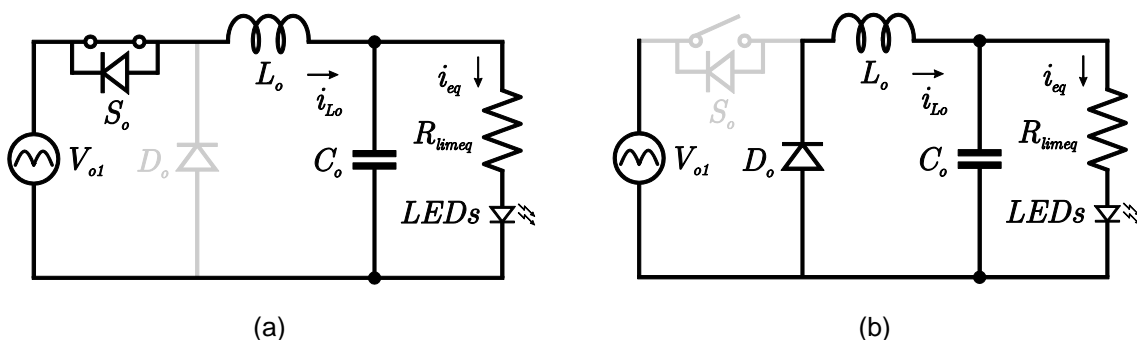
Fonte: Adaptado de Pomilio (2009, pg. 1).

Fonte: Elaborado pelo autor.

A fim de garantir um nível de tensão praticamente constante na saída do conversor, normalmente emprega-se um filtro capacitivo C_o de valor adequado em paralelo com a carga. Desta forma, a corrente i_{o2} que alimenta os diodos emissores de luz, também denominada i_{eq} neste documento, terá uma oscilação muito pequena, possuindo idealmente apenas um nível contínuo (POMILIO, 2009).

Considerando a operação no MCC, os estágios de funcionamento do conversor *buck* são ilustrados nas Figuras 12 (a) e (b), sendo estes relacionados à condução e ao bloqueio da chave semicondutora S_o , respectivamente.

Figura 12 – Funcionamento do conversor *buck*. (a) Estágio 1 e (b) estágio 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O primeiro estágio é representado pela condução da chave semicondutora S_o , conforme ilustrado no circuito da Figura 12 (a), sendo o intervalo de tempo de condução expresso por $0 \leq t < D_{buck}T_s$, em que D_{buck} é a razão cíclica do conversor e T_s é o período da forma de onda de comutação. Nesta situação, o diodo D_o é

polarizado reversamente e bloqueia, enquanto o indutor L_o é carregado e a carga recebe uma tensão $v_{Co} = V_{o1} - V_{Lo}$. Já o segundo estágio, por outro lado, é representado pelo bloqueio da chave semicondutora S_o , conforme ilustrado no circuito da Figura 12 (b), sendo este intervalo expresso por $D_{buck}T_s \leq t < T_s$. Complementarmente ao primeiro estágio, a corrente i_{Lo} força o diodo D_o a entrar em condução, descarregando sua energia na associação paralela do capacitor C_o com a carga. Além disto, verifica-se nos terminais da chave S_o uma tensão igual a V_{o1} , desprezando possíveis quedas de tensão.

Portanto, o controle do fluxo de potência de um conversor *buck* ocorre através da variável genérica D_{buck} , definida anteriormente como razão cíclica, que segundo Barbi e Martins (2006) é calculada conforme (4).

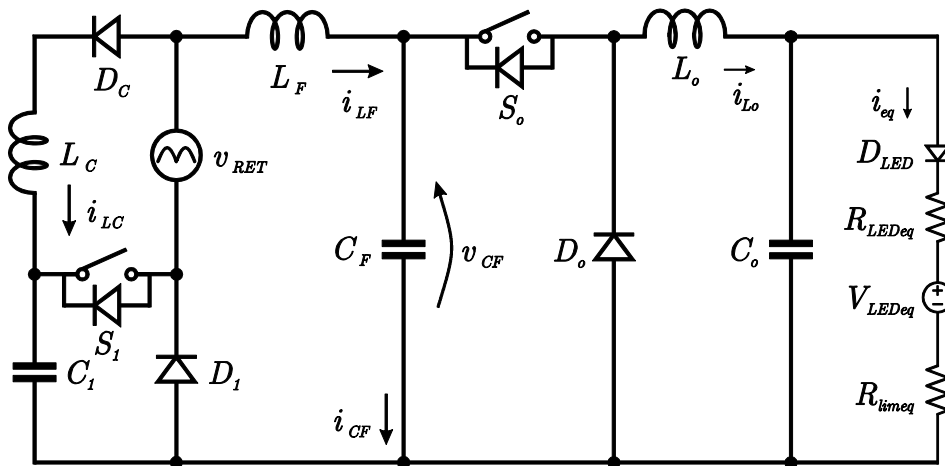
$$D_{buck} = \frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \frac{v_{Co}}{V_{o1}} = \frac{I_{o1}}{I_{o2}} \cdot \eta \quad (4)$$

Sabendo disso, é possível concluir que este tipo de conversor permite variar a tensão média aplicada à carga desde zero até o valor nominal da tensão da fonte de alimentação, idealmente. Embora isto seja possível matematicamente, na prática tal ação de controle normalmente é limitada entre 0,2 e 0,8 (*adimensional*), visando garantir uma zona de funcionamento com confiabilidade de operação para o sistema eletrônico (SILVA, 2011), o que interfere na vida útil dos elementos.

3.6 Topologia completa

A partir dos conteúdos pesquisados na literatura e expostos anteriormente nesta seção, a Figura 13 apresenta o arranjo final que foi adaptado às necessidades deste trabalho, sendo o mesmo composto pela associação em cascata de um retificador monofásico com compensação ativa de ondulação de baixa frequência, um filtro passa-baixa de segunda ordem ideal e um conversor CC-CC direto (*buck*), os quais devem prover a alimentação de uma carga que usa LEDs de potência, que por sua vez serão apresentados posteriormente na seção 4.5. Estes semicondutores têm sua corrente controlada por meio da utilização de uma resistência limitadora equivalente, denominada $R_{lim eq}$ neste trabalho.

Figura 13 – Disposição da topologia CA-CC-CC estudada.



Fonte: Adaptado de Andrade (2015, p. 47).

Nesse contexto, através do projeto e correto dimensionamento de controladores clássicos e modificados, esse circuito destina-se à redução dos valores de capacitância dos filtros passivos, uma vez que sua eliminação completa é teoricamente impossível, porém mantendo baixos níveis de ondulação de tensão e corrente fornecidas à carga (ANDRADE, 2015).

Analisando a Figura 13, observa-se que a primeira etapa de conversão de energia da topologia em estudo, correspondente ao estágio CA-CC, é baseada no princípio dos conversores híbridos, descritos na seção 3.3 como a associação série e/ou paralela de dois ou mais circuitos de potência (YUNDT, 1983).

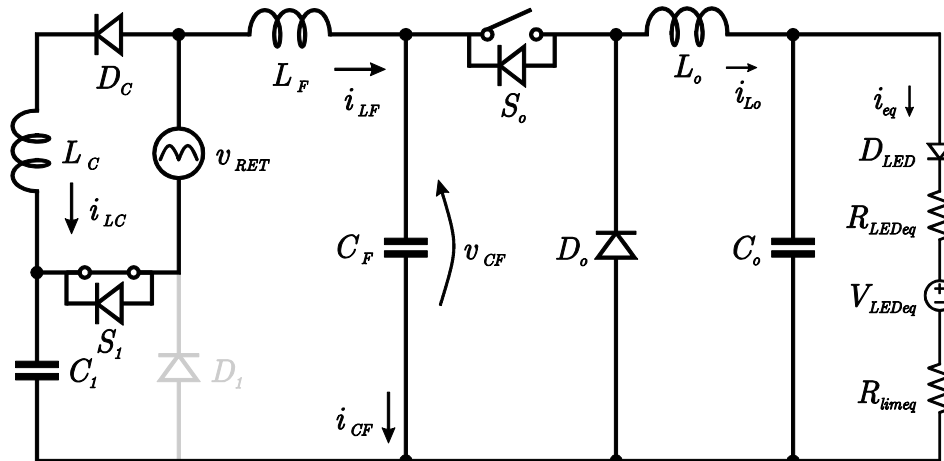
Neste estudo, o conversor principal é o retificador monofásico em ponte completa apresentado na Figura 7 (a) e simbolizado na Figura 13 como uma fonte senoidal pulsada, sendo responsável por fornecer a maior parcela da energia através da tensão v_{RET} e corrente i_{RET} , enquanto o conversor de correção é um armazenador capacitivo C_1 que deve atuar como uma fonte de tensão contínua controlada v_{CC} , adicionando-se ao conversor principal a fim de garantir um maior aproveitamento da energia elétrica provida da rede. Isto é obtido através do controle da comutação da chave semicondutora do retificador ativo.

Em outras palavras, nas regiões de vale da tensão de entrada não há fornecimento de energia para o arranjo ($v_{RET} = 0$), então o suprimento por parte do circuito híbrido de correção deve ser máximo (ANDRADE, 2015).

Considerando o funcionamento no MCC, os estágios de operação da topologia CA-CC-CC usada são ilustrados nas Figuras 14 e 15, em que é possível

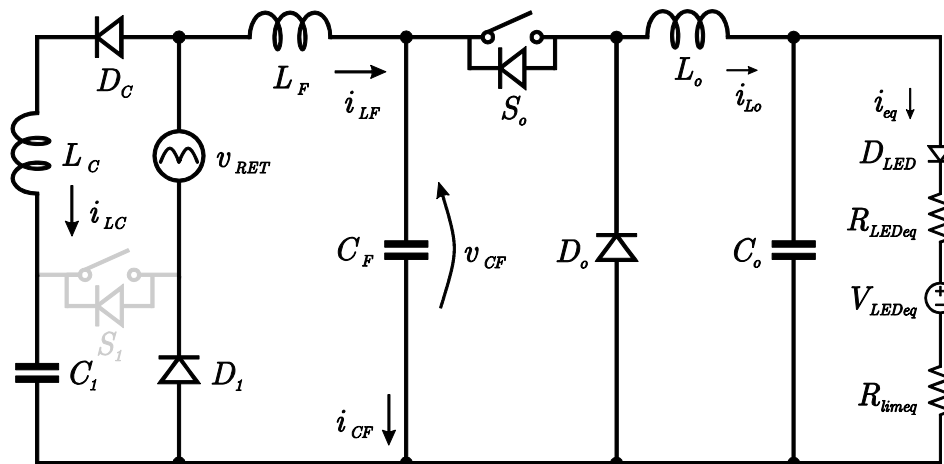
verificar a variação de estado apenas da chave S_1 , uma vez que o conversor *buck* tradicional foi estudado na seção 3.5.

Figura 14 – Funcionamento do arranjo final. Condução da chave S_1 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 15 – Funcionamento do arranjo final. Bloqueio da chave S_1 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Dessa forma, é possível verificar que no primeiro estágio a chave semicondutora S_1 encontra-se em condução, então o circuito de carregamento composto pelo diodo D_C e pelo indutor L_C tem sua contribuição retida, sendo este indutor carregado por uma parcela da corrente total do circuito híbrido até o final do estágio. Além disto, o capacitor de compensação C_1 é colocado em série com a saída do retificador de entrada representado pela tensão v_{RET} e em paralelo com o diodo D_1 , bloqueando este último devido ao efeito da polarização reversa. Esta etapa é realizada com a finalidade de permitir que a tensão da fonte auxiliar seja somada

ao módulo da tensão da rede elétrica, sendo o resultado disto verificado no terminal positivo do indutor L_F , que compõe o filtro passa-baixa ressonante juntamente com o capacitor C_F , corretamente dimensionados para uma frequência de corte f_c .

Complementarmente, no segundo estágio a chave semicondutora S_1 é bloqueada e o diodo D_1 entra em estado de condução, servindo de caminho para o aterramento do terminal inferior do retificador monofásico em ponte completa. Nesta situação, o circuito de carregamento composto pelo diodo D_C e pelo indutor L_C é colocado em série com o capacitor de compensação C_1 , carregando o mesmo até o final do estágio ou até que sua saturação seja alcançada. Idealmente, isso deve ocorrer nos momentos em que a tensão retificada v_{RET} possuir um valor superior à tensão instantânea da fonte auxiliar contínua.

No MCC, o retificador monofásico com compensação ativa opera com reduzida Interferência Eletromagnética (EMI, *Electromagnetic Interference*), devido ao filtro LC, e uma razão cíclica que varia conforme (5), sendo esta responsável pela coordenação do disparo da chave semicondutora S_1 , que na prática vem a ser um Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (MOSFET, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), através de um sinal modulador que varia no tempo. Apesar de possuir caráter intuitivo, essa expressão é de suma importância para o trabalho, logo sua dedução matemática simplificada será apresentada em detalhes na seção 5.2.3.

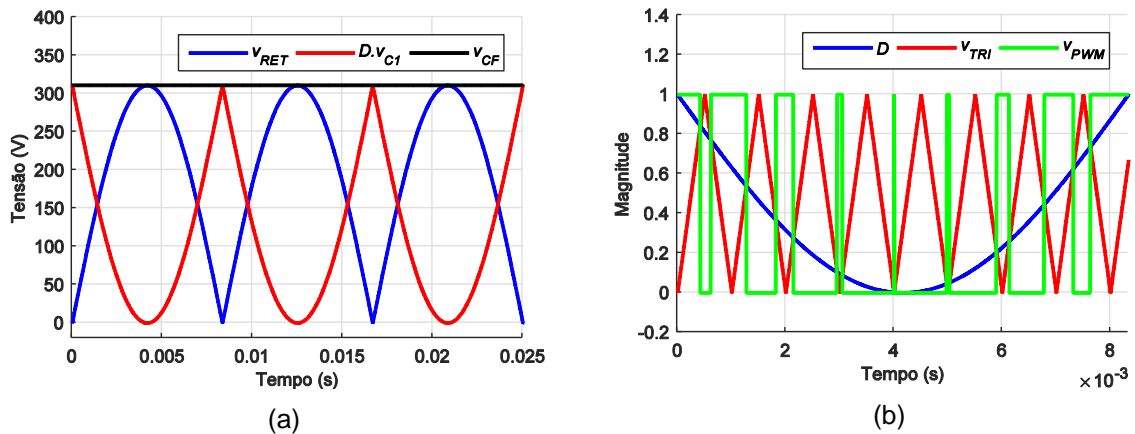
$$D = \frac{v_{CF} - v_{RET}}{v_{C1}} = \frac{V_{CF} - V_P |sen(\omega t)|}{V_{C1}} \quad (5)$$

A Figura 16 (a) ilustra as formas de onda idealizadas das tensões de entrada e saída da primeira etapa de conversão e também do circuito híbrido auxiliar, sendo v_{RET} e $D \cdot v_{C1}$ dispostas em fase e complementares (ANDRADE, 2015).

Caso os valores definidos para as tensões contínuas v_{CF} e v_{C1} sejam iguais à tensão de pico da rede elétrica (V_P), a expressão da razão cíclica descrita em (5) possuirá uma variação de zero até um, em que será próxima da unidade quando a tensão retificada do conversor principal for próxima de zero e próxima à nulidade quando essa tensão estiver a caminho de tangenciar o pico V_P (SILVA, 2011), como pode ser observado na forma de onda em azul na Figura 16 (b). Além disto, a Figura

16 (b) também apresenta o comportamento no tempo da portadora triangular de amplitude unitária e frequência f_s , em vermelho, e do sinal complementar em verde, que é o nível lógico proveniente da comparação dos sinais anteriores, cujo resultado é o sinal com Modulação por Largura de Pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) variável responsável pelo disparo de S_1 .

Figura 16 – Formas de onda obtidas utilizando $\{v_{CF}, v_{C1}\} = V_p$. (a) Tensões idealizadas. (b) Comportamento dos sinais de controle em um período.



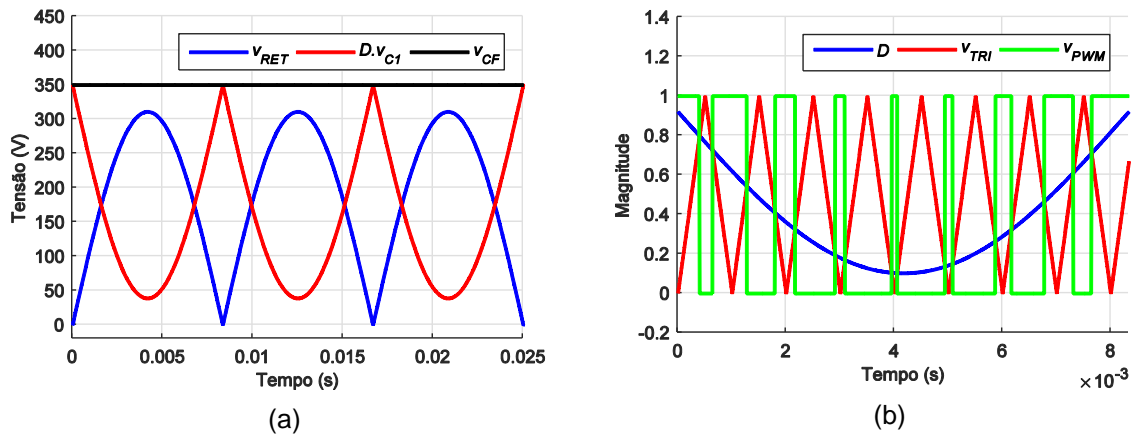
Fonte: Elaborado pelo autor.

Isto é, espera-se que a tensão de saída v_{CF} , que é produzida pela soma das fontes do conversor híbrido principal e de correção, seja idealmente constante e sempre igual a um valor definido a priori.

Quando as tensões especificadas para o compensador capacitivo e para a saída forem diferentes da tensão de pico da rede, ou seja, quando possuírem valores constantes superiores à V_p , a variação da razão cíclica expressa em (5) será diferente daquela verificada anteriormente, porém contida dentro dos limites admissíveis. Assim, a Figura 17 (a) ilustra as formas de onda idealizadas das tensões de entrada e saída do retificador monofásico ativo para este caso, sendo a contribuição do circuito de correção não nula nos momentos de máximo fornecimento de energia por parte da rede elétrica.

Além disso, a Figura 17 (b) apresenta o comportamento da razão cíclica variável, em azul, do sinal portador triangular de amplitude unitária e frequência f_s , em vermelho, e da função PWM de ativação da chave S_1 , em verde, em um período da tensão senoidal retificada, que é igual a $1/120 \text{ Hz}$.

Figura 17 – Formas de onda obtidas utilizando $\{v_{CF}, v_{C1}\} > V_p$. (a) Tensões idealizadas. (b) Comportamento dos sinais de controle em um período.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 17 (b) em relação à Figura 16 (b), observa-se que os pulsos PWM para a razão cíclica D perto da nulidade tiveram seu período T_s aumentado, enquanto o oposto ocorreu para os casos perto da unidade. Isto acontece em vias de garantir que a tensão $D \cdot v_{C1}$, que é relacionada à comutação de S_1 , conseguirá compensar com efetividade a flutuação de baixa frequência da função v_{RET} , o que mantém a tensão de saída v_{CF} idealmente constante, possuindo baixo *ripple* devido ao capacitor C_1 e ao controle desenvolvido.

3.7 Considerações finais

Nesta seção foram descritas e analisadas as partes que compõem a topologia utilizada para suprir a alimentação de LEDs de potência. Entre essas, estão um retificador monofásico com compensação ativa que é baseado no conceito de conversores híbridos, um filtro LC ressonante e um conversor *buck*.

Em comparação com as outras configurações de retificadores existentes na literatura, o conjunto CA-CC-CC estudado, principalmente no que diz respeito à primeira etapa de conversão, traz como vantagem baixos níveis de ondulação de tensão e corrente fornecidas à carga e vida útil aumentada através da redução dos valores de capacitância dos filtros, o que permite o emprego de capacitores de alta durabilidade. Em contrapartida, esta solução necessita de circuitos de chaveamento e sincronização com a rede elétrica.

4 ESPECIFICAÇÕES E PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

4.1 Características gerais

Nesta seção é desenvolvido o equacionamento matemático da topologia CA-CC-CC apresentada, de forma a possibilitar o dimensionamento dos elementos passivos que a compõem, além de permitir o cálculo da razão cíclica do conversor CC-CC *buck* e a definição da carga, abordagens que serão apresentadas nas próximas subseções. Assim, as especificações e características gerais definidas para este projeto são listadas e detalhadas na Tabela 2, em que consta o parâmetro, a simbologia adotada e o valor selecionado, nesta ordem.

Tabela 2 – Parâmetros especificados para a modelagem dos elementos.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão de pico da rede elétrica	V_P	$\sqrt{2} \cdot 220 V$
Frequência da rede elétrica	f	60 Hz
Frequência de chaveamento	f_s	40 kHz
Frequência de ressonância	f_c	1200 Hz
Tensão de saída da primeira etapa	$V_{CF} = V_{o1}$	350 V
Corrente de saída da primeira etapa	I_{o1}	0,823 A
Tensão da fonte contínua auxiliar	V_{CC}	375 V
Tensão de saída da segunda etapa	$V_{o2} = V_{Co}$	96 V
Corrente de saída da segunda etapa	$I_{o2} = i_{eq}$	3 A
Potência de saída	P_o	288 W
Eficiência global do sistema	η_{global}	95%
Ondulação de corrente do indutor L_C	$\Delta I_{LC}(\%)$	195%
Ondulação de corrente do indutor L_F	$\Delta I_{LF}(\%)$	105%
Ondulação de corrente do indutor L_o	$\Delta I_{Lo}(\%)$	20%
Ondulação de tensão do capacitor C_F	$\Delta V_{CF}(\%)$	10%
Ondulação de tensão do capacitor C_o	$\Delta V_{Co}(\%)$	1%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Embora os cálculos sejam realizados de maneira exata, alguns componentes serão propositalmente superdimensionados e aproximados para valores encontrados no mercado, visando às práticas de prototipação, que por sua vez não serão abordadas por não ser o foco deste trabalho.

4.2 Retificador monofásico com compensação ativa

4.2.1 Capacitor do conversor de compensação

A capacitância crítica da topologia utilizada é dada pelo capacitor de compensação C_1 , que pertence ao circuito híbrido auxiliar, cuja importância é destacada em relação aos demais elementos armazenadores de energia, uma vez que os níveis de ondulação de tensão são consequências do seu valor.

A corrente elétrica que circula por um capacitor é dada segundo (6).

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (6)$$

Aplicando a integral em ambos os lados e isolando a variável C , obtém-se a expressão (7), relacionando a variação temporal e a variação de tensão com a corrente média do elemento passivo, que nada mais é do que a capacidade da estrutura em armazenar cargas elétricas (ALEXANDER; SADIKU, 2003).

$$C = \frac{i_{cmed} \cdot \Delta t}{\Delta v_c} \quad (7)$$

A oscilação de tensão máxima permitida para o capacitor C_1 pode ser escrita de maneira generalizada em termos do nível percentual da sua tensão nominal de regime permanente, de acordo com (8).

$$\Delta v_c = \Delta v_{c(\%)} \cdot v_c \quad (8)$$

Sabendo que o processo de retificação monofásica em ponte completa converte o sinal de tensão da rede elétrica para corrente contínua, eliminando a

parte negativa da forma de onda (BARBI, 2000), pode-se afirmar que a frequência resultante é dobrada, logo o período da variação temporal pode ser especificado conforme (9).

$$\Delta t = \frac{1}{2f} \quad (9)$$

Segundo Andrade (2015), a corrente média que circula pelo capacitor C_1 pode ser obtida através de (10), que envolve o cálculo da tensão média de saída do conversor híbrido de correção, desde que seja conhecida a potência que o arranjo irá suprir (P_{hc}) e o valor da tensão contínua desejada na saída do mesmo (V_{CF}).

$$i_{Cmed} = \frac{V_{correçãomed} \cdot P_{hc}}{V_{CF}^2} \quad (10)$$

De acordo com Barbi e Martins (2006, p. 3), o rendimento de um conversor estático não isolado pode variar entre 70% e 98%, conforme fora abordado na seção 2.4. Assim, neste trabalho considerou-se uma eficiência global para o arranjo contida dentro desta faixa. Portanto, a potência do conversor híbrido é obtida segundo (11).

$$P_{hc} = \frac{P_o}{\eta_{global}} = \frac{288 \text{ W}}{0,95} = 303,16 \text{ W} \quad (11)$$

Já a tensão média de saída do conversor de correção, por sua vez, é obtida e calculada através de (12). Neste caso, fez-se uso da razão cíclica variante no tempo definida em (5), na seção 3.6, a qual será deduzida na seção 5.2.3.

$$\begin{aligned} V_{correçãomed} &= \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} V_{correção}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} V_{CC} \cdot D(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{CC} \cdot \frac{V_{CF} - V_P |\text{sen}(\omega t)|}{V_{CC}} d(\omega t) = V_{CF} - \frac{2}{\pi} V_P \end{aligned} \quad (12)$$

Lembrando que o conversor auxiliar representado pelo armazenador capacitivo C_1 deve atuar como uma fonte de tensão contínua controlada. Desta forma, a tensão média em regime permanente V_{C1} deve ser idealmente constante e igual a V_{CC} , desde que possua baixos níveis de ondulação de tensão.

Aplicando (12) em (10), e após isto (8), (9) e (10) em (7), obtém-se a expressão que permite o cálculo da capacitância do elemento C_1 , conforme (13).

$$C_1 = \frac{(\pi \cdot V_{CF} - 2 \cdot V_P) \cdot P_{hc}}{2\pi f \cdot V_{CF}^2 \cdot \Delta v_{C1(\%)} \cdot v_{C1}} \quad (13)$$

Nos vales do sinal de tensão retificado, em que a contribuição da rede inexistente, a tensão de saída da primeira etapa de conversão é igual à tensão do capacitor do circuito de correção vezes a razão cíclica máxima permitida. Diante disto, Andrade (2015) elaborou e analisou uma versão da topologia retificadora ativa com o circuito de carregamento isolado e concluiu que devido à dinâmica da mesma, nesses pontos o capacitor de compensação possui aproximadamente a metade do valor de ondulação de tensão em relação à saída do conversor híbrido, sofrendo aproximadamente metade do valor da descarga.

Dessa forma, é possível aproximar a oscilação de tensão da saída da primeira etapa pela metade do valor da oscilação de tensão do capacitor C_1 , sendo a expressão definida em (14) o resultado proveniente desta análise.

$$C_1 = \frac{(\pi \cdot V_{CF} - 2 \cdot V_P) \cdot P_{hc}}{4\pi f \cdot V_{CF}^3 \cdot \Delta V_{CF(\%)}} \quad (14)$$

A partir dos parâmetros apresentados na Tabela 2 e seus respectivos valores, além das descrições desta subseção, a capacitância é calculada conforme (15).

$$C_1 = \frac{(\pi \cdot 350 \text{ V} - 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V}) \cdot 303,16 \text{ W}}{4 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot (350 \text{ V})^3 \cdot 0,1} = 44,761 \mu\text{F} \quad (15)$$

Esse resultado permite a utilização prática de capacitores de alta durabilidade, o que faz aumentar a vida útil dos circuitos elétricos compostos por

estes dispositivos. Nas simulações e projetos deste trabalho, em detrimento dos valores comerciais encontrados e visando o futuro desenvolvimento de um protótipo, será empregado um capacitor de filme de $50 \mu F$, modelo C4AE, código C4AEGBW5500A3JK, da empresa KEMET Corporation, cuja tensão máxima de operação é $450 V_{DC}$ (KEMET, 2017).

4.2.2 Indutor de carregamento

Conforme fora estudado na seção 3.6, a razão cíclica moduladora da chave S_1 é variável na topologia estudada, sendo o ganho D modificado a todo o momento. Desta forma, faz-se necessária a definição de um único valor para ser utilizado no dimensionamento do indutor L_C , sabendo que tal parâmetro deve corresponder aos momentos em que a variação da corrente elétrica Δi_{LC} é máxima, o que deve satisfazer todos os requisitos de operação do MCC nestes instantes em especial (BARBI; MARTINS, 2006).

Analisando o primeiro estágio de operação do sistema de conversão CA-CC-CC da Figura 13, na seção 3.6, que é representado pela condução da chave semicondutora S_1 , pode-se aplicar a Lei de Kirchhoff das malhas e obter a expressão que representa a tensão aplicada no indutor L_C durante a etapa mencionada. Assim, a tensão do indutor nesta etapa é apresentada na equação (16).

$$v_{LC} = v_{RET} = L_C \frac{di_{LC}}{dt} \quad (16)$$

Aplicando a integral em ambos os lados da igualdade e isolando a variável L_C , obtém-se a expressão (17), a qual relaciona a variação temporal do sinal de comutação e a variação da corrente com a tensão periódica retificada da rede.

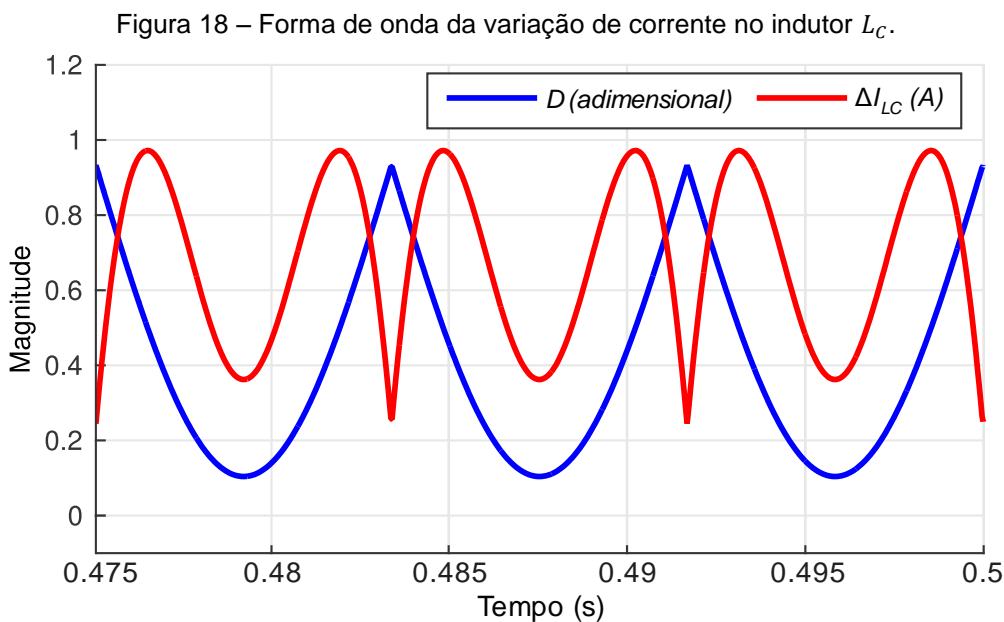
$$L_C = \frac{v_{RET} \cdot \Delta t}{\Delta i_{LC}} \quad (17)$$

em que $\Delta t = D/f_s$, uma vez que esta análise foi realizada para o estágio de funcionamento referente à condução de S_1 . A variação Δi_{LC} pode ser expressa em termos do nível percentual da corrente nominal, por meio do produto $\Delta I_{LC(\%)} \cdot i_{LC}$.

Por outro lado, isolando-se Δi_{LC} em (17) e aplicando a equação da razão cíclica definida em (5), além de serem consideradas as definições do parágrafo anterior, têm-se a expressão (18) como resultado.

$$\Delta i_{LC} = \frac{V_{CF} \cdot D - V_{CC} \cdot D^2}{L_C \cdot f_s} \quad (18)$$

Através de (18) e dos parâmetros e valores listados na Tabela 2, além de considerar a utilização de um indutor genérico cuja indutância é não nula, obteve-se a forma de onda da variação de corrente no indutor L_C , conforme demonstrado na curva em vermelho da Figura 18.



Perante a análise da Figura 18, conclui-se que quando a razão cíclica D é igual a 0,5 (*adimensional*), a variação de corrente no indutor L_C é máxima. É importante, ainda, mencionar o fato de que o formato do sinal Δi_{LC} apresentado não é influenciado pelas constantes $\{V_{CF}, V_{CC}, L_C, f_s\}$ de (18), sendo a contribuição destas verificada apenas na magnitude da forma de onda.

Logo, será assumido o valor de 0,5 (*adimensional*) para a variável D no que se refere ao dimensionamento do indutor L_C .

Por conseguinte, a corrente i_{LC} do indutor ideal pode ser obtida utilizando a expressão que define a corrente do diodo D_C , uma vez que ambos os elementos estão alocados estaticamente em série, independentemente da etapa de conversão observada. Segundo Andrade (2015), a corrente elétrica que percorre este semiconductor não controlável corresponde a uma pequena parcela da corrente total, a qual é proveniente do circuito auxiliar, então o cálculo da sua intensidade eficaz pode ser aproximado conforme (19). A ondulação de 195% fornecida na Tabela 2 se refere ao valor médio desta variável.

$$i_{LC} = i_{D_C} = \frac{I_{\text{correçãoRMS}}}{FP} \quad (19)$$

Dessa forma, Andrade (2015) também define que a corrente eficaz do conversor híbrido de correção pode ser obtida através de (20), que envolve o cálculo da tensão eficaz de saída do mesmo, desde que seja conhecida a potência que o arranjo irá suprir (P_{hc}) e o valor da tensão contínua desejada na saída da primeira etapa de conversão (V_{CF}).

$$I_{\text{correçãoRMS}} = \frac{V_{\text{correçãoRMS}} \cdot P_{hc}}{V_{CF}^2} \quad (20)$$

Já a tensão $V_{\text{correçãoRMS}}$, por sua vez, é descrita e calculada em (21). Neste caso, também se utilizou a razão cíclica variável definida em (5).

$$\begin{aligned} V_{\text{correçãoRMS}} &= \sqrt{\frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} (V_{\text{correção}}(\omega t))^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{T_R} \int_0^{T_R} (V_{CC} \cdot D(\omega t))^2 d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (V_{CF} - V_P |\text{sen}(\omega t)|)^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2\pi V_{CF}^2 - 8 \cdot V_{CF} \cdot V_P + \pi V_P^2}{2\pi}} \quad (21) \end{aligned}$$

Aplicando (21) em (20), e após isto (20) em (19), e considerando as definições desta subseção, obtém-se a expressão que permite o cálculo da indutância do elemento passivo ideal L_C , conforme (22).

$$L_C = \frac{V_{RET} \cdot D \cdot \sqrt{2\pi} \cdot V_{CF}^2 \cdot FP}{\Delta I_{LC(\%)} \cdot \sqrt{(2\pi V_{CF}^2 - 8 \cdot V_{CF} \cdot V_P + \pi V_P^2)} \cdot P_{hc} \cdot f_s} \quad (22)$$

É importante ressaltar que será considerado um acréscimo de 4% no valor de pico (V_P) a ser utilizado na tensão retificada proveniente da rede elétrica (V_{RET}) presente na expressão (22), prevendo-se, assim, uma hipótese que pode ser prejudicial ao sistema, em que se verifica uma elevação da tensão do barramento no qual a topologia utilizada deve ser conectada.

Além disso, em detrimento de (19) adotou-se um fator de potência igual a 0,60 (*adimensional*), trazendo um alto nível de confiabilidade para o projeto, já que nas primeiras simulações e testes realizados com o circuito de potência esta variável resultante não foi menor que 0,70 (*adimensional*) (ANDRADE, 2015), embora em outras simulações elaboradas no software PSIM® tenha se observado que o fator de potência de entrada do retificador ativo pode ser inferior aos valores mencionados, dependendo do sistema de controle utilizado.

Diante do exposto nesta subseção e baseando-se nos parâmetros listados na Tabela 2, incluindo os valores empregados para cada termo, o cálculo da indutância do dispositivo ideal L_C é realizado conforme (23).

$$L_C = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \text{ V} \cdot 1,04 \cdot 0,5 \cdot \sqrt{2\pi} \cdot (350 \text{ V})^2 \cdot 0,60}{1,95 \cdot \sqrt{(2\pi \cdot (350 \text{ V})^2 - 8 \cdot 350 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \text{ V} + 2\pi \cdot (220 \text{ V})^2)} \cdot 303,16 \text{ W} \cdot 40 \text{ kHz}} = 2,79 \text{ mH} \quad (23)$$

Finalmente, embora esse resultado possa ser aproximado para um valor comercial verificado no mercado, isto não será feito pelo simples fato de que se deseja realizar o projeto teórico e físico de um indutor, o que está intimamente ligado ao perfeito funcionamento de um conversor, visando o desenvolvimento do protótipo. A construção desse elemento magnético está relacionada à definição do núcleo apropriado, ao número de espiras, ao entreferro utilizado, à bitola dos condutores e também a diversos fatores os quais devem ser considerados, como os efeitos Joule e Pelicular (*skin effect*), entre outros, e as perdas devido às não idealidades de um indutor real (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

Diante disso, nas simulações e projetos deste trabalho será considerado um indutor ideal de $2,8\text{ mH}$, sem modelo, código e fabricante, além das características intrínsecas de um dispositivo magnético, como a resistência série e o fator de qualidade, por exemplo, já que o foco deste estudo é a elaboração de sistemas de controle em malha aberta e fechada.

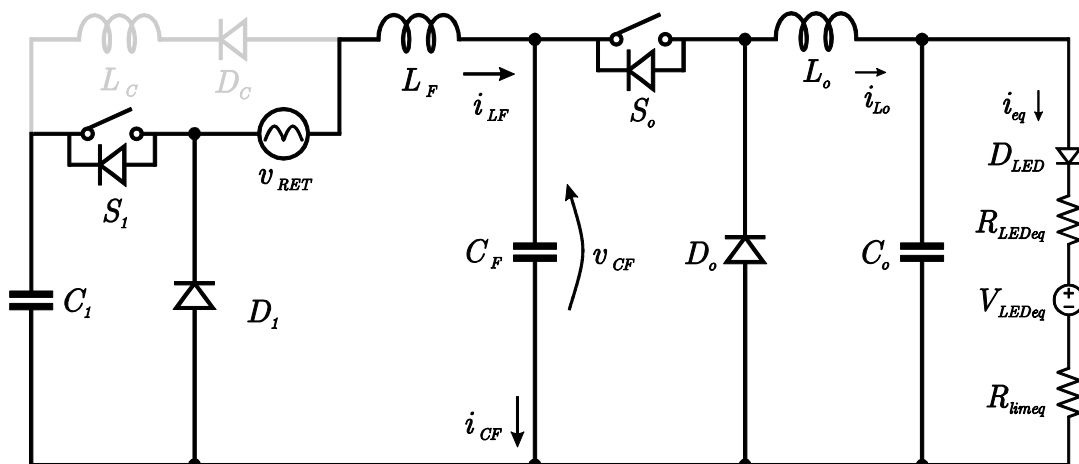
4.3 Filtro passa-baixa

4.3.1 Indutor de filtragem

Neste caso, o indutor do filtro LC ressonante também será dimensionado levando em consideração a razão cíclica moduladora em que a ondulação de corrente Δi_{LF} é máxima, sendo esse valor igual a 0,5 (*adimensional*), uma vez que a análise é idêntica àquela elaborada e discutida na seção 4.2.2.

Por conseguinte, a Figura 19 apresenta uma reorganização do circuito de potência utilizado, cuja finalidade é ilustrar que a estrutura do conversor híbrido apenas se difere de um conversor *buck* convencional devido à inserção do retificador monofásico de entrada em série com o indutor L_F (ANDRADE, 2015), desconsiderando o uso do circuito de compensação responsável pela alimentação do armazenador capacitivo C_1 .

Figura 19 – Disposição reorganizada da topologia CA-CC-CC estudada.



Fonte: Adaptado de Andrade (2015, p. 58).

É conhecido que, devido à dinâmica do arranjo completo, no instante em que o valor da razão cíclica é igual a 0,5 (*adimensional*), a chave semicondutora S_1 encontra-se fechada, como é mostrado na Figura 14. Sabendo disto, a indutância que integra o filtro passa-baixa ideal pode ser obtida fazendo-se o uso da expressão que retorna a grandeza do indutor de saída de um conversor *buck*, que por sua vez pode ser dimensionado da maneira clássica encontrada na literatura. Segundo Pomilio (2013), considerando o MCC e o intervalo de tempo correspondente ao primeiro estágio de operação, essa expressão é dada conforme (24), cuja definição foi adaptada a fim de compatibilizar as variáveis genéricas verificadas com aquelas definidas ao longo deste trabalho.

$$L_F = \frac{(V_{RET} + V_{CC} - V_{CF}) \cdot D}{\Delta I_{LF(\%)} \cdot I_{O1} \cdot f_s} \quad (24)$$

Bem como no dimensionamento de L_C , será considerado um acréscimo de 4% no valor de pico (V_P) da tensão retificada proveniente da rede elétrica (V_{RET}), já que os níveis de ondulação de corrente no indutor do filtro LC são consequências diretas desse parâmetro, prevendo-se, assim, uma hipótese que pode vir a ocorrer em uma situação real de operação.

Diante do exposto nesta subseção e dos parâmetros dispostos na Tabela 2, a indutância do componente L_F é calculada conforme (25).

$$L_F = \frac{(\sqrt{2} \cdot 220 \text{ V} \cdot 1,04 + 375 \text{ V} - 350 \text{ V}) \cdot 0,5}{1,05 \cdot 0,823 \text{ A} \cdot 40 \text{ kHz}} = 5,042 \text{ mH} \quad (25)$$

Esse resultado também não será aproximado para um valor verificado comercialmente, o que significa que no desenvolvimento do protótipo, planejado para ser realizado após o término deste trabalho, o indutor L_F e os demais elementos armazenadores de corrente do circuito de potência serão obtidos através do projeto teórico e físico de um indutor real, considerando os estudos e abordagens de Barbi, Font e Alves (2002).

Dessa forma, nas simulações deste trabalho será considerado um indutor ideal de $5,1 \text{ mH}$, cuja procedência inexistente, incluindo características como modelo, código e fabricante, entre outras.

4.3.2 Capacitor de filtragem

Nas equações que definem o valor das reatâncias indutiva e capacitiva de um circuito LC, é possível verificar que um aumento da frequência do sinal de entrada aplicado ao filtro acaba por aumentar as reatâncias dos elementos de ordem superior. A recíproca também é verdadeira (SILVA, 2006).

Dessa forma, a frequência de ressonância (ou frequência de corte) é um valor específico de frequência em que as reatâncias se anulam, fazendo com que a fonte do sinal de entrada observe um caminho de baixa impedância, isto é, contendo apenas a parte resistiva. Para o filtro LC ideal apresentado na Figura 10 (a), na seção 3.4, Silva (2006, p. 102) diz que a frequência de ressonância pode ser verificada analiticamente através de (26).

$$|X_{CF}| = |X_{LF}| \quad (26)$$

Substituindo as equações das reatâncias indutiva e capacitiva e aplicando o módulo neste resultado, conforme (26), obtém-se (27).

$$\frac{1}{\omega C_F} = \omega L_F \quad (27)$$

Assim, considerando o indutor L_F calculado na seção 4.3.1 e que $\omega = 2\pi f_c$, em que f_c é a frequência de ressonância definida na Tabela 2, calcula-se o valor da capacitância do elemento C_F através de (28).

$$C_F = \frac{1}{L_F (2\pi f_c)^2} = \frac{1}{5,1 \text{ mH} \cdot (2\pi \cdot 1200 \text{ Hz})^2} = 3,449 \mu\text{F} \quad (28)$$

Nesse caso, em detrimento dos valores comerciais encontrados, será utilizado um capacitor de filme de $5 \mu F$, modelo C4B, código C4BTFBX4500ZEE_, da empresa KEMET Corporation, cuja tensão máxima é $400 V_{DC}$ (KEMET, 2017).

Em vias de conhecimento, como não foi verificado nenhum valor comercial mais próximo àquele obtido em (28), o emprego do capacitor de $5 \mu F$ proposto altera a frequência de ressonância do filtro passa-baixa de $1200 Hz$ para $996,67 Hz$, considerando a manipulação da expressão (27). Isto é aceitável e não trará grandes dissemelhanças aos resultados das simulações.

4.4 Conversor CC-CC abaixador de tensão

4.4.1 Razão cíclica

Com o intuito de permitir o dimensionamento dos elementos passivos alocados antes da carga para suas condições nominais, o que equivale ao regime permanente da topologia CA-CC-CC empregada neste trabalho, utilizou-se a função definida em (4) para o cálculo da razão cíclica do conversor *buck*, a qual foi apresentada anteriormente na seção 3.5.

Sabendo que esse parâmetro é obtido considerando a tensão média de entrada e que o objetivo do controle, seja ele em malha aberta ou fechada, é fazer com que a tensão de saída v_{Co} seja constante e igual ao valor definido a priori na Tabela 2, embora o ideal seja controlar a corrente de alimentação dos LEDs de potência, em (29) é realizado o cálculo propriamente dito dessa importante variável, cujo conhecimento é essencial.

$$D_{buck} = \frac{V_{Co}}{V_{CF}} = \frac{96 V}{350 V} = 0,274 \quad (29)$$

4.4.2 Indutor de saída

O conversor *buck* foi estudado e projetado da maneira convencional encontrada na literatura. Assim, os resultados foram previamente simulados e verificados mediante a utilização de elementos cujas grandezas foram arredondadas, validando os conteúdos abordados neste trabalho.

Sabendo disso, Pomilio (2013) define que a indutância do indutor de saída, considerando o MCC, pode ser deduzida em termos da oscilação da corrente elétrica de regime permanente ($I_{o2} = i_{eq}$), fazendo uso da expressão modificada apresentada em (30), cujas variáveis foram compatibilizadas com aquelas especificadas ao longo deste trabalho.

$$L_o = \frac{(V_{o1} - V_{o2}) \cdot D_{buck}}{\Delta I_{Lo(\%)} \cdot I_{o2} \cdot f_s} \quad (30)$$

em que D_{buck} é a razão cíclica estabilizada que se refere ao estágio de operação dado pela condução da chave semicondutora S_o , bem como fora apresentado na seção 3.5 deste documento.

Portanto, baseando-se nos parâmetros listados na Tabela 2 e seus respectivos valores, além das descrições desta subseção, o cálculo da indutância do dispositivo passivo ideal L_o é realizado seguindo a lógica de (31). Neste caso, ainda, visando uma melhor sintetização dos sinais de tensão e corrente, poderia ser considerada uma frequência de comutação igual a $f_s/2$, a qual iria impor uma atualização mais lenta às componentes elétricas na segunda etapa de conversão. Porém, isto não será realizado devido à malha interna de corrente dos sistemas de controle em malha fechada.

$$L_o = \frac{(350 \text{ V} - 96 \text{ V}) \cdot 0,274}{0,2 \cdot 3 \text{ A} \cdot 40 \text{ kHz}} = 2,903 \text{ mH} \quad (31)$$

Em termos práticos, este elemento magnético também será projetado e prototipado pelo autor.

Dessa maneira, nas simulações deste trabalho será considerado um indutor ideal de 2,9 mH, cuja procedência inexistente, incluindo modelo, código e fabricante.

4.4.3 Capacitor de saída

Segundo Pomilio (2013), o capacitor de saída de um conversor *buck* pode ser obtido por meio da dedução matemática que envolve a capacidade da estrutura em

armazenar cargas elétricas. Sabendo disto, e que $(1 - D_{buck})$ refere-se ao estágio de operação em que a chave semicondutora S_o encontra-se bloqueada, conforme fora apresentado na seção 3.5, obtém-se a expressão modificada descrita em (32), cujas variáveis também foram compatibilizadas.

$$C_o = \frac{(1 - D_{buck})}{8 \cdot \Delta V_{Co(\%)} \cdot L_o \cdot f_s^2} \quad (32)$$

Assim, baseando-se no indutor L_o dimensionado na seção 4.4.2, na razão cíclica de regime permanente obtida na seção 4.4.1 e nos parâmetros listados e especificados na Tabela 2, além das descrições desta subseção, o cálculo da capacitância do condensador C_o é realizado segundo (33). Cabe ressaltar que nesta situação a frequência de comutação também será igual a 40 kHz , embora $f_s/2$, isto é, 20 kHz , seja uma boa possibilidade em termos de uma melhor sintetização dos sinais de tensão e corrente na segunda etapa de conversão.

$$C_o = \frac{(1 - 0,274)}{8 \cdot 0,01 \cdot 2,9 \text{ mH} \cdot (40 \text{ kHz})^2} = 1,955 \mu\text{F} \quad (33)$$

Ainda considerando a questão dos valores verificados comercialmente, nas simulações e projetos deste trabalho será utilizado um capacitor de filme de $2 \mu\text{F}$, modelo C4A, código C4ATFBU4200A3BJ, da empresa KEMET Corporation, cuja tensão máxima de operação é $400 V_{DC}$ (KEMET, 2017).

4.5 Definição da carga

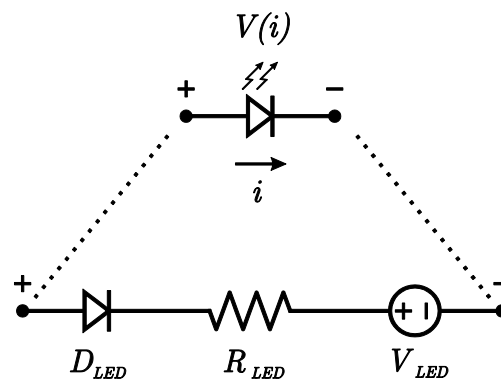
Os LEDs nada mais são que semicondutores cujas características se assemelham aos diodos convencionais, exceto pela capacidade de emissão luminosa que esses apresentam quando polarizados diretamente. Diante disto, o comportamento elétrico de um LED pode ser representado pela equação de Shockley modificada descrita em (34) (LUZ, 2013).

$$i = I_S \left(e^{\frac{vq}{n'kT'}} - 1 \right) \quad (34)$$

em que I_S é a corrente de saturação reversa, v é a queda de tensão do semicondutor, q é a carga do elétron ($\approx 1,602 \times 10^{-19} \text{ C}$), n' é o fator de idealidade, k é a constante de Boltzmann ($\approx 1,380 \times 10^{-23} \text{ J/K}$) e T' é a temperatura, a qual é dada na escala Kelvin.

O comportamento característico decorrente de (34) pode ser aproximado pela dinâmica de um circuito composto por um diodo ideal em série com uma resistência e uma fonte de tensão CC, que é o modelo elétrico simplificado de um LED definido por Luz (2013, p. 36), como mostrado na Figura 20.

Figura 20 – Modelo elétrico simplificado de um LED.



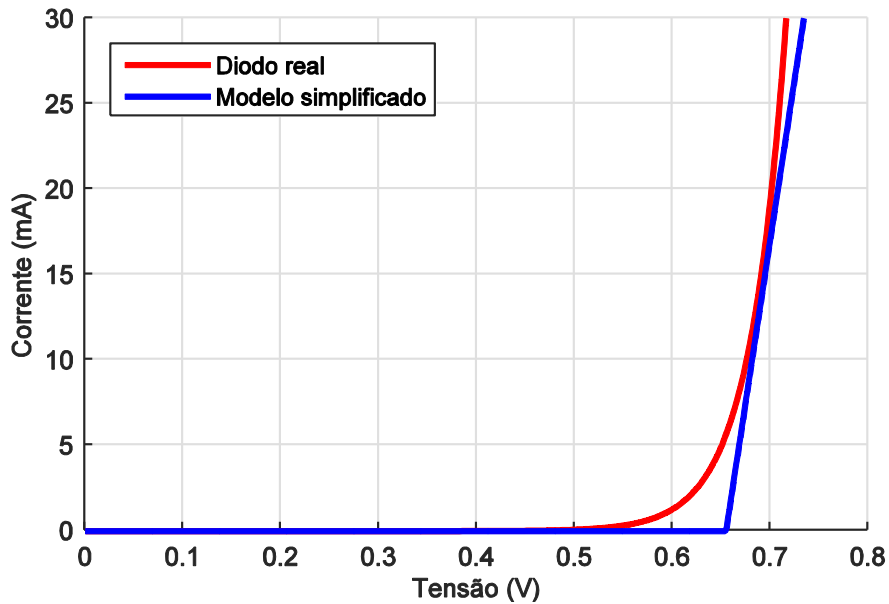
Fonte: Adaptado de Luz (2013, p. 36).

Assim, o comportamento elétrico do circuito dinâmico simplificado de um LED de potência é expresso segundo (35) (LUZ, 2013).

$$V(i) = V_{LED} + iR_{LED} \quad (35)$$

Por conseguinte, a partir de (34) e (35) é possível obter as curvas que representam as características elétricas reais e aproximadas de um diodo emissor de luz, como mostrado na Figura 21.

Figura 21 – Comportamento real e simplificado da curva V-I de um LED.



Fonte: Adaptado de Luz (2013, p. 36).

A expressão (35) é simplificada e não representa o comportamento real de um dispositivo emissor de luz, como se observa na Figura 21, porém se for considerada a existência de variações relevantes na resposta Tensão-Corrente (V-I) deste semicondutor, como a influência da temperatura de junção, citando caso análogo, torna-se possível representar o mesmo através do seu modelo simplificado, tendo em vista que na região linear da curva V-I os dois modelos apresentam comportamentos semelhantes. Segundo Luz (2013, p. 37), o valor da tensão de joelho da curva V-I de um LED real diminui com o aumento da temperatura de junção, criando um ciclo progressivo que leva à queima do dispositivo. Na literatura, este comportamento é chamado de efeito *thermal runaway*, o qual é atribuído à maioria dos semicondutores conhecidos, como Transistores de Junção Bipolar (TJBs) e Transistores de Efeito de Campo (FETs, *Field Effect Transistors*), por exemplo, o qual está relacionado às não idealidades práticas dos elementos.

Todavia, ao exercer um gerenciamento térmico adequado e projetando corretamente o *driver* de alimentação, um LED não excederá a temperatura máxima de operação e nunca se aproximará do efeito apresentado (SAULT, 2014).

Neste trabalho, especificamente, será considerada essa abordagem, utilizando como carga um arranjo composto por 160 LEDs de potência para elevado Índice de Reprodução de Cores (CRI, *Color Rendering Index*), sendo estes do modelo LM561B, classe WA2, da empresa Samsung Electronics Co. Ltd.

A disposição definida para esse arranjo é uma associação paralela de vinte ramos contendo oito LEDs em série cada, o que totaliza $288 W$. Desta potência, $216 W$ serão dissipados na resistência limitadora de corrente $R_{límeq}$. Isto significa que a aplicabilidade da topologia completa se encaixa na Classe C da norma IEC 61000-3-2, que delimita os níveis de distorção harmônica da corrente de alimentação de conversores estáticos empregados no acionamento de equipamentos de iluminação cuja potência ultrapassa a marca de $25 W$.

Cada *chip* precisa de $12 V_{DC}$ e $150 mA$ para funcionar corretamente, o que representa uma potência individual de $1,8 W$, incluindo a parcela que não é propriamente utilizada e que acaba sendo dissipada a fim de garantir as especificações elétricas dos semicondutores. Ou seja, do valor de tensão apresentado, são necessários no máximo $3 V_{DC}$ para garantir que cada LED irá emitir seu fluxo luminoso nominal (SAMSUNG, 2013), sendo o restante aplicado em uma resistência de dissipação alocada em série com a carga, cujo cálculo é apresentado e desenvolvido em (36), utilizando como base a Lei de Ohm e o valor máximo de $3 V_{DC}$ fornecido no *datasheet* do produto.

$$R_{límeq} = \frac{V_{load} - V(i)}{i} \cdot \frac{8}{20} = \frac{12 V - 3 V}{150 mA} \cdot \frac{8}{20} = 24 \Omega \quad (36)$$

A resistência série R_{LED} é obtida através de medições práticas de tensão e corrente, cujos valores são apresentados de forma gráfica no *datasheet* do produto. Assim, a curva V-I mostrada na Figura 22 reproduz as características elétricas do LED modelo LM561B.

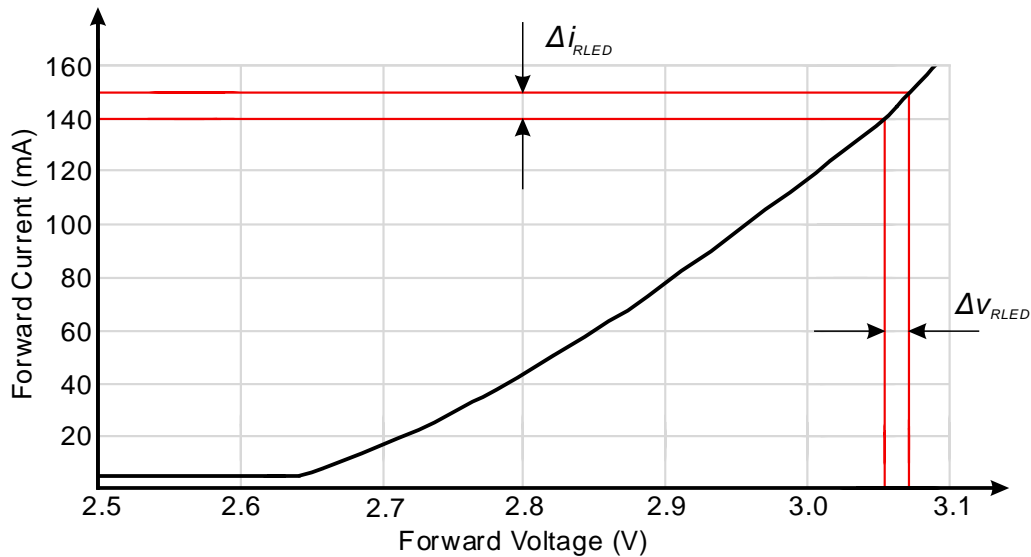
Dessa forma, a partir das variáveis Δv_{RLED} e Δi_{RLED} indicadas na Figura 22, além da disposição proposta para o arranjo de LEDs, pode-se calcular o valor da resistência equivalente R_{LEDeq} , conforme apresentado em (37).

$$R_{LEDeq} = \frac{\Delta v_{RLED}}{\Delta i_{RLED}} \cdot \frac{8}{20} = \frac{3,07 V - 3,045 V}{150 mA - 140 mA} \cdot \frac{8}{20} = 1 \Omega \quad (37)$$

Como consequência de (35), a queda de tensão equivalente dos dispositivos semicondutores (V_{LEDeq}) será igual a $21 V$, sabendo que $3 A \cdot 25 \Omega = 75 V$ serão

aplicados nas resistências obtidas nesta subseção, o que é equivalente a uma dissipação de potência de 225 W.

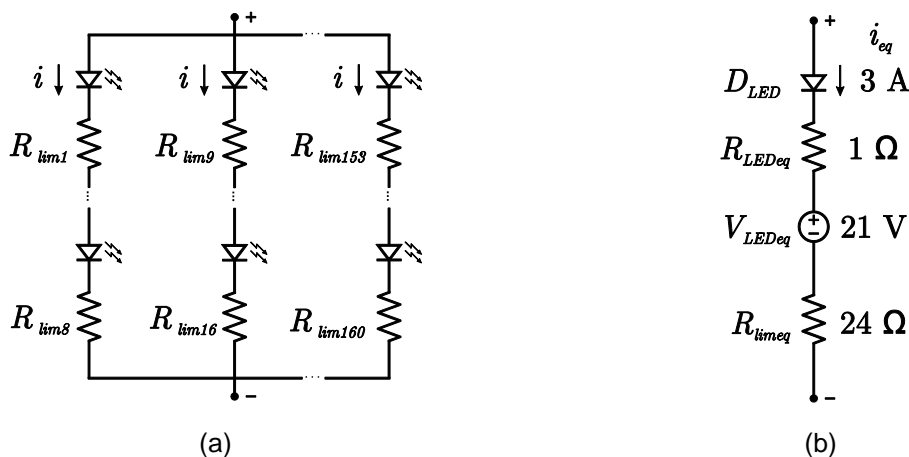
Figura 22 – Curva V-I do LED de potência LM561B.



Fonte: Adaptado de Samsung (2013, p. 10).

Finalmente, a associação mista da carga baseada na utilização de LEDs de potência apresentada na Figura 23 (a) pode ser reduzida ao modelo equivalente simplificado final ilustrado na Figura 23 (b), sendo este composto pela fonte de tensão V_{LEDeq} e pelas simples resistências $R_{lim eq}$ e R_{LEDeq} , que somadas se tornam a resistência de saída denominada R_o neste trabalho, permitindo assim a modelagem do retificador monofásico com compensação ativa via espaço de estados, cujo assunto é abordado na seção 5.

Figura 23 – Configuração da carga. (a) Associação mista. (b) Arranjo equivalente simplificado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Essa definição se deve ao fato de que a utilização de poucos *chips* retornaria um valor muito baixo para a razão cíclica D do conversor *buck* empregado na saída, analisando em termos de prototipação. Portanto, a escolha da associação mista faz com que a razão cíclica seja um valor aceitável, o que também acaba evitando a geração de ruído de baixa frequência na entrada do conversor CC-CC. Segundo Andrade (2015), para uma corrente muito baixa podem haver picos elevados de tensão na saída do filtro LC acoplado ao retificador monofásico ativo. Assim sendo, utilizando as descrições de Dildey, Pinheiro e Dequigiovani (2016), define-se que a carga mínima a qual o conversor monofásico deve suprir é aproximadamente 72,09 W, valor que é respeitado neste trabalho.

Por outro lado, a associação mista proposta pode ter como desvantagem o surgimento de diferentes correntes elétricas circulando por cada um dos braços colocados em paralelo, o que pode fazer com que alguns LEDs brilhem mais do que outros. Para evitar ou corrigir este problema, normalmente utiliza-se alguma técnica convencional de equalização de correntes, assunto que não será abordado por não ser o foco deste trabalho.

4.6 Considerações finais

Esta seção reservou-se à definição dos parâmetros e ao projeto do circuito de potência das partes que compõem o retificador monofásico com compensação ativa de ondulação de baixa frequência, bem como à escolha da carga não linear.

Lembrando que as ondulações de corrente elétrica dos indutores L_C e L_F são elevadas em baixa frequência (120 Hz), porém atendem aos critérios do MCC em alta frequência (40 kHz), que permite níveis que atingem o limiar de 200%, sendo este exato valor correspondente ao Modo de Condução Crítica (MCCR) e acima deste relacionado ao Modo de Condução Descontínua (MCD).

Além disso, as especificações do conjunto de LEDs e do circuito de potência devem ser compatíveis, porque se a corrente ou a tensão de alimentação da carga não forem verificadas, pode haver algum conflito.

5 MODELAGEM DA PRIMEIRA ETAPA DE CONVERSÃO

5.1 Características gerais

Para o correto acionamento de um LED de potência, normalmente é realizado o controle da corrente de alimentação do mesmo através de um laço em malha fechada, principalmente porque este dispositivo semiconductor apresenta um coeficiente de temperatura negativo devido à relação direta entre luminosidade e corrente elétrica (LUZ, 2013).

Porém, para acionar o conjunto de diodos emissores de luz proposto neste trabalho, seria necessária a utilização de um sistema de controle para cada braço colocado em paralelo na disposição geral da carga, inviabilizando o projeto. Desta forma, será realizado o controle da ondulação e do valor médio da tensão fornecida aos LEDs, o que indiretamente acabará por também controlar a corrente elétrica, uma vez que o emprego do vetor de resistências $[R_{lim1} \ R_{lim2} \ R_{lim3} \ \dots \ R_{lim160}]$, em que R_{limeq} é a resistência equivalente da associação mista deste vetor, tem como finalidade a limitação da corrente de alimentação dos semicondutores, garantindo a emissão da luminosidade nominal de cada um.

Nesse sentido, a presente seção destina-se à realização minuciosa e rigorosa da modelagem da primeira etapa de conversão, correspondente ao retificador monofásico com compensação ativa de ondulação de baixa frequência acoplado ao filtro LC ideal, apenas. Ambos precedem o conversor CC-CC de saída, sendo o controle deste último realizado totalmente em malha aberta.

O objetivo de cada etapa é permitir a obtenção das expressões matemáticas que representam a dinâmica do sistema de acordo com as especificações descritas anteriormente, o que será dado pelas funções de transferência de pequenos sinais $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{d}(s)$ e $\hat{i}_{LF}(s)/\hat{d}(s)$, que divididas dão origem à função $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{i}_{LF}(s)$, referentes à planta elétrica, tornando possível a realização do projeto dos sistemas de controle, que por sua vez serão abordados na seção 6.

À vista disso, adotou-se a técnica de modelagem média via espaço de estados, sendo seu procedimento descrito a seguir.

5.2 Modelo referente à tensão de saída

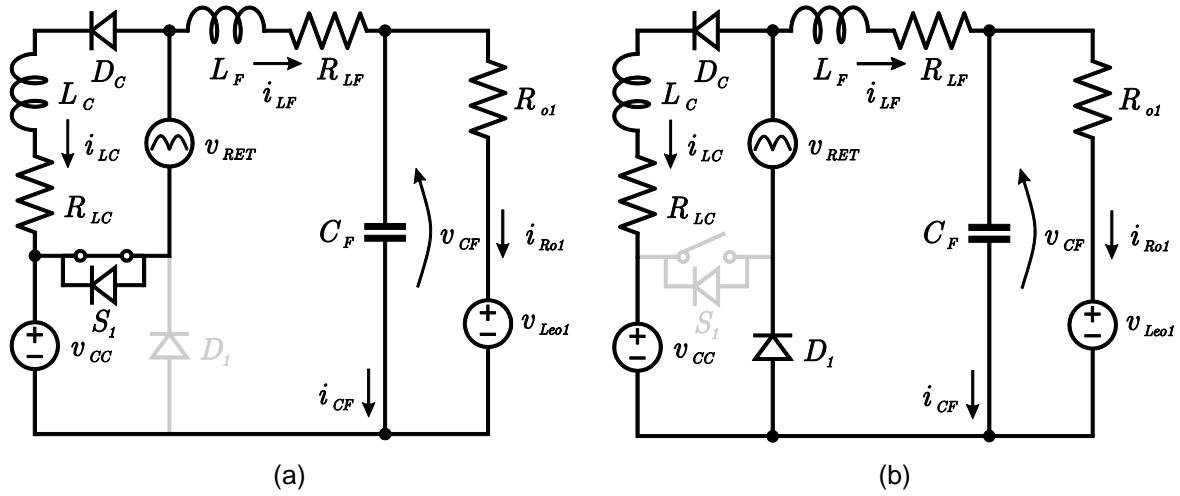
Primeiramente, é importante mencionar que para manter a invertibilidade da matriz A_p , apresentada posteriormente na seção 5.2.4, nesta análise considerou-se a resistência interna dos indutores, isto é, apenas para as deduções matemáticas, sendo seus valores desprezados no projeto dos sistemas de controle. Isto pode e será efetuado neste trabalho pelo simples fato de que os valores comerciais de resistência interna que foram verificados para os indutores de potência encontrados no mercado são muito inferiores à resistência equivalente do grupo de LEDs aplicada na saída da primeira etapa de conversão (R_{o1}), que por sua vez é igual a $332,3 \Omega$, sendo esta responsável pela dissipação de $225 W$. Exemplificando tal abordagem, a utilização do indutor de $3,3 mH$ apresentado na seção 3.4 está relacionada a uma resistência parasita série de 1Ω , para uma temperatura de operação de $20 ^\circ C$ (PANASONIC, 2014), a qual é equivalente a $0,3\%$ do valor da variável R_{o1} mencionada neste parágrafo, tornando desprezível sua influência na dinâmica da planta de pequenos sinais, neste estudo em particular.

Além disso, é necessário reforçar que o conversor híbrido principal da topologia utilizada é um retificador monofásico em ponte completa e o conversor de correção é uma fonte de tensão contínua que, no circuito real, é composta por um capacitor. Isto é, o princípio de operação do retificador ativo consiste em colocar o elemento passivo C_1 ora em série, ora em paralelo com o conversor principal.

Portanto, nesta seção o capacitor de compensação C_1 será substituído por uma fonte de tensão contínua v_{CC} , o que irá simplificar as análises e a modelagem, já que o sistema de quarta ordem se tornará um de terceira ordem, idealmente. Isto pode ser realizado sem causar grandes problemas, partindo da premissa de que a tensão do armazenador capacitivo em questão é praticamente constante e respeita o mesmo nível de oscilação definido para v_{CF} , que no caso é 10% .

Assim, segundo Erickson e Maksimović (2001), a análise teórica do sistema deve considerar os estágios de operação do conversor, sendo este valor normalmente igual a três. Nesta situação em especial, por se tratar de um circuito que opera no MCC, a modelagem levará em consideração apenas o primeiro estágio, caracterizado pela condução da chave S_1 , e o segundo estágio, dado pelo bloqueio da mesma, conforme é ilustrado nas Figuras 24 (a) e (b), respectivamente.

Figura 24 – Funcionamento da primeira etapa de conversão. (a) Estágio 1 e (b) estágio 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

É sabido que o modelo médio via espaço de estados leva em consideração as equações diferenciais representativas dos elementos armazenadores de energia do circuito de potência, ou seja, as equações de tensão dos capacitores e corrente dos indutores (SILVA, 2011). Neste sentido, definiram-se como as variáveis independentes do sistema em estudo as correntes que percorrem os indutores L_C e L_F e a tensão aplicada sobre o capacitor de saída C_F .

Logo, o vetor de estados resultante é dado conforme (38).

$$x(t) = [i_{LC}(t) \quad i_{LF}(t) \quad v_{CF}(t)]^T \quad (38)$$

Como podem ser observadas nas Figuras 24 (a) e (b), as fontes de tensão que serão incluídas nesta análise são: (i) a tensão independente de entrada v_{RET} , que representa a saída do retificador monofásico em ponte completa, (ii) a fonte de tensão contínua v_{CC} , que no circuito real é dada pelo capacitor de compensação C_1 , e (iii) a fonte de tensão v_{Leo1} , que é a queda de tensão equivalente dos LEDs (V_{LEDeq}) refletida para a entrada do conversor *buck* através da razão cíclica D_{buck} , a qual fora apresentada e calculada em (29), na seção 4.4.1. Portanto, o vetor de entrada do sistema é representado segundo (39).

$$u(t) = [v_{RET}(t) \quad v_{CC}(t) \quad v_{Leo1}(t)]^T \quad (39)$$

Além disso, o vetor de saída é definido em (40), uma vez que o objetivo é obter o modelo da tensão de saída aplicada sobre o capacitor C_F em função da razão cíclica, neste primeiro momento.

$$y(t) = [v_{CF}(t)] \quad (40)$$

5.2.1 Estágio 1

O primeiro estágio de operação do sistema de conversão é caracterizado pela condução da chave semicondutora S_1 , como é mostrado na Figura 24 (a), sendo o intervalo de tempo de condução expresso por $0 \leq t < DT_s$. Desta forma, ao aplicar-se as Leis de Kirchhoff das malhas e nós no circuito deste estágio, obtêm-se as equações diferenciais expressas em (41)-(43).

$$L_C \frac{di_{LC}(t)}{dt} = v_{RET}(t) - R_{LC} i_{LC}(t) \quad (41)$$

$$L_F \frac{di_{LF}(t)}{dt} = v_{RET}(t) + v_{CC}(t) - R_{LF} i_{LF}(t) - v_{CF}(t) \quad (42)$$

$$C_F \frac{dv_{CF}(t)}{dt} = i_{LF}(t) - \frac{v_{CF}(t)}{R_{o1}} + \frac{v_{Leo1}(t)}{R_{o1}} \quad (43)$$

De acordo com Erickson e Maksimović (2001), as equações que relacionam o vetor de estados com os vetores de entrada e saída, de uma forma geral, são expressas em (44) e (45), considerando o primeiro estágio de operação.

$$K\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) \quad (44)$$

$$y(t) = H_1x(t) \quad (45)$$

em que $\dot{x}(t)$ é a derivada do vetor de estados (OGATA, 2010).

Diante do exposto, é possível relacionar as equações obtidas através das Leis de Kirchhoff das Correntes e das Tensões com aquelas definidas por Erickson e Maksimović (2001), o que traz como resultado os coeficientes K , A_1 , B_1 e H_1 , segundo (46), (47), (48) e (49), nesta ordem.

$$K = \begin{bmatrix} L_C & 0 & 0 \\ 0 & L_F & 0 \\ 0 & 0 & C_F \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -R_{LC} & 0 & 0 \\ 0 & -R_{LF} & -1 \\ 0 & 1 & \frac{-1}{R_{o1}} \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{o1}} \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$H_1 = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (49)$$

Lembrando que, assim como para o caso da fonte de tensão v_{Leo1} , a resistência R_{o1} é a soma das resistências equivalentes R_{limesq} e R_{LEDeq} , também denominada R_o neste trabalho, que foi refletida para a entrada do conversor *buck* através da razão cíclica D_{buck} , apresentada e calculada em (29).

5.2.2 Estágio 2

Por conseguinte, o segundo estágio de operação do sistema eletrônico é caracterizado pelo bloqueio da chave semicondutora S_1 , como pode ser observado no circuito da Figura 24 (b), sendo o intervalo de tempo de bloqueio expresso por $DT_s \leq t < T_s$. Aplicando-se novamente as Leis de Kirchhoff das malhas e nós, desta vez no circuito correspondente a este estágio, obtêm-se as equações diferenciais expressas em (50)-(52).

$$L_C \frac{di_{LC}(t)}{dt} = v_{RET}(t) - v_{CC}(t) - R_{LC} i_{LC}(t) \quad (50)$$

$$L_F \frac{di_{LF}(t)}{dt} = v_{RET}(t) - R_{LF} i_{LF}(t) - v_{CF}(t) \quad (51)$$

$$C_F \frac{dv_{CF}(t)}{dt} = i_{LF}(t) - \frac{v_{CF}(t)}{R_{o1}} + \frac{v_{Leo1}(t)}{R_{o1}} \quad (52)$$

As equações que descrevem este estágio de operação e que relacionam o vetor de estados com os vetores de entrada e saída, de uma forma geral, são expressas em (53) e (54).

$$K\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) \quad (53)$$

$$y(t) = H_2x(t) \quad (54)$$

Da mesma forma que para o primeiro estágio, podem-se relacionar as equações obtidas através das Leis de Kirchhoff com aquelas definidas por Erickson e Maksimović (2001), o que traz como resultado os coeficientes A_2 , B_2 e H_2 , segundo (56), (57) e (58), respectivamente, sendo o coeficiente K definido anteriormente em (46) apresentado novamente em (55).

$$K = \begin{bmatrix} L_C & 0 & 0 \\ 0 & L_F & 0 \\ 0 & 0 & C_F \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -R_{LC} & 0 & 0 \\ 0 & -R_{LF} & -1 \\ 0 & 1 & \frac{-1}{R_{o1}} \end{bmatrix} \quad (56)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{o1}} \end{bmatrix} \quad (57)$$

$$H_2 = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (58)$$

5.2.3 Equações Equilíbrio

Para o desenvolvimento da modelagem CA de um conversor estático de potência, fazem-se necessárias a dedução e a obtenção das expressões matemáticas que representam a dinâmica do vetor de estados em regime permanente, também denominadas como modelo CC, que se referem às variáveis I_{LC} , I_{LF} e V_{CF} do sistema de terceira ordem analisado.

Tal abordagem será aplicável apenas se a frequência natural do sistema, bem como a frequência de variação das grandezas que compõem o vetor de entrada, for relevantemente inferior à frequência de chaveamento f_s (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001), o que para este caso específico é verificado, uma vez que a ondulação senoidal de baixa frequência possui o dobro da frequência da rede elétrica ($2 \cdot 60 \text{ Hz} = 120 \text{ Hz}$) e a frequência de chaveamento dos elementos ativos é igual a 40 kHz , conforme fora definido na Tabela 2.

Dessa forma, para a obtenção do modelo CC, o vetor de estados em regime permanente, dado por $X = [I_{LC}(t) \quad I_{LF}(t) \quad V_{CF}(t)]^T$, e o vetor de saída em regime permanente, que por sua vez é dado por $Y = [V_{CF}(t)]$, podem ser solucionados através de (59) e (60), respectivamente.

$$X = -A^{-1}BU \quad (59)$$

$$Y = (-HA^{-1}B)U \quad (60)$$

Em que cada estágio de operação do circuito, que correspondem à condução e ao bloqueio da chave semicondutora S_1 , possui uma contribuição nesses termos, o que ocorre através da razão cíclica D , conforme apresentado em (61)-(63).

$$A = A_1D + A_2D' \quad (61)$$

$$B = B_1D + B_2D' \quad (62)$$

$$H = H_1D + H_2D' \quad (63)$$

em que D' é o complemento da razão cíclica, cuja função é igual a $(1 - D)$ (POMILIO, 2013), e o vetor de entrada em regime permanente é dado por (64).

$$U = [V_{RET} \quad V_{CC} \quad V_{Leo1}]^T \quad (64)$$

Dessa forma, aplicando (47)-(49) e (56)-(58) em (61)-(63), e após isto (61)-(63) e (64) em (59) e (60), têm-se como resultado as equações que representam os vetores de estado e de saída em regime permanente, conforme (65) e (66).

$$\begin{bmatrix} I_{LC} \\ I_{LF} \\ V_{CF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{RET} - V_{CC}(1 - D)}{R_{LC}} \\ \frac{V_{RET} + DV_{CC} - V_{Leo1}}{R_{LF} + R_{o1}} \\ \frac{R_{o1}V_{RET} + DR_{o1}V_{CC} + R_{LF}V_{Leo1}}{R_{LF} + R_{o1}} \end{bmatrix} \quad (65)$$

$$V_{CF} = \frac{R_{o1}V_{RET} + DR_{o1}V_{CC} + R_{LF}V_{Leo1}}{R_{LF} + R_{o1}} \quad (66)$$

Por fim, sabendo que o circuito de potência da primeira etapa de conversão opera no modo de condução contínua, e desconsiderando a resistência interna dos indutores ideais (R_{LF} e R_{LC}), obtém-se a expressão matemática simplificada para a tensão de saída em regime permanente V_{CF} , conforme a descrição de (67).

$$V_{CF} = V_{RET} + DV_{CC} \quad (67)$$

A partir disso, pode-se isolar a razão cíclica D , o que resulta na expressão (68), cujo conhecimento é de suma importância para este trabalho, uma vez que esta função é responsável pelo disparo da chave semicondutora S_1 , que na prática vem a ser um transistor MOSFET, através de um sinal PWM variante no tempo. Tal coordenação pode ser efetuada em malha aberta ou malha fechada, diferenciando-se no que diz respeito ao projeto de cada sistema de controle.

$$D = \frac{V_{CF} - V_{RET}}{V_{CC}} = \frac{V_{CF} - V_P |sen(\omega t)|}{V_{CC}} \quad (68)$$

5.2.4 Modelo de pequenos sinais

O modelo de pequenos sinais representa o comportamento de um sistema dinâmico frente à inserção de perturbações nas suas variáveis de entrada, sendo sua obtenção dada através das soluções de (69) e (70). Sabendo disto, é importante destacar que tal modelo só é válido para pequenas perturbações, o que é suficiente para retornar as funções de transferência de pequenos sinais da planta elétrica em estudo e permitir a realização do projeto dos sistemas de controle.

Neste trabalho, especificamente, serão consideradas pequenas perturbações na tensão independente v_{RET} , na tensão contínua v_{CC} e na tensão v_{Leo1} , além da razão cíclica de comutação da chave S_1 . Assim, define-se o vetor de entrada de perturbação como sendo $\hat{u}_p(t) = [\hat{u}(t) \quad \hat{d}(t)]^T$.

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_p \hat{x}(t) + B_p \hat{u}_p(t) \quad (69)$$

$$\hat{y}(t) = H_p \hat{x}(t) \quad (70)$$

As variáveis A_p , B_p e H_p são termos dependentes das contribuições do circuito em cada estágio de operação, o que diz respeito à condução e ao bloqueio da chave semicondutora S_1 , conforme apresentado em (71)-(73).

$$A_p = K^{-1}A \quad (71)$$

$$B_p = K^{-1}[B (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \quad (72)$$

$$H_p = H \quad (73)$$

Nesse sentido, aplicando (61)-(63), (46)-(48), (56), (57), (59) e (64) em (71)-(73), têm-se como resultado o modelo CA de pequenos sinais da primeira etapa de conversão da energia da topologia utilizada, como mostrado em (74)-(76).

$$A_p = \begin{bmatrix} \frac{-R_{LC}}{L_C} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_{LF}}{L_F} & \frac{-1}{L_F} \\ 0 & \frac{1}{C_F} & \frac{-1}{R_{o1}C_F} \end{bmatrix} \quad (74)$$

$$B_p = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_C} & \frac{(D-1)}{L_C} & 0 & \frac{V_{CC}}{L_C} \\ \frac{1}{L_F} & \frac{D}{L_F} & 0 & \frac{V_{CC}}{L_F} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{o1}C_F} & 0 \end{bmatrix} \quad (75)$$

$$H_p = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (76)$$

Segundo Erickson e Maksimović (2001), a determinação da função de transferência de pequenos sinais da tensão v_{CF} da planta elétrica do circuito em análise, que relaciona as variáveis perturbadas de entrada com a saída, é feita por meio da Transformada de Laplace de (69) e (70), conforme apresentada em (77).

$$\hat{y}(s) = H_p (sI_{3 \times 3} - A_p)^{-1} B_p \hat{u}_p(s) \quad (77)$$

Diante do exposto, define-se que o vetor de entrada é caracterizado por $\hat{u}_p(s) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad \hat{d}(s)]^T$. Ou seja, existe a presença de uma perturbação apenas na razão cíclica de comutação da chave S_1 , sendo $\hat{v}_{RET}(s) = \hat{v}_{CC}(s) = \hat{v}_{Leo1}(s) = 0$.

Portanto, sabendo que o vetor de saída é dado por $\hat{y}(s) = [\hat{v}_{CF}(s)]$, isto é, que a tensão de saída a ser controlada é a variável de interesse da modelagem, e desconsiderando a resistência interna dos indutores ideais (R_{LF} e R_{LC}), pode-se solucionar a equação (77) e obter-se a função de transferência de pequenos sinais da tensão de saída v_{CF} , cujo resultado é exposto em (78).

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_{CF}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{R_{o1} V_{CC}}{(L_F C_F R_{o1})s^2 + L_F s + R_{o1}} \quad (78)$$

5.2.5 Validação do modelo obtido

Com o intuito de verificar se o modelo matemático obtido com as deduções, o qual fora apresentado em (78), representa a resposta da tensão aplicada sobre o capacitor C_F do filtro frente à inserção de perturbações na razão cíclica, realizou-se uma comparação entre o mesmo e o circuito de potência da primeira etapa de conversão, utilizando os softwares PSIM® e Simulink®, sendo este último uma extensão do software MATLAB®.

Como o modelo de pequenos sinais representa apenas a variação que ocorre na tensão v_{CF} diante de tais perturbações, torna-se necessária a determinação da componente CC que compõe a resposta do retificador monofásico com compensação ativa conectado ao filtro LC ressonante.

Assim, na validação considerou-se a tensão de saída do retificador monofásico em ponte completa (V_{RET}) como sendo constante e igual a 100 V, a fonte de tensão contínua que representa o capacitor de compensação (V_{CC}) igual a 125 V e a queda de tensão equivalente dos LEDs refletida para a entrada do conversor *buck* (V_{Le01}) igual a 10 V, todas se referindo ao regime permanente. Também se utilizou a resistência de saída R_{o1} , no valor genérico estipulado de 10 Ω , e a razão cíclica D , neste caso igual a 0,5 (*adimensional*).

Além disso, em contrapartida ao que fora definido nas subseções anteriores desta seção, exclusivamente nesta análise considerou-se a resistência interna do indutor L_F , que é R_{LF} , a qual foi definida como 1 Ω , representando as características do indutor de potência modelo 18E, da empresa Panasonic Corporation, o qual foi apresentado e utilizado na seção 3.4, a fim de validar o modelo CA por completo, ou seja, levando em conta a totalidade de suas variáveis.

Através desse embasamento e dos valores atribuídos às variáveis na Tabela 2, além do conhecimento da equação do modelo CC, definida anteriormente em (65) e (66), a tensão de saída em regime permanente da primeira etapa de conversão para este caso exemplo é obtida conforme (79).

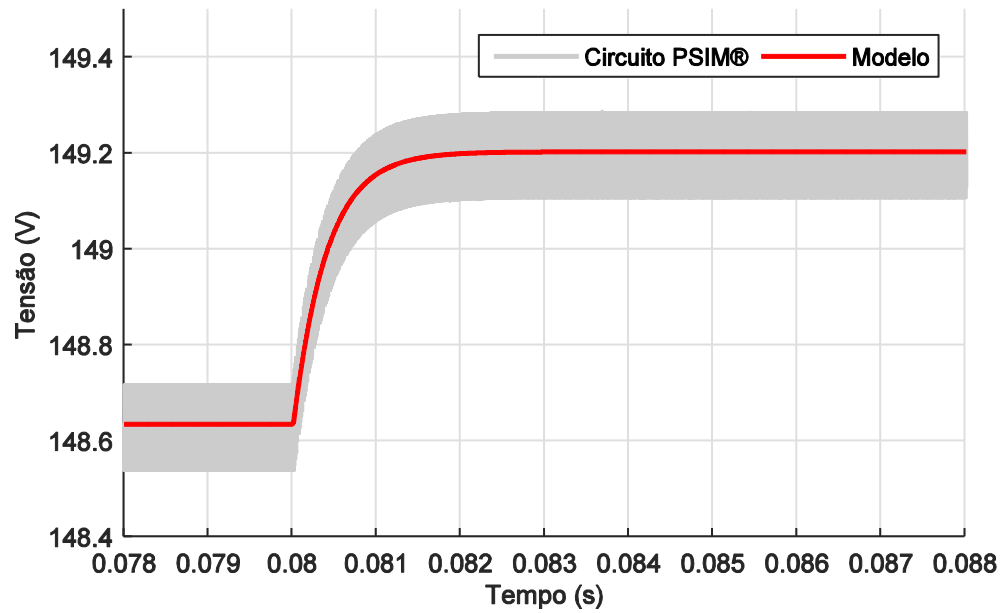
$$V_{CF} = \frac{10 \Omega \cdot 100 \text{ V} + 0,5 \cdot 10 \Omega \cdot 125 \text{ V} + 1 \Omega \cdot 10 \text{ V}}{10 \Omega + 1 \Omega} = 148,64 \text{ V} \quad (79)$$

A partir disso, para verificar se o modelo realmente atende às especificações de projeto, podem-se realizar dois testes utilizando uma entrada do tipo degrau positivo e outra do tipo negativo, aplicadas ao modelo (LUZ, 2013) (SILVA, 2011).

No primeiro caso, a variação da razão cíclica representa um degrau positivo de magnitude igual a 0,005, o que significa um aumento da razão cíclica de 0,5 para 0,505. Já no segundo caso, por outro lado, o degrau aplicado representa a variação negativa da razão cíclica de 0,5 para 0,495, sendo ambas adimensionais. As Figuras 25 e 26 ilustram os dois casos apresentados, respectivamente.

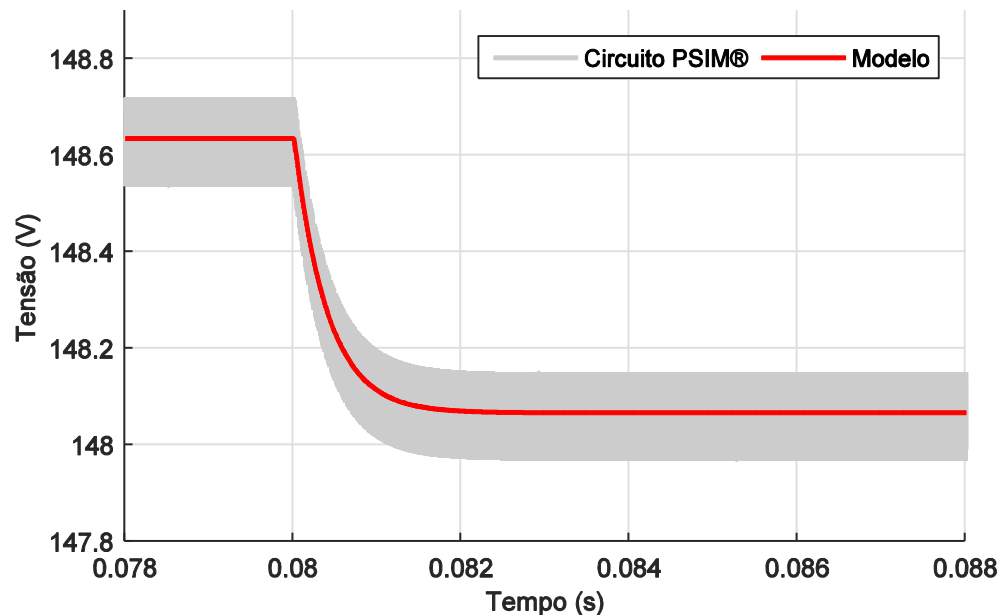
Além disso, através de (80) e (81), nesta ordem, pode-se verificar a magnitude da tensão de saída da primeira etapa de conversão após a estabilização desta variável frente aos degraus positivo e negativo aplicados no modelo, o que corresponde ao regime permanente, em que $t \rightarrow \infty$, isto é, $s \rightarrow 0$.

Figura 25 – Resposta do circuito e do modelo a um degrau de 0,005 na razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 26 – Resposta do circuito e do modelo a um degrau de -0,005 na razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$V_{CF} = 148,64 \text{ V} + \frac{10 \Omega \cdot 125 \text{ V}}{10 \Omega + 1 \Omega} \cdot 0,005 = 149,21 \text{ V} \quad (80)$$

$$V_{CF} = 148,64 \text{ V} - \frac{10 \Omega \cdot 125 \text{ V}}{10 \Omega + 1 \Omega} \cdot 0,005 = 148,07 \text{ V} \quad (81)$$

Como pode ser observado nas formas de onda superamortecidas das Figuras 25 e 26 e verificado em (80) e (81), ambos os estudos de caso elaborados indicam que a variação da tensão corresponde à variação da razão cíclica, evidenciando que o modelo de pequenos sinais obtido para a planta $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{d}(s)$ atende às especificações de pequenas perturbações nas variáveis de entrada.

5.3 Modelo referente à corrente do indutor ideal L_F

Durante o desenvolvimento deste trabalho, verificou-se que a realização do controle da corrente elétrica que circula pelo indutor ideal do filtro LC ressonante resulta em uma melhor sintetização do sinal de tensão na saída da primeira etapa de conversão, reduzindo os níveis de flutuação e promovendo um valor médio sem dissemelhanças em relação àqueles esperados e traçados como objetivos.

A inserção dessa extensão no projeto dos sistemas de controle em malha fechada que serão desenvolvidos baseia-se no conceito de múltiplas malhas de controle, amplamente estudadas na literatura e que serão mais detalhadas na seção 6. Resumidamente, propõem-se a utilização de duas malhas, cuja finalidade é fazer com que a primeira etapa da topologia possua a tensão de saída V_{CF} e a corrente I_{LF} reguladas em valores constantes, sendo suas médias definidas a priori.

Tendo posse da função de transferência de pequenos sinais referente à tensão do capacitor C_F , é preciso obter aquela que relaciona a corrente perturbada que circula pelo indutor do filtro LC com a razão cíclica perturbada, sendo esta última pertencente ao vetor de entrada perturbado $\hat{u}_p(s)$, definido na seção 5.2.4.

Isto é, precisa-se substituir a expressão da variável H_p apresentada em (76) pelo vetor $[0 \ 1 \ 0]$, ação que por mérito atribui $i_{LF}(t)$ ao vetor de saída $y(t)$, cujo resultado no domínio da frequência pode ser observado em (82).

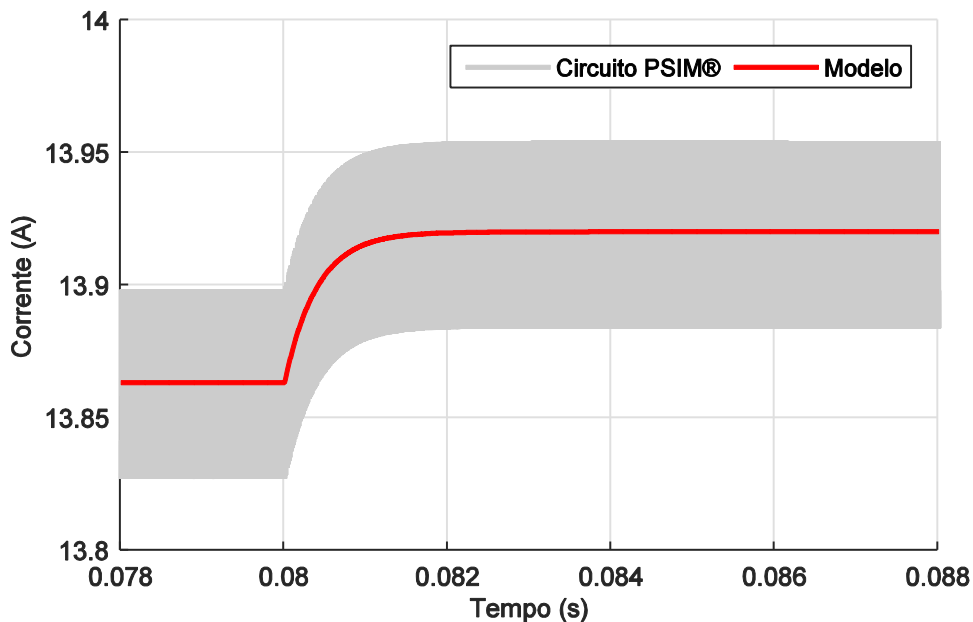
$$\hat{y}(s) = [\hat{i}_{LF}(s)] \quad (82)$$

Aplicando a modificação de H_p em (77), além de se considerar as mesmas atribuições e valores definidos na seção 5.2.5, pode-se solucionar a nova equação e se obter a função de transferência de pequenos sinais da corrente que percorre o indutor ideal L_F , cujo resultado é exposto em (83).

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{LF}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{C_F R_{o1} V_{CC} s + V_{CC}}{(L_F C_F R_{o1}) s^2 + L_F s + R_{o1}} \quad (83)$$

Com o intuito de verificar se o modelo matemático apresentado em (83) é válido, realizou-se uma comparação entre o mesmo e o circuito de potência, utilizando os softwares PSIM® e Simulink®. A Figura 27 ilustra o resultado da aplicação de um degrau positivo de magnitude igual a 0,005 (*adimensional*) na razão cíclica, o que equivale a um aumento da mesma para 0,505 (*adimensional*).

Figura 27 – Resposta do circuito e do modelo a um degrau de 0,005 na razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como pode ser observado, o estudo de caso elaborado indica que a variação da corrente corresponde à variação da razão cíclica, evidenciando que o modelo de pequenos sinais obtido atende às especificações de pequenas perturbações nas variáveis de entrada, o que é suficiente para permitir o projeto dos controladores.

5.4 Modelo referente à tensão v_{CF} pela corrente i_{LF}

Neste trabalho, especificamente, propõem-se a utilização de duas malhas, sendo uma interna, relacionada à corrente do indutor L_F , e outra externa, correspondente à tensão do capacitor C_F .

No desenvolvimento dos controladores P, PI e PI* que serão propostos para fazer com que a corrente I_{LF} seja regulada em um valor médio definido a priori, é importante conhecer a função de transferência de pequenos sinais $\hat{i}_{LF}(s)/\hat{d}(s)$.

Porém, para se efetuar o correto dimensionamento do controlador PI clássico da malha externa de tensão, também é necessário conhecer o modelo CA que relaciona a tensão v_{CF} com a corrente i_{LF} , que pode ser obtido através da divisão de (78) por (83), cujo resultado é exposto em (84).

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{CF}(s)}{\hat{i}_{LF}(s)} = \frac{R_{o1}V_{CC}}{C_F R_{o1}V_{CC} s + V_{CC}} \quad (84)$$

Tendo em vista que os modelos $G_{vd}(s)$ e $G_{id}(s)$ foram validados com excelência, conclui-se que a função apresentada em (84) também está correta, uma vez que é o quociente proveniente de uma simples manipulação matemática.

5.5 Considerações finais

Esta seção destinou-se à realização da modelagem da primeira etapa de conversão da energia elétrica da topologia CA-CC-CC estudada, correspondente ao retificador monofásico ativo conectado ao filtro LC ressonante, na qual se obteve e validou as funções de transferência de pequenos sinais $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{d}(s)$ e $\hat{i}_{LF}(s)/\hat{d}(s)$, que divididas dão origem à função $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{i}_{LF}(s)$.

Apesar de ter sido observada a importância da resistência interna dos indutores de potência nas equações de regime permanente apresentadas em (65), tais variáveis não possuem grandes representatividades nas funções de transferência de pequenos sinais descritas em (78), (83) e (84). Ou seja, as resistências parasitas R_{LF} e R_{LC} podem ser desprezadas sem grandes problemas, uma vez que apenas os modelos CA são efetivamente utilizados no desenvolvimento dos sistemas de controle em malha fechada, além de ter sido demonstrado que os valores comerciais de resistência interna que foram verificados para os elementos magnéticos são muito inferiores à resistência R_{o1} aplicada na saída da primeira etapa de conversão, a qual é igual a 332,3 Ω .

Finalmente, aplicando a função *ctrb* do software MATLAB® nas variáveis $K^{-1}A$ e $K^{-1}B$, e considerando uma varredura de zero à unidade para a razão cíclica D , além dos valores definidos na Tabela 2, observou-se que todas as colunas da matriz de controlabilidade definida por Carvalho (2008, p. 27) e apresentada de maneira adaptada em (85) são linearmente independentes.

$$\Phi_{Crt} = K^{-1}[B \quad AB \quad \dots \quad A^{\delta-1}B] \quad (85)$$

Além disso, utilizando a função *rank* do mesmo software na matriz resultante Φ_{Crt} , obtém-se como resultado um valor igual a δ , que é o número de termos definidos no vetor de estados $x(t)$ (CARVALHO, 2008).

Dessa forma, pode-se concluir que a planta elétrica correspondente à associação em cascata do retificador monofásico ativo com o filtro passa-baixa ressonante é controlável, sendo possível a realização do projeto dos sistemas de controle em malha aberta e malha fechada propostos, que serão desenvolvidos na próxima seção.

6 PROJETO DOS SISTEMAS DE CONTROLE

6.1 Características gerais

Segundo Silva (2011), no projeto dos sistemas de controle diversas características podem e devem ser consideradas, de acordo com a sua aplicabilidade prática no circuito em desenvolvimento. Normalmente, estes requisitos dizem respeito à estabilidade, desempenho e precisão, entre outros.

Nesse contexto, esta seção visa apresentar o projeto dos sistemas de controle propostos para regular a ondulação e o valor médio da tensão de saída dos estágios de conversão da topologia CA-CC-CC em estudo, fator presente em qualquer retificador monofásico alimentado pela rede.

Para isso, serão desenvolvidos três sistemas de controle em malha fechada, cuja alteração de uma análise para a outra ocorrerá apenas através da adequação do bloco controlador da corrente $C_i(s)$, ou seja, a malha de tensão será a mesma para todos os casos em MF, e os resultados destes serão posteriormente comparados àqueles obtidos com o controle em malha aberta. Será estudado o conteúdo harmônico e verificado, para cada situação, a THD, o fator de potência e se há o atendimento à norma IEC 61000-3-2 Classe C, referente à distorção harmônica da corrente de alimentação de conversores estáticos.

6.2 Sistema de controle em malha aberta

A terminologia “*malha aberta*” se refere ao modelo de controle dinâmico que se fundamenta na aplicação de um sinal lógico de controle pré-definido, esperando-se que após um intervalo de tempo razoável a variável a ser controlada atinja uma determinada resposta ou comportamento, sem que o sinal a ser aplicado no próximo instante dependa da evolução interna do processo. Então, um sistema de controle em malha aberta nada mais é do que um conjunto dinâmico desprovido do artifício da realimentação negativa, que utiliza um dispositivo de atuação direta para realizar o controle propriamente dito de um determinado processo ou procedimento (BISHOP; DORF, 2009).

Assim sendo, Bishop e Dorf (2009) definem um sistema de controle como a interconexão de componentes, formando uma configuração de sistema que

produzirá uma resposta desejada a partir de uma referência pré-estabelecida. A base para tal análise provém da conhecida relação de causa e efeito para os componentes de um sistema.

Dessa forma, o sistema de controle em malha aberta proposto neste trabalho é composto por um controlador e um atuador, além das referências necessárias para a obtenção da resposta desejada, o processo e a própria saída, conforme é mostrado no diagrama de blocos da Figura 28.

Figura 28 – Representação do sistema de controle em malha aberta proposto.



Fonte: Adaptado de Bishop e Dorf (2009, p. 2).

Para a topologia utilizada, a resposta desejada na saída é a tensão contínua V_{CF} igual a 350 V , cujo valor médio é idealmente constante, bem como fora ilustrado na Figura 17 (a), a saída é o valor de tensão real obtido nas simulações, o atuador é a chave semicondutora S_1 , o processo é o próprio arranjo CA-CC-CC e o controlador é a função apresentada a seguir.

Nesse caso, a coordenação MA do disparo do MOSFET do circuito híbrido auxiliar será dada pelo sinal lógico resultante da função variável demonstrada em (86), cuja dedução foi apresentada na seção 5.2.3.

$$D = \frac{V_{CF} - V_{RET}}{V_{CC}} = \frac{350\text{ V} - \sqrt{2} \cdot 220\text{ V} \cdot |\text{sen}(2 \cdot \pi \cdot 60\text{ Hz} \cdot t)|}{375\text{ V}} \quad (86)$$

Ressalta-se, ainda, que o quociente entre a saída e a entrada retorna a função de transferência em malha aberta do sistema.

6.3 Sistemas de controle em malha fechada

Para a realização desta subseção, é necessário lembrar que a primeira etapa de conversão da topologia CA-CC-CC deve possuir a tensão de saída V_{CF} e a

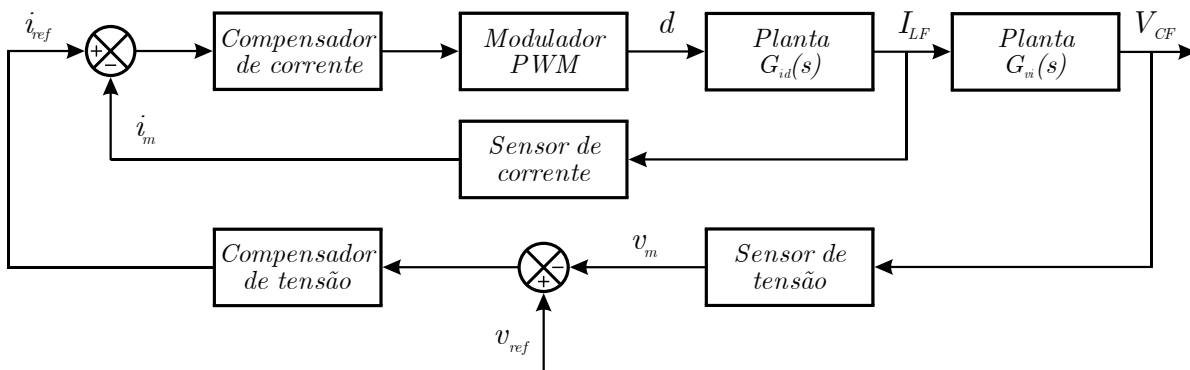
corrente I_{LF} reguladas em valores médios constantes, tal como fora apresentado e definido na seção 5.3.

Nesse contexto, os sistemas de controle em malha fechada que serão desenvolvidos a seguir têm como base um único diagrama de blocos, que foi definido a partir de uma análise realizada junto aos conceitos de múltiplas malhas de controle, amplamente estudadas por Ogata (2010), bem como por Bishop e Dorf (2009), entre outros.

Neste trabalho, propõem-se a utilização de duas malhas, sendo uma interna, referente à corrente do indutor L_F , e outra externa, correspondente à tensão do capacitor C_F , uma vez que se verificou que a realização do controle de tal corrente resulta em uma melhor sintetização do sinal de tensão na saída da primeira etapa, reduzindo os níveis de ondulação e promovendo um valor médio sem dissemelhanças em relação àquele esperado e traçado como objetivo.

O diagrama de blocos do sistema de controle empregado no projeto é mostrado na Figura 29, destacando cada componente utilizado.

Figura 29 – Diagrama de blocos do controle em malha fechada proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

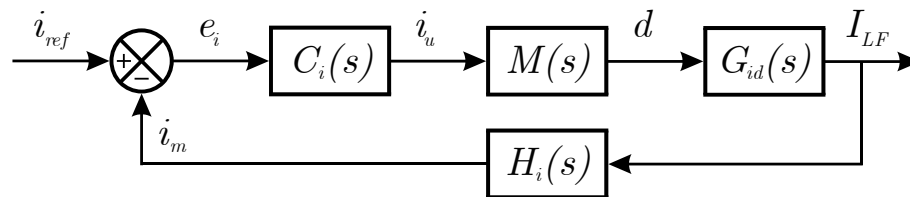
Dessa forma, cabe ressaltar que a resposta da malha interna de corrente será suficientemente mais rápida do que a externa, sendo sua ordem próxima à frequência de chaveamento f_s , ao menos no projeto do compensador PI corretamente dimensionado. A malha de tensão, por sua vez, que é utilizada para o controle efetivo da oscilação de tensão na saída do retificador monofásico ativo acoplado ao filtro LC ressonante, possui tempo de resposta mais lento, que é inferior à ordem do sinal de tensão obtido junto à rede elétrica (60 Hz), com ciclos de 12 Hz, o que garante a compensação da ondulação de tensão em baixa frequência.

6.3.1 Malha interna de corrente

Tendo posse da função de transferência de pequenos sinais da corrente que percorre o indutor ideal L_F , cujo resultado é exposto em (83), e conhecendo a planta elétrica da malha interna apresentada na Figura 29, torna-se possível realizar o projeto dos três controladores em malha fechada mencionados anteriormente, sendo estes do tipo P, PI e PI Modificado (PI*). O objetivo é fazer com que o valor médio da corrente elétrica I_{LF} seja constante e igual a I_{o1} , a qual é utilizada como a referência desejada nesta parte do trabalho.

Assim, a malha de corrente é composta por um controlador $C_i(s)$, um modulador de largura de pulso $M(s)$, a planta de pequenos sinais definida em (83) e um sensor $H_i(s)$ para realizar a realimentação negativa da malha, conforme se pode verificar observando a Figura 30.

Figura 30 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O objetivo do compensador de corrente $C_i(s)$ é seguir um determinado sinal de referência, que neste caso é o valor médio constante I_{o1} , logo sua banda passante deve ser relativamente elevada a fim de garantir que será gerada pouca distorção na corrente de regime permanente I_{LF} . Já o modulador PWM $M(s)$, por outro lado, tem como objetivo realizar a comparação da ação de controle i_u (D) com a portadora triangular de amplitude unitária e frequência f_s , produzindo como resultado uma perturbação $\hat{d}(s)$ na razão cíclica variável D através do nível lógico v_{PWM} , o qual é utilizado para acionar a chave semicondutora S_1 . Por fim, o erro e_i (em pu) é a subtração da corrente de referência aplicada na entrada do diagrama pela corrente medida através da realimentação negativa do sensor, cujo ganho estático é representado pelo bloco $H_i(s)$.

Diante disso, a função de transferência em malha aberta sem compensação para a corrente do indutor L_F , isto é, com $C_i(s) = 1$, pode ser definida conforme (87).

$$FTMA_{NCi}(s) = M(s) \cdot G_{id}(s) \cdot H_i(s) \quad (87)$$

A ação de controle i_u , que é equivalente à razão cíclica D , terá uma variação de zero à unidade, então o modulador adotado deve ser uma forma de onda triangular de amplitude A_M que também varia de zero à unidade e cuja frequência é f_s , definida anteriormente na seção 4.1. Portanto, a representação do ganho gerado mediante o uso do modulador pode ser expressa e calculada segundo (88).

$$M(s) = \frac{1}{A_M} = \frac{1}{1} = 1 \text{ pu} \quad (88)$$

O sensor de corrente possui uma função de transferência que é igual ao ganho de conversão (SILVA, 2011), que por sua vez é obtido através da corrente de referência máxima e da corrente medida máxima, cuja expressão e cálculo são apresentados em detalhes na expressão (89).

$$H_i(s) = \frac{i_{ref}}{i_{med}} = \frac{i_{ref}}{I_{LF}} = \frac{i_{ref}}{I_{o1}} = \frac{1}{0,823 \text{ A}} = 1,215 \text{ A}^{-1} \quad (89)$$

Durante a realização deste trabalho, verificou-se que a simplificação do capacitor de compensação C_1 , que fora considerado uma fonte CC controlada no que se refere à modelagem da planta, traz como resultado funções de transferência de pequenos sinais que independem da razão cíclica D , sendo relacionadas apenas à perturbação desta variável, que é dada pela variável $\hat{d}(s)$, a qual integra o vetor de entrada perturbado $\hat{u}_p(s)$, como pode ser observado em (78), (83) e (84), nas seções 5.2.4, 5.3 e 5.4, respectivamente. Isto significa que as expressões $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{d}(s)$, $\hat{i}_{LF}(s)/\hat{d}(s)$ e $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{i}_{LF}(s)$ representam, além do que fora mencionado, o modelo de grandes sinais, que caracteriza a resposta do modelo CA frente à inserção de grandes perturbações nas variáveis de entrada, fato que pode vir a

ocorrer em situações em que se têm o afundamento ou a elevação da tensão da rede pública de energia, por exemplo.

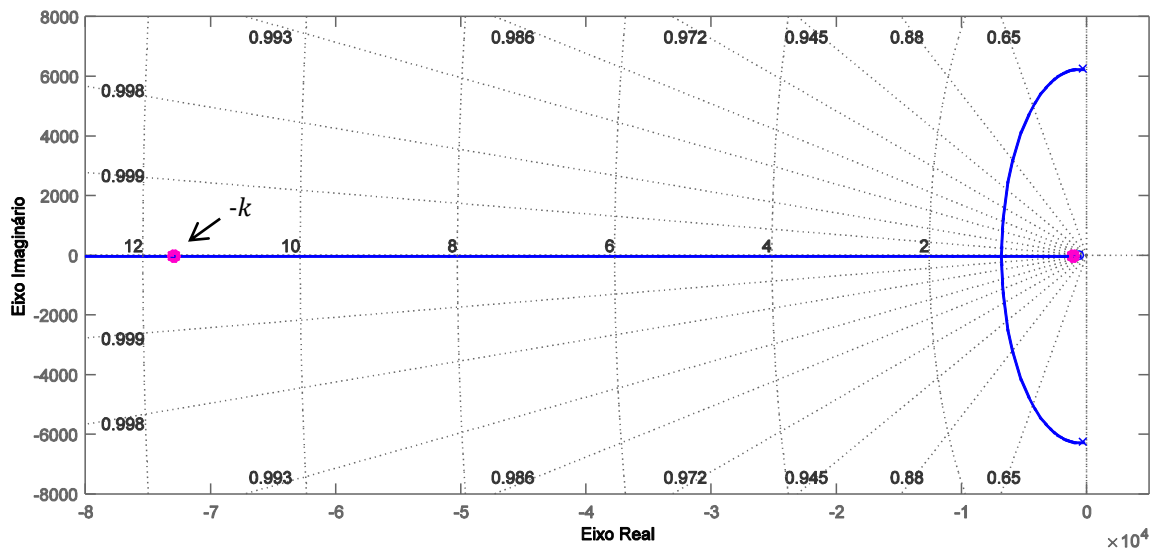
Dessa forma, a função de transferência $\hat{i}_{LF}(s)/\hat{d}(s)$ possui característica linear e não precisa ser linearizada. Lembrando que o projeto de controladores clássicos não pode levar em consideração sistemas que são funções da razão cíclica D , como seria obtido neste estudo ao se desprezar a simplificação aplicada no retificador ativo, uma vez que a alocação dos polos pode acontecer de maneira errônea, não sendo necessariamente na região em que as curvas do diagrama de Bode coincidem (SILVA, 2011).

Aplicando os valores apresentados na Tabela 2 em (83), a função de transferência de pequenos sinais $G_{id}(s)$ resultante pode ser averiguada em (90).

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{LF}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{0,6231 \cdot s + 375}{8,474 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0,0051 \cdot s + 332,3} \quad (90)$$

Com base em (90), pode-se traçar o Lugar Geométrico das Raízes (LGR) da função de transferência da planta referente à corrente que percorre o indutor L_F , cujo resultado é ilustrado na Figura 31.

Figura 31 – Lugar geométrico das raízes da planta $G_{id}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Através do software MATLAB® e do lugar geométrico das raízes demonstrado na Figura 31, verificou-se que a função de transferência da planta $G_{id}(s)$ possui dois

polos complexos, sendo estes posicionados em $-300,93 \pm j6.255,01$, além de um zero real, que por sua vez está localizado em $-601,86$.

Segundo Ogata (2010), os polos da planta em questão representam uma resposta transitória subamortecida em malha aberta, uma vez que são dominantes, embora seja notado um comportamento superamortecido nas formas de onda das Figuras 27 e 32, enquanto o zero exerce certa influência na sensibilidade de tal resposta por estar posicionado no dobro do valor real encontrado para os polos complexos. Por outro lado, o ganho estático $G_{id}(0)$ é igual a 1,128, sendo que não há polos na origem, e o parâmetro de ganho k é igual a 73.529,41, conforme o marcador rosa mostrado à esquerda na Figura 31, sendo este o valor de ganho correspondente em que os polos complexos tornam-se reais, isto é, o LGR retorna ao eixo real.

Isso significa que o lugar das raízes começa nos polos de malha aberta posicionados em $-300,93 \pm j6.255,01$ e termina nos zeros de malha aberta, porém como não há zeros suficientes um dos polos tende a $-\infty$, segundo sua curva assintótica, enquanto o outro vai ao encontro do zero real localizado em $-601,86$, que por sua vez permanece imóvel (CAMPOS, 2010).

Nesse contexto, pode-se analisar o erro de regime permanente, que é demonstrado e calculado em (92) considerando o Teorema do Valor Final (TVF) e a utilização de um degrau unitário ($1/s$) na entrada. Isto pode ser feito, sabendo que todos os polos de $G_{id}(s)$ localizam-se no semiplano esquerdo do LGR, o que garante a convergência do sinal estudado.

Para isso, utiliza-se a expressão definida em (91), a qual representa a função de transferência em malha fechada não compensada da malha de corrente, denominada $FTMF_{NCi}$ neste trabalho.

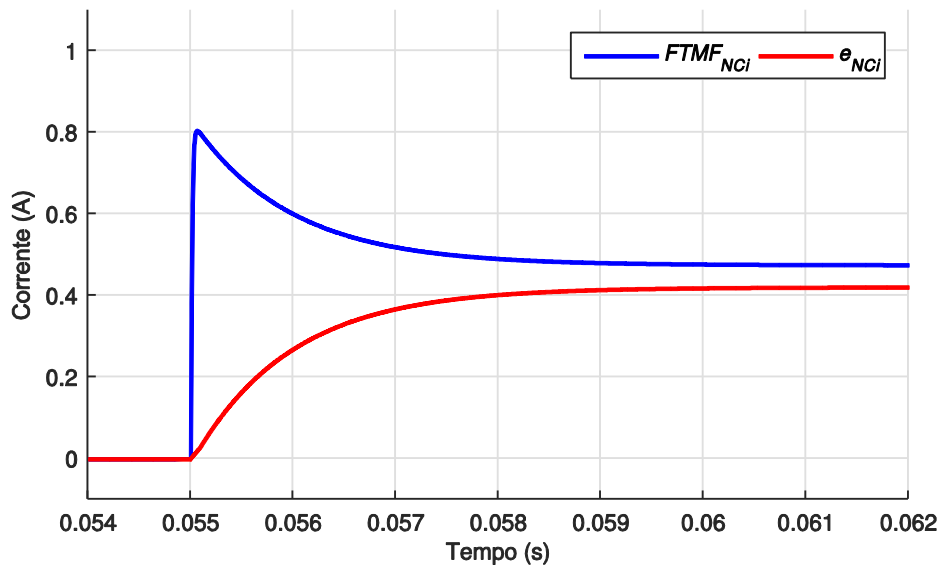
$$FTMF_{NCi}(s) = \frac{G_{id}(s)}{1 + G_{id}(s) \cdot H_i(s)} \quad (91)$$

$$e(t \rightarrow \infty, s \rightarrow 0) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} \cdot \frac{s}{1 + G_{id}(s) \cdot H_i(s)} = 0,4217 \quad (92)$$

Assim, conhecendo $G_{id}(s)$ e $H_i(s)$ é possível obter o comportamento gráfico da resposta de saída da $FTMF_{NCi}$ frente à inserção de um degrau unitário ($1/s$) na

entrada, cujo resultado é exposto na Figura 32 juntamente com a característica do erro não compensado da malha de corrente (e_{NCi}) resultante deste caso exemplo, que servem para validar as expressões (91) e (92).

Figura 32 – Resposta da $FTMF_{NCi}$ e do erro e_{NCi} a um degrau unitário.



Fonte: Elaborado pelo autor através dos softwares MATLAB® e Simulink®.

Por fim, nota-se que o sistema MF possui um erro de regime permanente muito elevado, conforme obtido em (92) e apresentado na Figura 32, tornando necessária a aplicação de um sistema de controle, caracterizado pelo bloco controlador $C_i(s)$ na Figura 30. Esta compensação será realizada por meio da utilização de um controlador do tipo P, que nada mais é do que um sistema que aplica um ganho proporcional K_P , bem como do tipo PI e PI modificado, que serão desenvolvidos a seguir e devem garantir a regulação da corrente I_{LF} com as seguintes especificações: (i) erro nulo em regime permanente, (ii) resposta transitória não oscilatória com o menor sobrevalor possível e (iii) margens de fase e de ganho positivas.

6.3.1.1 Projeto do controlador Proporcional (P)

A técnica de controle P é uma das mais difundidas em aplicações envolvendo conversores estáticos de potência, muito disto por causa da sua fácil modelagem e simplicidade, entre outros fatores. Idealmente, este tipo de controlador apresentará

desempenho razoável no que se refere ao rastreamento da corrente média do indutor L_F (MIRANDA, 2012), porém não efetuará o cancelamento do erro de regime permanente (BISHOP, 2009) (OGATA, 2010), que por sua vez está atrelado à característica do sinal destinado a ser aplicado na referência de entrada da malha de controle da Figura 30 (i_{ref}).

Realizando-se a compensação do sistema correspondente à $FTMF_{NCi}$ através da inserção de um ganho proporcional K_P no bloco $C_i(s)$, obtém-se a função de transferência em malha fechada compensada por um ganho proporcional, que será denominada $FTMF_{CiP}$ neste trabalho, cuja definição é apresentada em (93).

$$FTMF_{CiP}(s) = \frac{K_P \cdot G_{id}(s)}{1 + K_P \cdot G_{id}(s) \cdot H_i(s)} \quad (93)$$

Ou seja, o primeiro passo apresentado para compensar a malha interna de corrente diz respeito ao teste em que se verifica a possibilidade de adequar-se a resposta da $FTMF_{NCi}$ utilizando apenas a capacidade de variação do coeficiente de erro estático. Diante disto, neste trabalho definiu-se que o sistema compensado deve possuir um erro de regime permanente fixado em 5% do valor médio nominal da corrente I_{LF} , definido como I_{o1} na seção 6.3.1.

Utilizando outra vez o Teorema do Valor Final, pode-se relacionar o desempenho do sistema MF com a constante de erro estático de posição, a qual permite determinar o erro de regime permanente no tempo (e_{ss}) do sistema, que ocorre quando o período transitório termina ($t \rightarrow \infty$), conforme indicado em (94), já transformado para o domínio da frequência.

$$e(t \rightarrow \infty, s \rightarrow 0) = \frac{1}{s} \cdot \frac{s}{1 + K} = 0,05 \quad (94)$$

A variável K , também conhecida na literatura como constante de erro estático de posição, é igual a $FTMA_{CiP}(s)$ quando s tende a zero, que por sua vez é equivalente à função $K_P \cdot G_{id}(s) \cdot H_i(s)$ (OGATA, 2010).

Sabendo disso, pode-se resolver a expressão (94), obtendo-se como resposta um valor igual a 19 para a variável K .

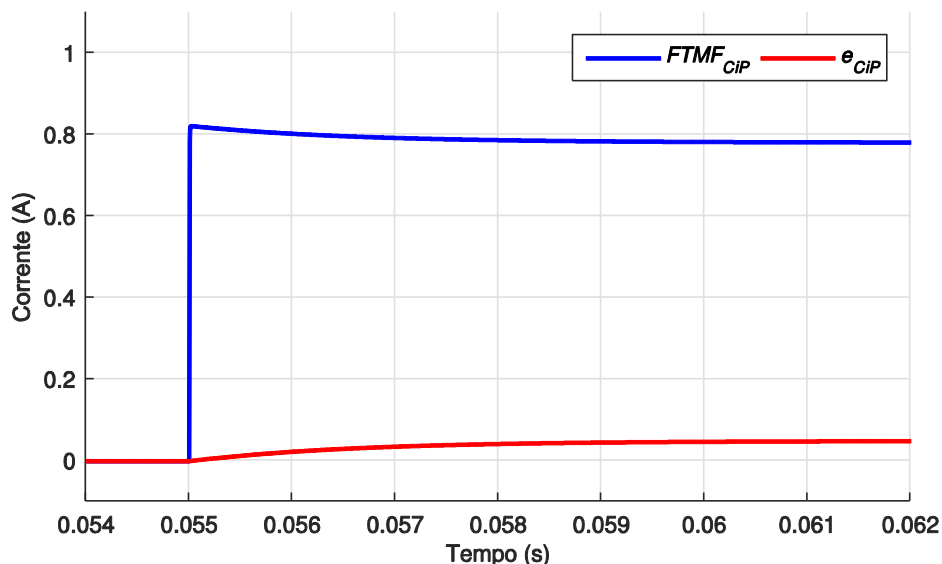
Por conseguinte, com a resolução do coeficiente K , além de ser considerada a utilização de uma entrada do tipo degrau unitário ($1/s$) no sistema MF, o valor do ganho proporcional K_p pode ser determinado conforme (95), sabendo que a $FTMA_{CiP}(s)$ é da classe 0 (OGATA, 2010). Isto é, neste caso não há nenhum integrador na FT do ramo direto ($1/s^N$, com $N = 0$).

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{G_{id}(s) \cdot H_i(s)} \cdot K = \frac{1}{\frac{375}{332,3} \cdot 1,215} \cdot 19 = 13,85 \text{ pu} \quad (95)$$

Esse resultado garante que o sistema MF apresentará 5% de erro em regime permanente, considerando a resposta a um degrau unitário.

Diante disso, a Figura 33 ilustra o comportamento de saída da $FTMF_{CiP}$ e do erro compensado da malha de corrente (e_{CiP}) frente à inserção de um degrau $1/s$ na entrada, o que permite validar o conteúdo desta subseção e a realização de uma comparação gráfica com o caso não compensado.

Figura 33 – Resposta da $FTMF_{CiP}$ e do erro e_{CiP} a um degrau unitário.



Fonte: Elaborado pelo autor através dos softwares MATLAB® e Simulink®.

Uma breve análise demonstra que o sistema compensado apresentou o erro de regime permanente projetado no valor de 0,05, sendo este mostrado na forma de

onda em vermelho na Figura 33 depois de transcorridos 6 ms a partir da inserção do degrau unitário na malha interna.

Todavia, é importante salientar que apesar do compensador proporcional que fora inserido no bloco $C_i(s)$ atender ao requisito percentual estabelecido, o que valida o projeto apresentado, o ganho K_p obtido na expressão (95) é muito elevado do ponto de vista prático, necessitando de grandes esforços computacionais para executar os algoritmos de controle em microcontroladores comerciais.

6.3.1.2 Projeto do controlador PI

Em conversores estáticos de potência, normalmente os compensadores são utilizados independentemente para melhorar as características de regime permanente com base em um determinado sinal de referência (NISE, 2013).

Anteriormente, observou-se que quanto maior for o ganho K_p , menor será o erro e_i quando $t \rightarrow \infty$, o que acaba se aproximando do que fora especificado no item (i) da seção 6.3.1, mas inviabiliza aplicações práticas, uma vez que os microcontroladores comerciais têm sua capacidade limitada ao número de bits que se pode utilizar na lógica PWM de acionamento das chaves semicondutoras. A placa de desenvolvimento *XMEGA-A3BU Xplained*, por exemplo, é composta por um microcontrolador modelo ATxmega256A3BU de 8 bits (ATMEL, 2014).

Assim, verificou-se que o erro de regime permanente pode ser melhorado com a inserção de integração no caminho da FT do ramo direto (NISE, 2013), o que por consequência reduz o ganho constante correspondente, tornando desnecessários grandes esforços computacionais.

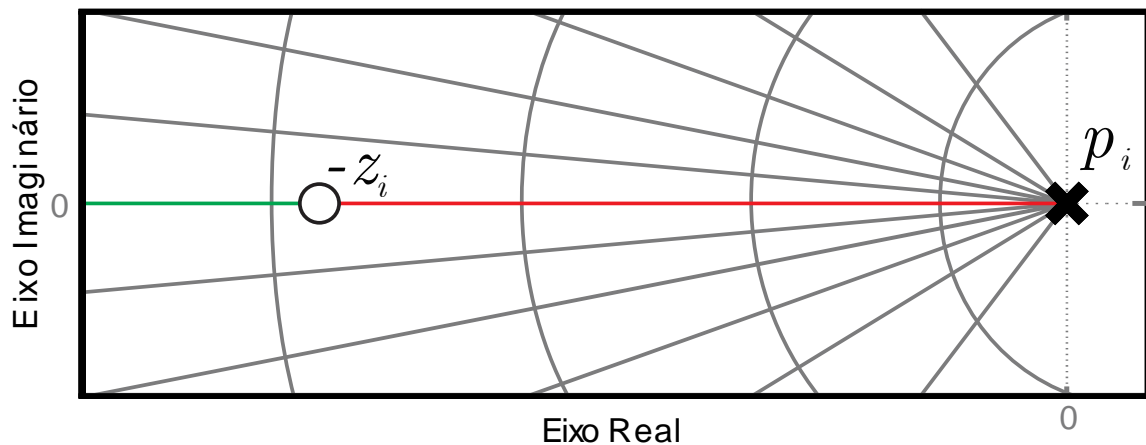
Nesse contexto, propõem-se o emprego de um controlador PI, visando atender aos itens (i) e (iii) da seção 6.3.1. O item (ii), por outro lado, não merece grande enfoque nesta situação, já que se constatou que a resposta transitória do sistema MF possui tempo de pico adequado.

Segundo Ogata (2010), a representação teórica clássica de um controlador do tipo PI acontece por meio do emprego de um ganho K_{PI} e pelo posicionamento de um polo em 0 e de um zero em $-z_i$, cuja função de transferência tradicional no domínio da frequência pode ser observada em (96).

$$C_i(s) = K_{PI} \frac{(s + z_i)}{s} \quad (96)$$

Com base em (96) e nas descrições apresentadas anteriormente, pode-se traçar o lugar geométrico das raízes de um controlador PI convencional, lembrando que este possui um polo na origem ($p_i = 0$), o que caracteriza um elevado ganho estático à FT do ramo direto e por consequência garante um erro nulo em regime permanente para uma entrada do tipo degrau (OGATA, 2010). A partir disto, a Figura 34 ilustra o comportamento do LGR da função de transferência $C_i(s)$.

Figura 34 – Lugar geométrico das raízes de um controlador PI.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conhecendo $G_{id}(s)$, a planta da malha de controle da Figura 30 e, neste momento, o método de compensação que será utilizado, a função de transferência em malha aberta compensada por um controlador com ação PI para a corrente do indutor ideal L_F pode ser definida conforme (97), a qual será empregada no que se refere ao dimensionamento do ganho proporcional-integral K_{PI} .

$$FTMA_{CiPI}(s) = C_i(s) \cdot M(s) \cdot G_{id}(s) \cdot H_i(s) \cdot H_{ei}(s) \quad (97)$$

em que a função no domínio da frequência $H_{ei}(s)$ representa o efeito do chaveamento (SILVA, 2011), cuja expressão é dada segundo (98).

$$H_{ei}(s) = \frac{s^2}{(\pi \cdot f_s)^2} - \frac{s}{2 \cdot f_s} + 1 \quad (98)$$

Segundo as descrições de Silva (2011) e Tomaselli (2001), o projeto de um controlador PI deve estar em concordância com os seguintes critérios: (i) a frequência de cruzamento por 0 dB (f_{cz}) da $FTMA_{ciPI}$ deve ser inferior à metade da frequência de comutação da chave semicondutora S_1 e (ii) o zero do controlador deve ser posicionado pelo menos uma década abaixo desse valor.

Isto é, o correto dimensionamento de um controlador PI clássico está atrelado às condições impostas em (99).

$$\begin{cases} f_{cz} < \frac{f_s}{2} = \frac{40 \text{ kHz}}{2} = 20 \text{ kHz} \\ \omega_0 \leq \frac{\omega_{cz}}{10} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 16 \text{ kHz}}{10} = 10.053,1 \text{ rad/s} \end{cases} \quad (99)$$

Dessa forma, escolheu-se um valor igual a 16 kHz para a frequência de cruzamento por 0 dB do compensador PI em desenvolvimento e posicionou-se o zero deste exatamente uma década abaixo de f_{czPI} , o que é equivalente à frequência de 1,6 kHz ($z_i = \omega_0 = (2 \cdot \pi \cdot f_{czPI})/10$). A finalidade destas escolhas particulares é que haja o exercício de pouca influência na funcionalidade da corrente elétrica do indutor L_F , garantindo que no projeto da malha externa de tensão, ao ser considerado um tempo de resposta mais lento, com ciclos de 12 Hz, tenha-se o desacoplamento das malhas, ou seja, a não interação entre as mesmas, permitindo assim o controle das ondulações e valores médios tanto da tensão de saída V_{CF} como da corrente I_{LF} .

Diante disso, é possível determinar o ganho K_{PI} através da análise no ponto em que o ganho da $FTMA_{ciPI}$ é 1 dB, tendo em vista que $s \rightarrow j\omega$, sendo a frequência angular ω a de cruzamento por 0 dB definida anteriormente. Além disto, como se têm a presença de parâmetros complexos, é necessário aplicar o módulo em cada função de transferência individual.

Neste sentido, aplicando (88)-(90), (96) e (98) em (97), e considerando as definições desta subseção, obtém-se a expressão que permite o cálculo do ganho proporcional-integral da malha interna, conforme (100).

$$1 = \left| K_{PI} \frac{(j\omega_{cz} + 10.053,1)}{j\omega_{cz}} \right| \cdot \left| \frac{0,6231 \cdot (j\omega_{cz}) + 375}{8,47 \cdot 10^{-6} \cdot (j\omega_{cz})^2 + 0,005 \cdot (j\omega_{cz}) + 332,3} \right| \cdot |1,215| \cdot |H_{ei}(j\omega_{cz})| \quad (100)$$

Em que o cálculo do efeito do chaveamento é realizado conforme (101).

$$|H_{ei}(j\omega_{cz})| = \left| \frac{(j100.530,96)^2}{(\pi \cdot 40000)^2} - \frac{j100.530,96}{2 \cdot 40000} + 1 \right| = 1,31 pu \quad (101)$$

Portanto, considerando que $\omega \rightarrow \omega_{cz}$, em que $\omega_{cz} = 2 \cdot \pi \cdot 16 \text{ krad/s}$, bem como fora mencionado anteriormente, é possível determinar o valor do coeficiente K_{PI} , o qual é calculado através da expressão (102).

$$K_{PI} = \frac{\sqrt{(-8,58 \cdot 10^9)^2 + (-51,54 \cdot 10^6)^2}}{1,215 \cdot 1,31 \cdot \sqrt{100.530,96^2 + 10.053,1^2} \cdot \sqrt{62.637,55^2 + 375^2}} = 0,8531 pu \quad (102)$$

A análise do diagrama de Bode da $FTMA_{CiPI}$ pode demonstrar se o sistema é estável ou não em malha fechada. Para isto, basta que o mesmo apresente margem de ganho superior à unidade, em magnitude, e margem de fase positiva, em graus, atendendo ao item (iii) da seção 6.3.1.

Por conta do excesso de conteúdo que fora inserido neste documento, o diagrama de Bode da $FTMA_{CiPI}$ é apresentado apenas na seção 6.3.1.4, o que permite uma comparação com o caso do sistema de controle baseado no controlador PI modificado, porém pode-se afirmar que a $FTMF_{CiPI}$ é estável, pois se constatou uma margem de fase positiva no valor de $84,3^\circ$ e uma margem de ganho superior à unidade, critérios que validam tal abordagem.

Finalmente, a partir do procedimento descrito nesta subseção, a função de transferência no domínio da frequência do controlador PI a ser utilizado nas simulações da seção 7 pode ser observada em (103).

$$C_{iPI}(s) = 0,8531 \frac{(s + 10.053,1)}{s} \quad (103)$$

Sabendo que o ganho K_{PI} constante é baixo, podem ser especificados e empregados microcontroladores convencionais.

6.3.1.3 Projeto do controlador PI*

O sistema de controle baseado no uso do compensador PI modificado, denominado PI* neste trabalho, possuirá característica conflitante e será projetado com o intuito de demonstrar a importância da correta posição do zero nesta técnica de controle e o impacto no ajuste do ganho com relação ao posicionamento da frequência de cruzamento, o que permitirá a realização de uma comparação com o sistema que emprega o controlador PI convencional, o qual foi projetado na seção 6.3.1.2 por meio das descrições de Silva (2011) e Tomaselli (2001).

Dessa forma, escolheu-se uma frequência igual a $1,6 \text{ kHz}$ para o cruzamento por 0 dB do compensador PI* proposto, isto é, um valor localizado uma década abaixo da frequência ideal atribuída ao parâmetro f_{czPI} , e posicionou-se o zero deste exatamente no mesmo ponto definido para a constante ω_0 da seção 6.3.1.2, grandeza que também é equivalente à frequência de $1,6 \text{ kHz}$, que por sua vez é obtida através de (104), no plano angular.

$$z_{iPI^*} = \omega_{0PI^*} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{czPI}}{10} = 2 \cdot \pi \cdot f_{czPI^*} = 10.053,1 \text{ rad/s} \quad (104)$$

Em uma breve análise, pode-se verificar que apesar da frequência de cruzamento estar abaixo da metade da frequência de chaveamento f_s , atendendo ao primeiro critério exposto em (99), a posição do zero não está de acordo com o segundo requisito do projeto, uma vez que deveria estar alocado pelo menos uma década abaixo de f_{czPI^*} e não sobreposto ao mesmo.

Porém, esse último valor foi definido propositalmente para demonstrar o efeito de tal grandeza no comportamento da corrente elétrica do indutor L_F .

Nesse contexto, o procedimento de obtenção do ganho K_{PI^*} é idêntico àquele elaborado na seção 6.3.1.2, cujas principais considerações são: (i) a análise é realizada no ponto em que o ganho da $FTMA_{CiPI^*}$ é 1 dB , lembrando que (ii) por causa da presença de parâmetros complexos, aplica-se o módulo em cada função de transferência no domínio da frequência.

Tendo em vista que $s \rightarrow j\omega$, sendo a frequência angular ω a de cruzamento modificada proposta nesta subseção, cujo valor é equivalente a $2 \cdot \pi \cdot 1,6 \text{ krad/s}$, pode-se realizar o cálculo do novo efeito do chaveamento, conforme (105).

$$|H_{ei}(j\omega_{cz})| = \left| \frac{(j10.053,1)^2}{(\pi \cdot 40000)^2} - \frac{j10.053,1}{2 \cdot 40000} + 1 \right| = 1,002 \text{ pu} \quad (105)$$

Portanto, aplicando (88)-(90), (96) e (105) em (97), e considerando as definições aqui apresentadas, é possível determinar o valor do coeficiente K_{PI^*} , o qual é calculado através da expressão (106).

$$K_{PI^*} = \frac{\sqrt{(-5,27 \cdot 10^6)^2 + (-515.430,22)^2}}{1,215 \cdot 1,002 \cdot \sqrt{10.053,1^2 + 10.053,1^2} \cdot \sqrt{6.263,71^2 + 375^2}} = 0,0488 \text{ pu} \quad (106)$$

Isto é, com esta metodologia de projeto obtém-se um coeficiente muito pequeno se comparado àquele verificado na seção 6.3.1.2, o que deixa nítido o impacto da frequência de cruzamento no ajuste do ganho.

Então, a função de transferência no domínio da frequência do controlador PI* a ser utilizado nas simulações pode ser observada em (107).

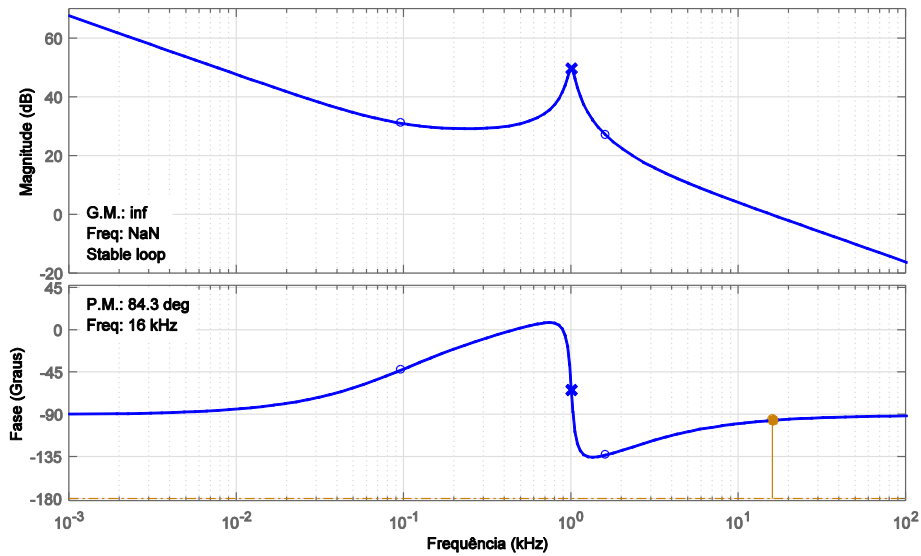
$$C_{iPI^*}(s) = 0,0488 \frac{(s + 10.053,1)}{s} \quad (107)$$

Nesse caso, a resposta em frequência referente à $FTMA_{CiPI^*}$ também será apresentada apenas na seção 6.3.1.4, cujo objetivo é validar o dimensionamento efetuado nesta subseção e permitir uma comparação com o sistema de controle baseado no controlador PI. Entretanto, verificou-se através da ferramenta *sisotool* do software MATLAB® que a $FTMF_{CiPI^*}$ é estável, pois possui uma margem de fase (PM_{CiPI^*}) positiva igual a $47,2^\circ$ e uma margem de ganho superior à unidade, atendendo assim ao item (iii) da seção 6.3.1. Além disto, embora a margem de fase PM_{CiPI^*} aumente o regime transitório do sinal de corrente $\hat{i}_{LF}(s)$, em comparação com o caso anterior, o presente sistema possui tempo de pico adequado, o que também atende ao item (ii) da seção 6.3.1.

6.3.1.4 Análise dos controladores PI e PI*

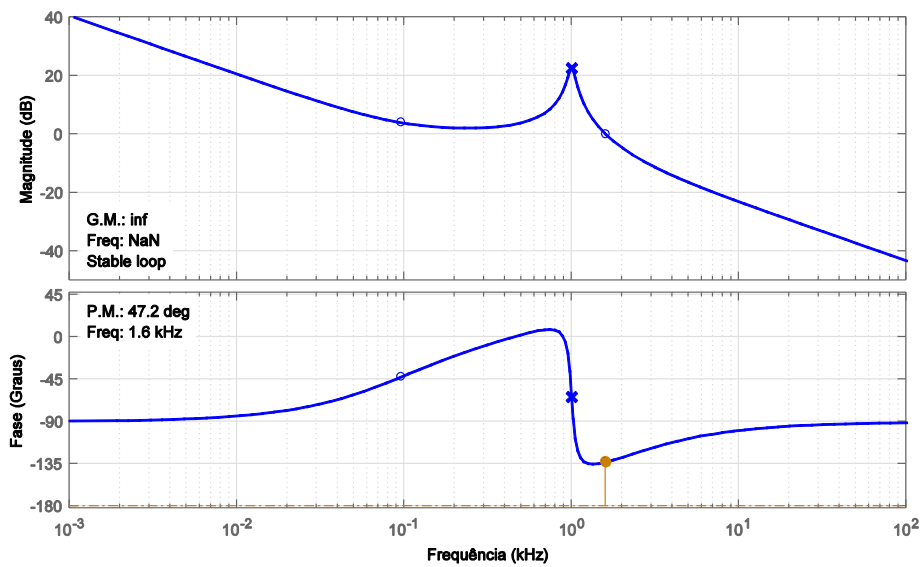
Diante do exposto, as Figuras 35 e 36 apresentam os diagramas de Bode da $FTMA_{CiPI}$ e $FTMA_{CiPI*}$, respectivamente.

Figura 35 – Representação do diagrama de Bode da $FTMA_{CiPI}$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 36 – Representação do diagrama de Bode da $FTMA_{CiPI*}$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como se pode observar nas Figuras 35 e 36, as margens de fase iguais a $84,3^\circ$ e $47,2^\circ$, respectivamente, são disponibilizadas por meio dos marcadores dourados mostrados à direita nos diagramas de Fase de cada uma.

Dessa forma, no caso do controlador PI nota-se que a frequência de cruzamento verificada no diagrama de Bode da Figura 35 resultou em um valor igual a 16 kHz , o mesmo que fora atribuído no projeto, cuja resolução fora detalhada na seção 6.3.1.2. Este valor é muito próximo à metade da frequência de comutação da chave S_1 , porém atende ao primeiro critério definido por Tomaselli (2001).

Normalmente, utiliza-se a frequência de cruzamento uma década abaixo da frequência f_s , o que acaba por evitar a caracterização de efeitos colaterais particulares, que são gerados a partir da compensação realizada pelo sistema de controle MF. Entretanto, neste trabalho verificou-se que quanto maior for a variável f_{czPI} , melhor será a sintetização do sinal de tensão v_{CF} , isto é, menor será a ondulação ΔV_{CF} experimental, que é o objetivo principal a ser alcançado perante o desenvolvimento deste estudo.

Utilizando a frequência de cruzamento no valor de $12,3\text{ kHz}$, por exemplo, seria obtido um ganho K_{PI} igual a $0,7416$, que é bem próximo ao valor inserido na Tabela 5, bem como uma margem de fase de $82,6^\circ$, apesar de exercer certo grau de influência na funcionalidade da corrente elétrica do indutor L_F por conta do segundo critério, o que tornaria o projeto errôneo e inadequado.

Portanto, o desenvolvimento do controlador PI abordado na seção 6.3.1.2 e o comportamento apresentado nesta subseção podem ser considerados praticamente ideais, tendo em vista a amplitude da margem de fase obtida ($84,3^\circ$) e a distância entre f_{cz} e f_o , em que este último é igual a $\omega_o/2\pi$. Logo, também se pode afirmar que a posição do zero está adequada, atendendo, assim, aos dois requisitos expostos.

6.3.2 Malha externa de tensão

Como fora mencionado anteriormente, a malha externa de tensão será utilizada para o controle efetivo do valor médio e ondulação da tensão de saída do retificador monofásico com compensação ativa acoplado em cascata ao filtro de segunda ordem, o que também acabará por controlar as variáveis de saída do

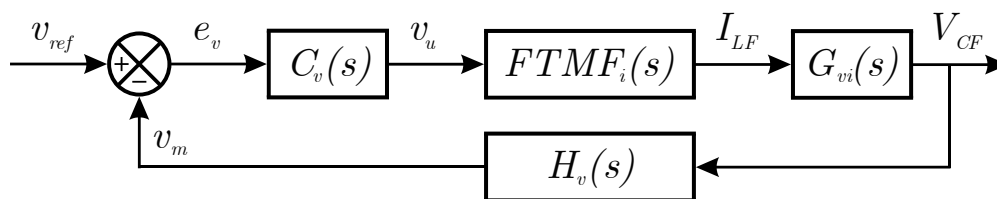
conversor *buck*, que atua de maneira convencional através da lógica em malha aberta baseada em D_{buck} . Isto é, o objetivo é fazer com que o valor médio da tensão V_{CF} seja idealmente constante e igual a 350 V, que é a referência desejada neste trecho do trabalho, possuindo baixo *ripple*.

Como tal, essa malha constitui-se em um laço externo à malha de corrente, a qual apresenta melhor desempenho e sintetização dos sinais de saída em MF por também ser realizado o controle da corrente elétrica que circula pelo indutor L_F .

Tendo posse da função de transferência de pequenos sinais que relaciona a tensão do capacitor C_F com a corrente que percorre o indutor ideal do filtro LC, cujo resultado é exposto em (84), e conhecendo a planta elétrica da malha externa apresentada na Figura 29, torna-se possível realizar o projeto do controlador único de tensão em malha fechada para aplicação nas simulações do software PSIM®, que envolve, além deste, os três sistemas desenvolvidos anteriormente.

Dessa forma, a malha externa é composta por um controlador $C_v(s)$, pela inserção da $FTMF_i(s)$, que representa a dinâmica da malha interna alocada em série com a planta em questão, pela função de transferência de pequenos sinais definida em (84) e por um sensor $H_v(s)$ responsável por realizar a realimentação negativa, conforme se pode verificar observando a Figura 37.

Figura 37 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O objetivo do compensador de tensão $C_v(s)$ é seguir um determinado sinal de referência, que neste caso é o valor médio constante igual a 350 V, produzindo a ação de controle v_u (i_{ref}), que por sua vez é introduzida na $FTMF_i(s)$ e gera como resultado uma perturbação $\hat{d}(s)$ na razão cíclica variável D através do nível lógico v_{PWM} , o qual é utilizado para acionar a chave semicondutora S_1 e garantir as especificações de I_{LF} . Em outras palavras, a referência de corrente do controlador $C_i(s)$ é obtida a partir do segundo controlador ($C_v(s)$) (CESAR, 2011). Por fim, o erro e_v (em pu) é a subtração da tensão de referência aplicada na entrada da malha pela

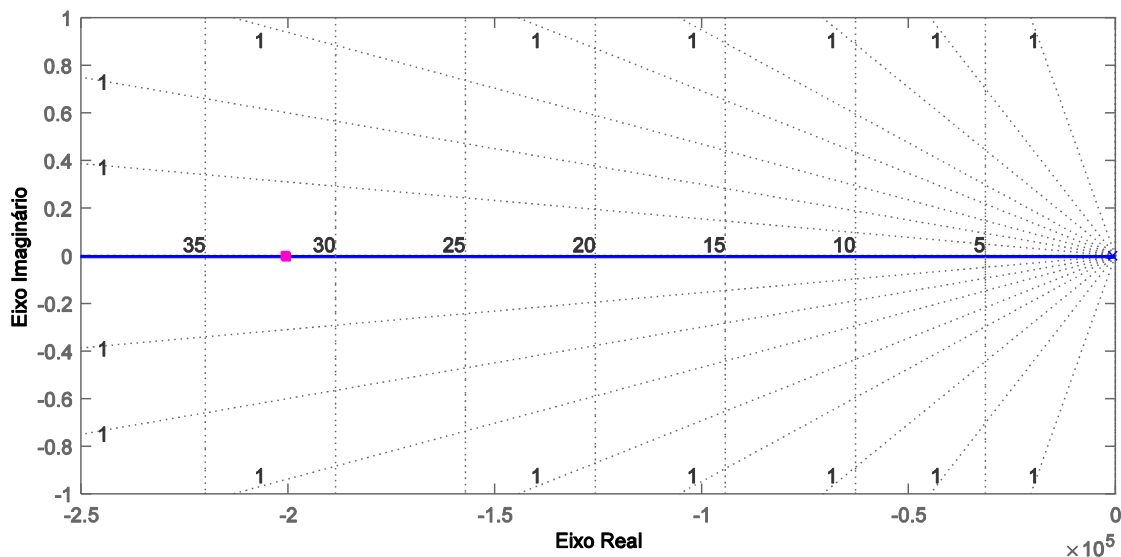
tensão medida através da realimentação do sensor, cujo ganho estático é representado por $H_v(s)$.

Sabendo que a função de transferência $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{i}_{LF}(s)$ possui característica linear, não necessitando ser linearizada por um dos métodos de abordagem de Ogata (2010), e considerando os valores apresentados na Tabela 2, a planta $G_{vi}(s)$ resultante pode ser averiguada em (108).

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{CF}(s)}{\hat{i}_{LF}(s)} = \frac{124.613,44}{0,6231 \cdot s + 375} \quad (108)$$

Com base em (108), pode-se traçar o LGR de $G_{vi}(s)$, cujo resultado é ilustrado na Figura 38.

Figura 38 – Lugar geométrico das raízes da planta $G_{vi}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Através do software MATLAB® e do lugar geométrico das raízes, verificou-se a existência de um polo real posicionado em $-601,86$, o qual será útil na determinação do zero do controlador. Além disto, o ganho estático $G_{vi}(0)$ é igual a $332,3$, sendo que não existem zeros, e o parâmetro de ganho k é igual a 2×10^5 , conforme o marcador rosa mostrado à esquerda na Figura 38. É importante salientar que o ganho estático definido neste parágrafo representa o comportamento do sinal de saída da planta elétrica $\hat{v}_{CF}(s)/\hat{i}_{LF}(s)$ quando o tempo tende ao infinito (OGATA, 2010), sendo isto equivalente ao resultado em regime permanente do quociente

entre a tensão de saída da primeira etapa menos a queda de tensão equivalente dos LEDs refletida para a entrada do conversor *buck* ($V_{CF} - V_{LEDeq}/D_{buck}$) e a corrente elétrica do indutor ideal L_F , o que também é equivalente à resistência R_{o1} , verificada como $332,3 \Omega$. Tal abordagem foi comprovada em simulações com o auxílio do software MATLAB®.

Da mesma forma que fora definido no projeto da malha interna, o sensor de tensão possui uma função de transferência que é igual ao ganho de conversão, sendo expressa em termos da tensão de referência máxima e da tensão medida máxima, cujo cálculo é apresentado em detalhes na equação (109).

$$H_v(s) = \frac{v_{ref}}{v_{med}} = \frac{v_{ref}}{V_{CF}} = \frac{1}{350 V} = 0,0028 V^{-1} \quad (109)$$

Por conseguinte, a FT que representa a dinâmica da malha interna de corrente pode ser reduzida à forma simplificada apresentada e calculada em (110), uma vez que esta é suficientemente mais rápida do que o laço externo (SILVA, 2011), sendo sua ordem próxima à frequência de chaveamento f_s .

$$FTMF_i(s) \approx \frac{1}{H_i(s)} = \frac{1}{1,215 A^{-1}} = 0,823 A \quad (110)$$

Nesse caso, isso é possível porque a resposta em frequência da $FTMF_i(s)$ é aproximadamente a definição demonstrada em (110) na frequência de operação da malha de controle externa. Ou seja, os diagramas de Bode da $FTMF_i(s)$ e de $1/H_i(s)$ são coincidentes nesta frequência, que será definida posteriormente.

6.3.2.1 Projeto do controlador PI

Novamente, neste trabalho o controle da tensão do capacitor de saída do retificador ativo será desenvolvido exclusivamente através da utilização de um compensador do tipo PI corretamente dimensionado, pois esta técnica é consagrada e simples, possuindo como principal característica o erro e_v nulo em regime permanente (CESAR, 2011). Para isto, também serão consideradas as descrições

de Silva (2011) e Tomaselli (2001), incorporando o modelo do conversor obtido na seção 5.4 e o emprego do artifício da realimentação via medições elétricas.

Conhecendo $G_{vi}(s)$, a planta da malha de controle da Figura 37, a técnica de compensação que será utilizada e, por fim, adotando a representação tradicional no domínio da frequência apresentada em (96) para o controlador $C_v(s)$, a função de transferência em malha aberta compensada por um controlador com ação PI para a tensão do capacitor C_F pode ser definida conforme (111).

$$FTMA_{CvPI}(s) = C_v(s) \cdot FTMF_i(s) \cdot G_{vi}(s) \cdot H_v(s) \quad (111)$$

De maneira similar aos conceitos apresentados na expressão (99) da seção 6.3.1.2, o projeto do controlador PI da malha externa deve estar em concordância com os seguintes critérios: (i) a frequência de cruzamento por 0 dB (f_{cz}) da $FTMA_{CvPI}$ deve ser inferior à metade da frequência do sinal de tensão retificado proveniente da rede elétrica, o que é equivalente a $2 \cdot 60 \text{ Hz} = 120 \text{ Hz}$, e (ii) o zero do controlador deve ser anulado por meio da alocação sobre um polo.

Dessa forma, escolheu-se um valor igual a 12 Hz para a banda passante do compensador PI em desenvolvimento, fato que garante o ajuste lento recomendado na literatura (TOMASELLI, 2001), evitando a geração de uma sobretensão na medição de saída (CESAR, 2011).

Além disso, posicionou-se o zero desse controlador exatamente sobre o polo da planta $G_{vi}(s)$, de forma a realizar o cancelamento do mesmo, já que no caso da malha externa o sistema é de primeira ordem (CESAR, 2011), cuja obtenção acontece através do cálculo realizado em (112).

$$z_{vPI} = \omega_{0vPI} = \frac{1}{C_F \cdot R_{o1}} = \frac{1}{5 \mu F \cdot 332,3 \Omega} = 601,86 \text{ rad/s} \quad (112)$$

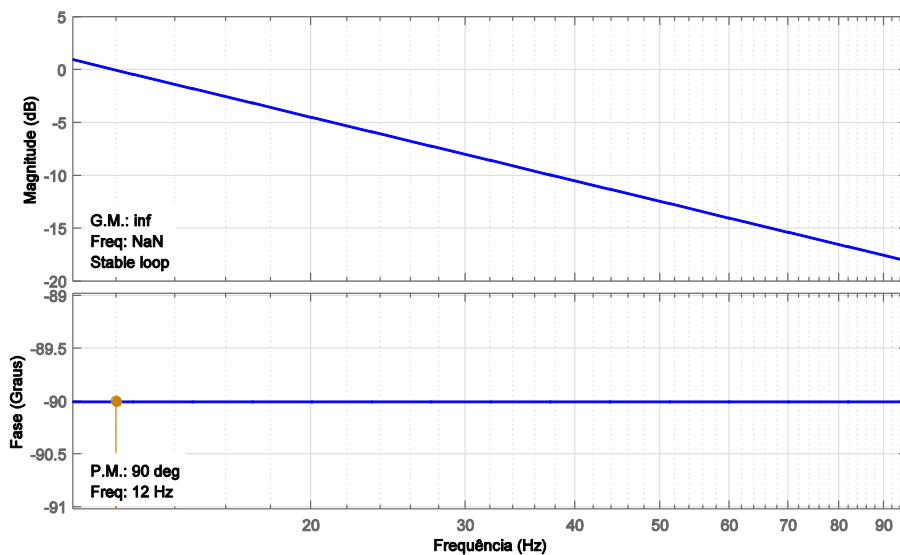
Assim, já que a frequência de cruzamento adotada é muito inferior à frequência de chaveamento f_s , algo da ordem de duas décadas, pode-se desprezar o efeito do chaveamento, anteriormente definido na malha de corrente através de $H_{ei}(s)$, segundo a expressão (98).

Manipulando e resolvendo a expressão (111) por meio do mesmo procedimento exposto na seção 6.3.1.2, é possível determinar o valor do coeficiente K_{PIv} , o qual é calculado através de (113).

$$K_{PIv} = \frac{\sqrt{3.542,04^2 + 28.274,33^2}}{0,0028 \cdot 0,823 \cdot 124.613,44 \cdot \sqrt{75,4^2 + 601,86^2}} = 0,1636 \text{ pu} \quad (113)$$

Diante disso, a Figura 39 apresenta o diagrama de Bode da $FTMA_{CvPI}$, em que se pode constatar o cruzamento por 0 dB exatamente em 12 Hz , sendo esta intersecção disponibilizada através do marcador dourado mostrado à esquerda no diagrama de Fase. Também é possível observar a sobreposição e o conseqüente cancelamento do zero do controlador com o polo da planta $G_{vi}(s)$.

Figura 39 – Representação do diagrama de Bode da $FTMA_{CvPI}$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Portanto, pode-se afirmar que a $FTMF_{CvPI}$ é estável, pois a margem de fase resultante é positiva, possuindo um valor de 90° devido ao cancelamento apresentado, além de uma margem de ganho superior à unidade, atendendo ao item (iii) da seção 6.3.1.

Finalmente, a partir do procedimento descrito, a FT no domínio da frequência do controlador PI a ser utilizado nas simulações pode ser observada em (114).

$$C_v(s) = 0,1636 \frac{(s + 601,86)}{s} \quad (114)$$

É importante ressaltar que diante da utilização do controlador proporcional na malha interna de corrente, seria necessário reajustar e refazer o projeto do controlador PI da malha externa de tensão, uma vez que a aproximação da $FTMF_i$ definida em (110) não poderia ser usada. Isto ocorre porque os controladores do tipo P não lidam com polos e zeros, ou seja, com frequências de cruzamento por 0 dB, sendo responsáveis por aplicar um simples ganho de magnitude não nula, positiva e finita no erro e_i obtido através do artifício da realimentação negativa (BISHOP, 2009) (NISE, 2013) (OGATA, 2010).

Entretanto, ao considerar-se a $FTMF_i$ como a função apresentada em (115), obtém-se um novo ganho K_{PIv} para o controlador da malha externa, cujo valor é muito semelhante àquele adquirido com a aproximação apresentada em (110).

$$FTMF_{CiP}(s) = \frac{K_P \cdot G_{id}(s)}{1 + K_P \cdot G_{id}(s) \cdot H_i(s)} \quad (115)$$

Em termos numéricos, a simplificação retornou um ganho igual a 0,1636 pu, enquanto a função característica proveniente de (115) resultou em um valor de amplitude igual a 0,1680 pu. Devido à dinâmica do sistema de controle genérico proposto na seção 6.3, esta diferença é ínfima e pode ser desprezada.

Logo, considerou-se o caso simplificado para a $FTMF_i$ em todas as situações possíveis, o que significa que neste trabalho ter-se-á o mesmo controlador C_v em todos os sistemas de controle MF propostos, implicando em uma comparação legítima entre as simulações do software PSIM®.

6.4 Considerações finais

Esta seção apresentou o projeto dos sistemas de controle propostos para regular o valor médio e a ondulação da tensão de saída dos estágios de conversão da topologia CA-CC-CC apresentada anteriormente. Foram desenvolvidos três sistemas de controle em malha fechada, isto é, três blocos controladores de corrente ($C_i(s)$), tendo sido utilizada a mesma malha de tensão em todos os casos anteriores.

Além disto, demonstrou-se o cálculo e a planta de controle em malha aberta, o que permite a realização de um estudo comparativo em relação aos resultados obtidos, que por sua vez serão disponibilizados e analisados na seção 7.

Em vias de conhecimento, a Tabela 3 apresenta um resumo acerca dos erros estacionários para sistemas do tipo 0, 1 e 2, quando estes forem submetidos a diversas entradas. Os erros finitos estão dispostos na diagonal principal da tabela, em função da constante K , enquanto os erros estacionários são infinitos acima dessa e nulos abaixo da mesma.

Tabela 3 – Erro estacionário em função da constante K .

Tipo do Sistema	Degrau de Entrada (1/s)	Rampa de Entrada (1/s²)	Aceleração de Entrada (1/s³)
0	$\frac{1}{1+K}$	∞	∞
1	0	$\frac{1}{K}$	∞
2	0	0	$\frac{1}{K}$

Fonte: Adaptado de Ogata (2010).

Em que a constante de erro K se refere à K_p , K_v e K_a quando se considera a aplicação de uma entrada do tipo degrau (1/s), rampa (1/s²) e parábola (1/s³) na variável de referência do sistema MF, respectivamente (OGATA, 2010).

Então, um sistema do tipo 0 jamais terá seu erro de regime permanente anulado, tendo em vista uma constante K_p finita mediante o emprego de uma entrada em degrau. Isto ocorre neste trabalho no que se refere ao projeto do compensador P da malha interna de corrente, como fora demonstrado na seção 6.3.1.1. Ressalta-se, ainda, que na situação descrita não devem ser usadas entradas em rampa ou parábola, uma vez que o erro tenderá ao infinito, o que acaba inviabilizando o desenvolvimento do controlador proporcional proposto.

Com a utilização dos compensadores PI, por conta da parcela integral (polo em zero) característica desta ferramenta de controle, obtém-se um sistema do tipo 1 para a FT do ramo direto, o que garante um erro nulo em regime permanente ao se aplicar uma entrada em degrau (OGATA, 2010), bem como fora proposto nas

seções 6.3.1.2, 6.3.1.3 e 6.3.2.1, além de não serem necessários grandes esforços computacionais em tal abordagem.

Por fim, é possível concluir que se podem desenvolver inúmeras variações a partir dos dimensionamentos apresentados, entre as quais se destaca o uso de regras para a sintonia dos ganhos K_{PI} , K_{PI^*} e K_{PIV} , que garantem uma dada especificação de desempenho. Também se destaca a utilização de dois polos em zero nos controladores PI e PI* da malha interna e externa, o que elevaria o tipo do sistema para 2 e faria com que a representação clássica exposta em (96) fosse alterada para a função de transferência apontada em (116), permitindo o emprego de uma entrada em rampa ($1/s^2$), porém mantendo o erro nulo em regime permanente ($e(\infty) \approx 0$).

$$C(s) = K_{PI} \frac{(s + z)}{s^2} \quad (116)$$

Ou seja, nesta situação haveria dois integradores na FT do ramo direto ($1/s^N$, com $N = 2$), além do zero em $-z$ e do ganho constante K_{PI} .

Outras variações também podem surtir efeitos que melhorem o desempenho das múltiplas malhas de controle estudadas, abordagens que demandam uma avaliação e análise detalhadas.

7 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

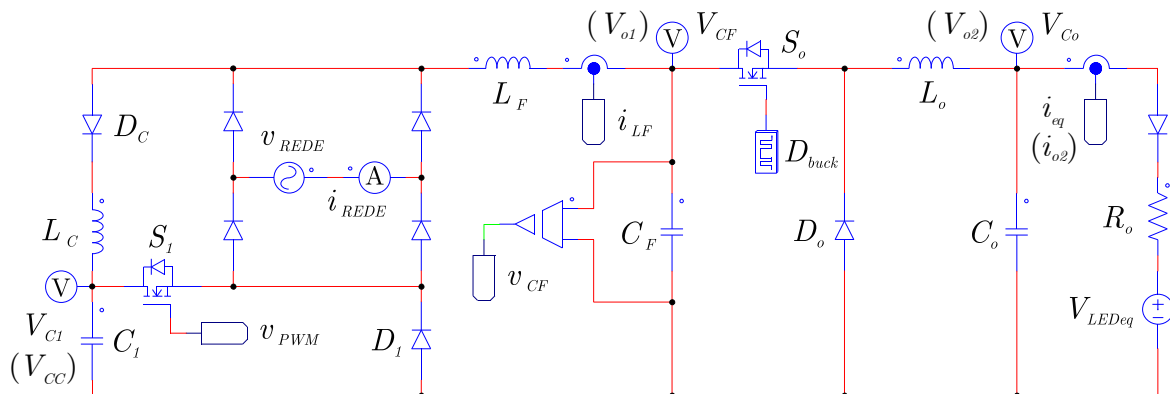
7.1 Características gerais

Após a realização de inúmeros testes e verificada a garantia de funcionamento do circuito de potência conforme as especificações técnicas definidas ao longo deste trabalho, principalmente no que diz respeito à primeira etapa de conversão, uma vez que o conversor *buck* atua de maneira convencional, sendo totalmente controlado em malha aberta através de D_{buck} , esta seção destina-se ao desenvolvimento da simulação computacional da topologia CA-CC-CC utilizada e dos sistemas de controle. Fez-se o uso do software PSIM® para averiguar e validar os resultados obtidos em relação àqueles esperados, que fazem parte dos objetivos impostos na introdução. Além disto, será demonstrada uma comparação entre um retificador em ponte completa e a topologia em questão.

Lembrando que a finalidade é prover a alimentação de uma carga composta por 160 LEDs de potência, de 1,8 W individuais, que por sua vez totalizam 288 W, incluindo a parcela de 216 W que não é utilizada e acaba sendo dissipada. Todavia, ressalta-se que em outros tipos de carga pode ser encontrada uma melhor aplicabilidade, principalmente nas situações em que a correção do fator de potência não é obrigatória, assunto que será discutido posteriormente.

A Figura 40 ilustra o circuito simulado em todas as análises, tendo sido obtida junto ao software PSIM®.

Figura 40 – Topologia CA-CC-CC simulada no software PSIM®.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em posse de todos os componentes calculados anteriormente, e de acordo com os elementos que de fato foram utilizados no circuito elétrico de potência dimensionado, a Tabela 4 apresenta as características gerais definidas na simulação, em que consta o parâmetro, a simbologia adotada e o valor aplicado, nesta ordem.

Tabela 4 – Parâmetros especificados na simulação.

Parâmetro	Simbologia	Valor
Tensão de pico da rede elétrica	V_P	$\sqrt{2} \cdot 220 V$
Corrente de pico da rede elétrica	I_P	0,974 A
Frequência da rede elétrica	f	60 Hz
Frequência de chaveamento	f_s	40 kHz
Tensão total da carga	$V_{o2} (V_{Co})$	96 V
Corrente total da carga	$I_{o2} (i_{eq})$	3 A
Indutor L_C	L_C	2,8 mH
Indutor L_F	L_F	5,1 mH
Indutor L_o	L_o	2,9 mH
Capacitor C_1	C_1	50 μF
Capacitor C_F	C_F	5 μF
Capacitor C_o	C_o	2 μF

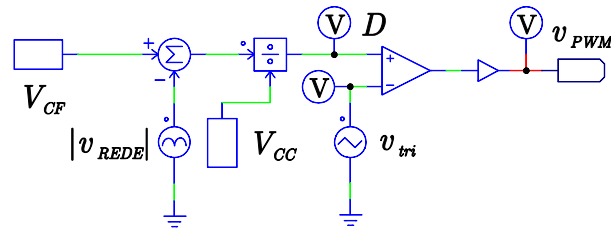
Fonte: Elaborado pelo autor.

É importante mencionar que neste trabalho as variáveis elétricas (tensão e corrente) identificadas com iniciais maiúsculas correspondem às características em regime permanente, que ocorrem quando $t \rightarrow \infty$. Por outro lado, as iniciais minúsculas identificam parâmetros variáveis de uma determinada incógnita, a qual pode variar seu padrão de comportamento no tempo, ou que está normalizada no sistema por unidade (*pu*).

Dessa forma, o diagrama de blocos implementado na simulação do controle em malha aberta responsável pelo disparo da chave semicondutora S_1 , que na prática vem a ser um transistor MOSFET, é ilustrado na Figura 41. Em outras palavras, a etiqueta denominada D nesta gravura serve para identificar os blocos

que foram escolhidos para emular o comportamento da razão cíclica deduzida em (68), na seção 5.2.3 deste documento.

Figura 41 – Sistema em malha aberta simulado no software PSIM®.

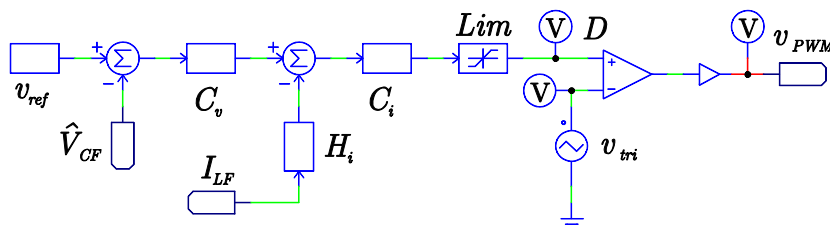


Fonte: Elaborado pelo autor.

Isto é, a função moduladora do bloco controlador nada mais é do que a expressão da razão cíclica que varia no tempo conforme a definição de (86), sendo a tensão v_{PWM} o resultado da comparação de tal variável com v_{tri} .

Já o diagrama de blocos implementado na simulação dos três sistemas de controle em malha fechada, cuja alteração de um caso para o outro ocorre apenas através da adequação do bloco C_i , é ilustrado na Figura 42. O bloco C_v é o mesmo em todas as simulações.

Figura 42 – Sistemas de controle em malha fechada simulados no software PSIM®.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em que a tensão \hat{V}_{CF} é o valor normalizado da tensão não nula de saída da primeira etapa de conversão, obtido através do quociente $V_{CF}/\|V_{CF}\|$, que é o ganho do sensor de tensão H_v . Além disto, o bloco Lim representa um limitador que, por questões físicas, impede que a razão cíclica variável D assumam valores inferiores a zero e superiores à unidade. Nesta situação, o disparo da chave semicondutora S_1 também é dado pela tensão v_{PWM} , a qual é proveniente da comparação da variável D com o sinal v_{tri} .

Os parâmetros, características e valores de cada controlador MF empregado na compensação da malha interna de corrente das simulações estão dispostos na Tabela 5 a seguir.

Tabela 5 – Parâmetros das $FTMA_{Ci}$ e dos controladores de corrente.

Controlador	Parâmetro	Simbologia	Valor
P	Margem de fase da $FTMA_{CiP}$	PM_{CiP}	90°
	Ganho do controlador	K_P	13,85
PI	Margem de fase da $FTMA_{CiPI}$	PM_{CiPI}	$84,3^\circ$
	Zero do controlador	z_{iPI}	$-1,6 \text{ kHz}$
	Ganho do controlador	K_{PI}	0,8531
	Frequência de cruzamento	f_{czPI}	16 kHz
PI*	Margem de fase da $FTMA_{CiPI^*}$	PM_{CiPI^*}	$47,2^\circ$
	Zero do controlador	z_{iPI^*}	$-1,6 \text{ kHz}$
	Ganho do controlador	K_{PI^*}	0,0488
	Frequência de cruzamento	f_{czPI^*}	$1,6 \text{ kHz}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Lembrando que o sistema de controle baseado na utilização do controlador PI* foi projetado na seção 6.3.1.3 com o intuito de demonstrar a importância da correta posição do zero ($-z_i$) deste tipo de compensador e o impacto no ajuste do ganho com relação ao posicionamento da frequência de cruzamento por 0 dB (f_{cz}), demonstrando o efeito de tais grandezas no comportamento da corrente elétrica do indutor ideal L_F , que também influencia tanto a corrente demandada da rede como a tensão de saída da primeira etapa de conversão. Também é objetivo permitir uma comparação teórica com o sistema que faz uso do controlador PI convencional.

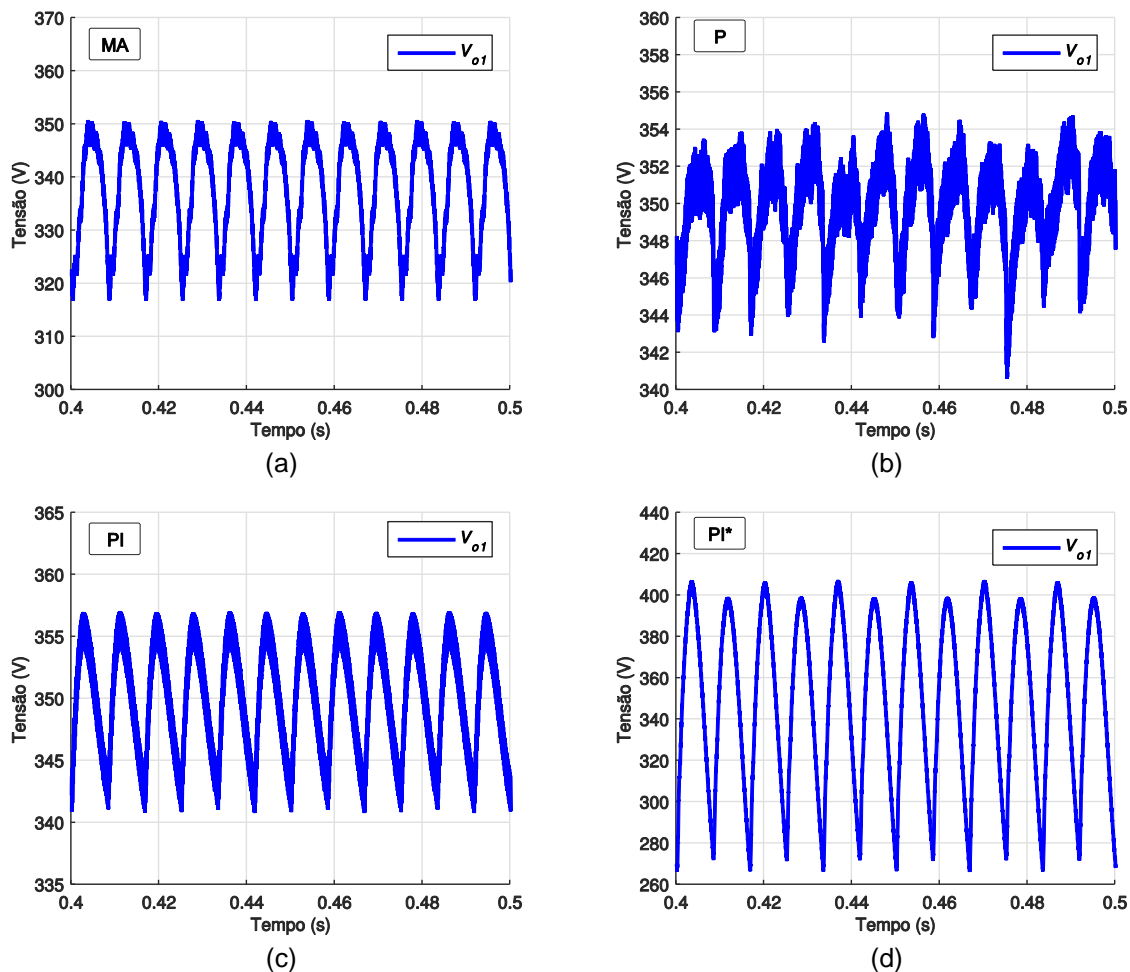
Se forem projetados de maneira inadequada, os controladores podem influenciar a resposta da malha interna de corrente e, conseqüentemente, da malha externa de tensão, impossibilitando que a compensação atue no sistema da forma desejada, o que inviabiliza aplicações práticas, entre outros.

7.2 Análise dos resultados

7.2.1 Tensão de saída da primeira etapa – V_{o1} (V_{CF})

As formas de onda referentes à tensão de saída da primeira etapa de conversão da topologia da Figura 40 são apresentadas nas Figuras 43 (a), (b), (c) e (d), fazendo uso dos sistemas de controle MA, P, PI e PI*, respectivamente, cujo valor médio e ondulação percentual máxima devem ser idealmente iguais aos dados especificados na Tabela 2. Ou seja, devem possuir um valor médio constante de magnitude igual a 350 V, além de respeitar o critério de projeto de 10% de oscilação de tensão.

Figura 43 – Tensão de saída da primeira etapa de conversão utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Esta variável é o sinal de entrada do conversor *buck* de saída, que também pode ser utilizada diretamente em uma carga, desde que esta tolere a tensão CC de amplitude V_{CF} e a variação ΔV_{CF} (ANDRADE, 2015).

Através disso, conclui-se que a tensão máxima que se pode obter na saída, considerando o controle em malha aberta para a minimização da flutuação da tensão aplicada sobre o capacitor C_F , é igual ao valor de V_{CF} definido na Tabela 2, que é aproximadamente igual aos 350,78 V aferidos na simulação, sendo o valor médio deste sinal igual a 338,06 V, que é inferior ao V_{CF} mencionado e superior à V_P . A ondulação de tensão é da ordem de 10,02%, uma grandeza percentual muito próxima à especificação apontada na seção 4.1.

Para os sistemas de controle em malha fechada, por sua vez, as tensões médias verificadas nas simulações são iguais a 349,95 V, considerando o emprego do controlador do tipo P, e 350 V para as análises que fazem uso dos controladores do tipo PI e PI modificado. As ondulações de tensão obtidas no capacitor C_F são da ordem de 4,11%, 4,66% e 40,25%, respectivamente.

A tensão de regime verificada com a inserção do controlador proporcional na malha interna de corrente é levemente inferior à V_{CF} por conta do erro de regime permanente associado à corrente elétrica I_{LF} , que fora definido como 5% no desenvolvimento deste controlador, na seção 6.3.1.1. Apesar disto, o nível de oscilação está abaixo da grandeza percentual apontada na seção 4.1. Por fim, o uso do controlador PI* tem como desvantagem a presença de uma grande variação de tensão na saída da primeira etapa, que será propagada até a conexão com a carga, localizada após o conversor *buck*.

Na realização deste estudo, outra solução que foi verificada diz respeito à inserção de blocos ressonantes na malha externa de controle da tensão, cujos pares de polos são posicionados em frequências pares e múltiplas de 60 Hz, o que pode gerar uma atenuação da ondulação de tensão na saída da primeira etapa, isto é, tal aplicação faz com que estas frequências sejam eliminadas do espectro harmônico da tensão V_{CF} , mantendo apenas o nível CC de 350 V como a fundamental e algumas componentes de pequena amplitude em torno da frequência de chaveamento f_s . Muito embora isto seja viável, há uma demanda maior de blocos controladores individuais alocados em cascata com o controlador C_v , o que é equivalente ao uso de um único bloco simplificado de ordem elevada, aumentando a

complexidade da malha de tensão e tornando o projeto maior, além do que o emprego de controladores ressonantes não elimina o problema da interação entre as malhas, apenas para a frequência de interesse, fatos pelos quais não se utilizou tal proposta neste trabalho.

7.2.2 Tensão da fonte CC controlada – V_{C1} (V_{CC})

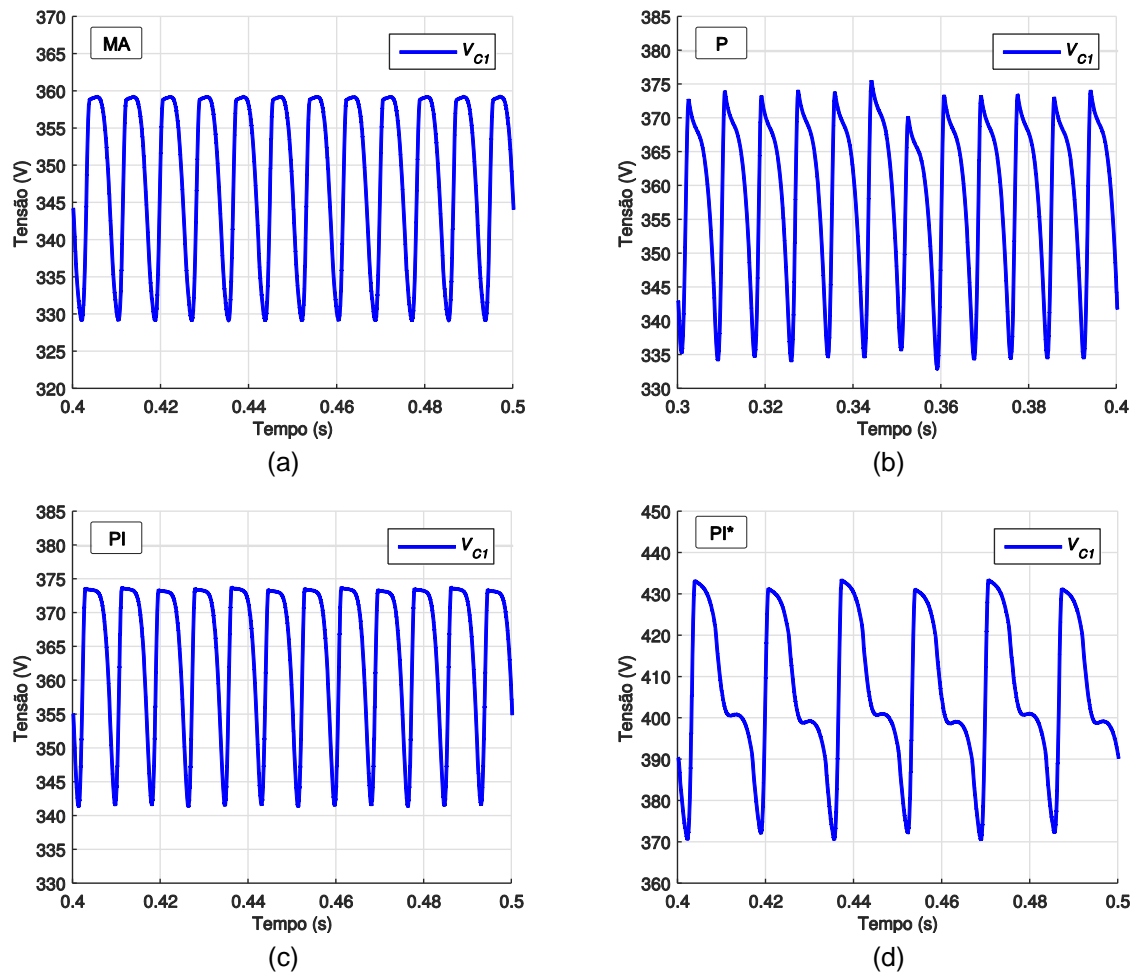
As Figuras 44 (a), (b), (c) e (d), por outro lado, ilustram as formas de onda de tensão da fonte CC controlada do circuito híbrido auxiliar, perante a utilização dos sistemas de controle MA, P, PI e PI*, respectivamente. Conforme fora apresentado anteriormente, a ondulação deve ser inferior aos 10% definidos para a saída da primeira etapa de conversão, quando analisado o circuito de potência da Figura 40, e não a versão isolada mencionada no projeto do capacitor de compensação C_1 , detalhado na seção 4.2.1 deste documento.

Uma vez que essa grandeza nunca será constante para valores reduzidos de capacitância, a tensão de saída ideal da Figura 17 (a) dificilmente será obtida.

Neste estudo, verificou-se que em malha aberta é possível operar com a tensão V_{C1} igual ao valor que fora atribuído à tensão V_{CF} , porém em malha fechada há instantes em que é necessário impor uma tensão maior que àquela desejada na saída, para que seja possível aumentar o valor desta última, como normalmente acontece em um degrau de carga, por exemplo, que é caracterizado por um afundamento da tensão V_{CF} . Assim, se o índice de modulação for unitário, não haverá margem para controlar, visto que a moduladora será exatamente igual aos limites da portadora triangular v_{tri} . Diante disto, foi preciso estabelecer um índice de modulação menor que uma unidade, como em inversores, para que fosse possível aumentar ou diminuir a razão cíclica moduladora de forma a controlar a tensão de saída da primeira etapa de conversão.

Em outras palavras, constatou-se que em MF a tensão da fonte CC auxiliar dada pelo capacitor de compensação C_1 precisa ser suficientemente superior à tensão de saída V_{CF} . Esta variável, por sua vez, pode assumir qualquer valor maior ou igual à V_P , a fim de garantir a direção do fluxo de potência, isto é, a transferência da energia proveniente da rede elétrica para a carga, embora tal comportamento também tenha sido verificado em MA, segundo os dados apresentados posteriormente.

Figura 44 – Tensão do compensador capacitivo utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, o índice de modulação médio (\bar{M}), que é representado pela integral da razão cíclica variável D , apenas se aproximará, mas nunca atingirá valores inferiores à nulidade e superiores à unidade, estando, por isto, contido dentro dos limites teóricos admissíveis. Isto fica nítido quando se observa a representatividade da expressão (86) e o comportamento da forma de onda em azul na Figura 17 (b).

Entretanto, nas simulações esse valor advém da dinâmica da topologia CA-CC-CC estudada mediante a utilização de um determinado controlador, a princípio sem ter como conhecê-lo de antemão, assunto que demanda um estudo de caráter específico. Após a realização de inúmeros testes, concluiu-se que neste trabalho o valor adequado para essa variável deveria estar contido entre 348 V e 407 V, localizando-se bem próximo de 365 V. Esta é a justificativa pela qual a tensão V_{C1} (V_{CC}) foi definida como 375 V na Tabela 2 da seção 4.1, cuja abrangência acolhe os

controladores desenvolvidos e simulados, sendo as discrepâncias razoavelmente pequenas, uma vez que os resultados obtidos via PSIM® estão contidos na faixa de valores esperados.

Em termos quantitativos referentes à análise das Figuras 44 (a), (b), (c) e (d), as ondulações de tensão do compensador capacitivo C_1 são da ordem de 8,66%, 11,68%, 8,92% e 15,51%, considerando a utilização dos sistemas de controle MA, P, PI e PI*, respectivamente, enquanto que os valores médios coletados são iguais a 348,59 V, 359,39 V, 364,62 V e 406,28 V, na mesma classificação anterior.

Observa-se, a partir disso, que a utilização do controlador do tipo PI* resulta em um valor médio de tensão muito elevado e um nível de ondulação que está fora do contexto teórico, o que inclusive traz como consequência o não atendimento da especificação máxima de tensão definida para o capacitor C_F na seção 4.3.2, além de apresentar um comportamento que possui certo grau de dificuldade em alcançar o regime permanente ideal. Finalmente, a variação ΔV_{C1} proveniente do emprego do controlador proporcional também está fora do limite de 10%, então se pode afirmar que apenas o primeiro (a) e o terceiro (c) caso desta subseção estão de acordo com o projeto, sendo o controlador PI o melhor entre os dois, devido não só ao nível de tensão resultante como por causa da proximidade de V_{C1} aos 375 V estipulados a priori, durante as atividades de pesquisa.

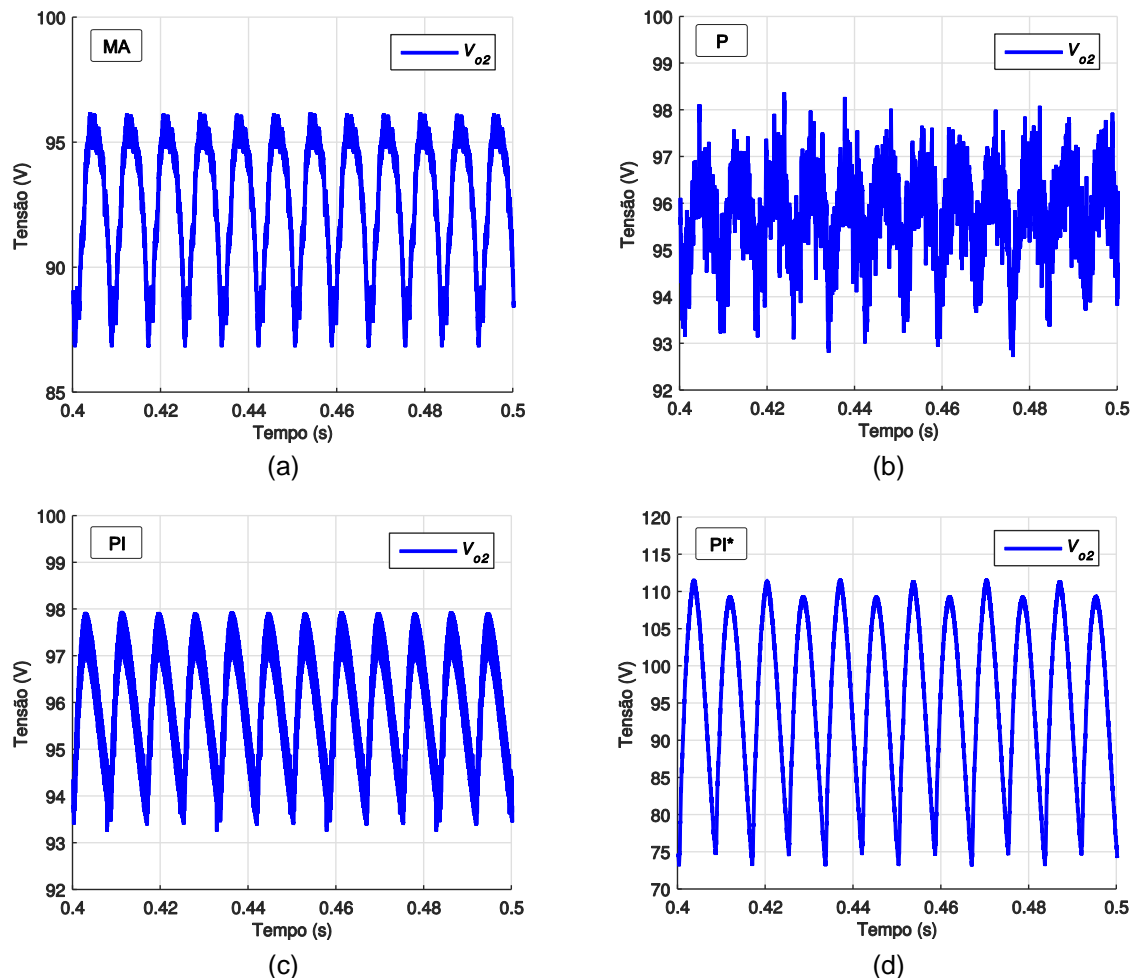
7.2.3 Tensão de saída da segunda etapa – V_{o2} (V_{Co})

Por conseguinte, ainda analisando as variáveis elétricas, as Figuras 45 (a), (b), (c) e (d) ilustram as formas de onda obtidas via simulação computacional para a tensão de saída da segunda etapa de conversão, considerando a utilização dos sistemas de controle MA, P, PI e PI*, nesta ordem, sendo as mesmas referentes à saída final propriamente dita da topologia CA-CC-CC da Figura 40, cujo emprego visa à alimentação de um arranjo que contém 160 LEDs de potência, cujos modelos real e simplificado foram apresentados e estudados na seção 4.5, bem como suas características e grandezas correspondentes, e suas resistências dissipadoras.

Embora o capacitor de saída C_o tenha sido projetado para uma variação máxima de tensão de 1%, obtiveram-se níveis de ondulação da ordem de 10,11%, 5,89%, 5,01% e 40,16%, considerando o emprego dos sistemas de controle MA, P, PI e PI* nas simulações elaboradas no software PSIM®, respectivamente, que são

equivalentes à aproximação ideal resultante do produto de $\Delta V_{CF(\%)}$ com $\Delta V_{Co(\%)}$, isto é, decorrentes da flutuação de baixa frequência proveniente do retificador monofásico ativo (120 Hz) e de alta frequência, que por sua vez corresponde à comutação MA do conversor *buck* (40 kHz).

Figura 45 – Tensão de saída da segunda etapa utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

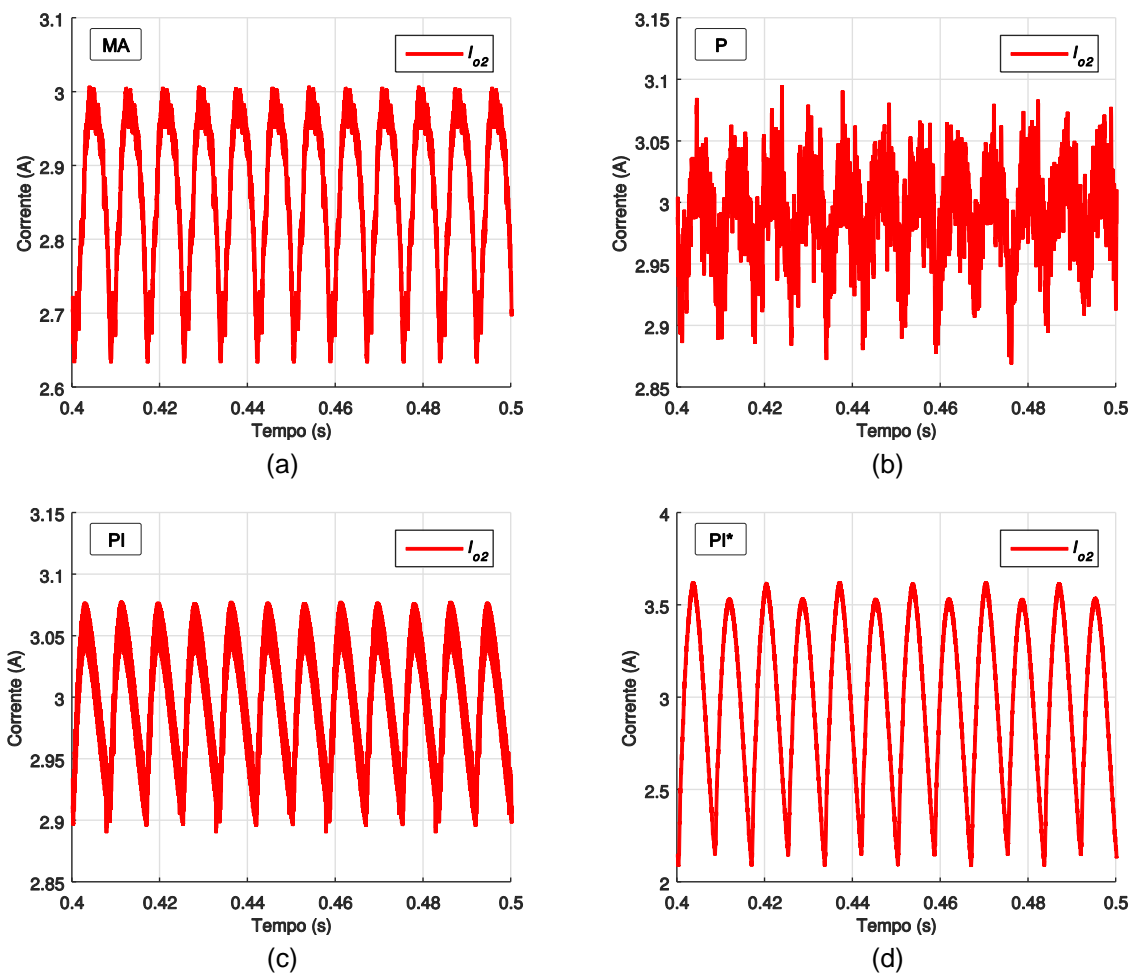
Por outro lado, os valores médios aferidos mediante a obtenção das Figuras 45 (a), (b), (c) e (d) são iguais a 92,7 V e 95,84 V, tendo em vista os dois primeiros casos da listagem anterior, e 96 V para os circuitos de potência que fazem uso dos controladores com ação PI, cujo valor é idêntico àquele definido na Tabela 4 por conta da parcela integral (polo em zero) característica deste tipo de compensador, que garante erro nulo em regime permanente.

Verificou-se a presença de uma leve deformação nas formas de onda da tensão de saída da segunda etapa de conversão (V_{o2}), provavelmente ocasionada por causa da comutação da chave semicondutora S_o .

7.2.4 Corrente de saída da segunda etapa – I_{o2} (i_{eq})

As formas de onda referentes à corrente de saída da segunda etapa de conversão são disponibilizadas nas Figuras 46 (a), (b), (c) e (d), fazendo uso dos sistemas de controle MA, P, PI e PI* das Figuras 41 e 42, nesta ordem, cujo valor médio e ondulação percentual máxima devem ser idealmente iguais aos dados especificados nas Tabelas 2 e 4.

Figura 46 – Corrente de saída da segunda etapa utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em termos quantitativos, as ondulações de corrente na saída da segunda etapa são da ordem de 13,06%, 7,56%, 6,42% e 51,4%, considerando a utilização dos sistemas de controle MA, P, PI e PI*, respectivamente, enquanto que os valores médios coletados são iguais a 2,87 A e 2,99 A, tendo em vista os dois primeiros casos da Figura 46, e 3 A para os circuitos de potência que fazem uso dos controladores com ação PI.

Apenas os projetos dos controladores P e PI estão de acordo com o critério de valor médio e ondulação percentual máxima, uma vez que em MA a discrepância em relação à variável I_{o2} desejada pode interferir na emissão da luminosidade nominal dos LEDs e vir a comprometer o sistema eletrônico, entre outros (GOLDEN, 2014). Já o sistema baseado na utilização do compensador do tipo PI* possui um valor médio coerente, porém com um nível de oscilação que está fora de contexto, sendo inclusive superior aos 50% permitidos para a variação da corrente média especificada.

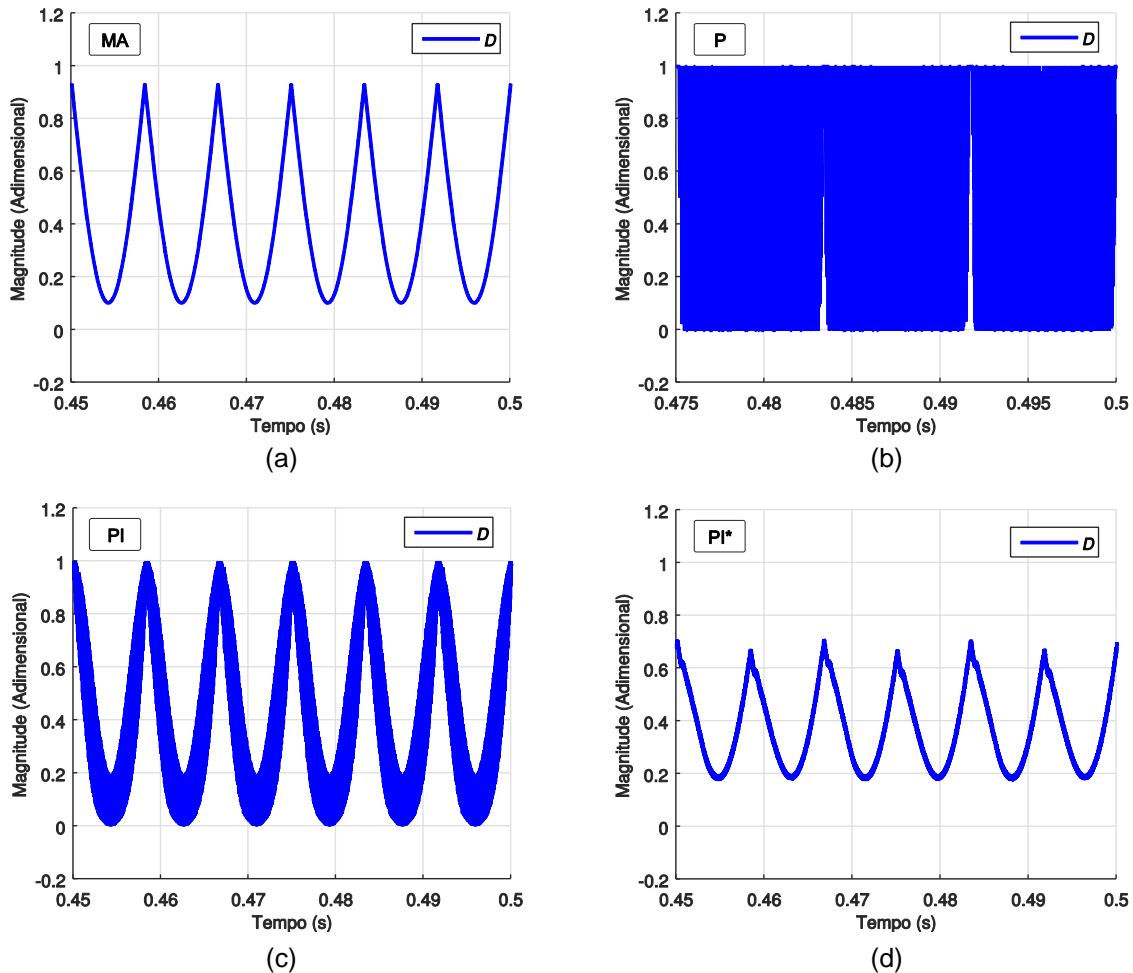
Bem como fora discutido no caso da tensão de saída V_{o2} , na seção 7.2.3, constatou-se uma notável deformação das formas de onda da corrente elétrica de alimentação dos diodos emissores de luz, o que também deve ser proveniente da comutação presente no conversor *buck*. Lembrando que, nesta situação o acionamento das chaves semicondutoras S_1 e S_o está em fase, ou seja, sincronizado. É possível que uma defasagem entre os dois sinais PWM traga melhores resultados, como fora mencionado nas seções 4.4.2 e 4.4.3, sendo esta uma das sugestões para trabalhos futuros, apresentadas na seção 8.2. A realização de testes iniciais trouxe resultados promissores à aplicação da topologia completa sem sincronismo, embora tal abordagem não seja apresentada neste trabalho.

7.2.5 Razão cíclica – D

Prosseguindo, as Figuras 47 (a), (b), (c) e (d) ilustram as formas de onda referentes à razão cíclica D aplicada na lógica de coordenação do disparo da chave semicondutora S_1 , considerando o emprego dos compensadores outrora mencionados, na mesma classificação. Idealmente, este sinal deve variar conforme a especificação de (86), que pode ser visualizado no comportamento da variável em azul na Figura 17 (b), já que os valores definidos para as tensões contínuas v_{CF} e

v_{C1} são diferentes da tensão de pico da rede, ou seja, superiores à V_p , além de destoarem entre si pelo motivo apresentado na seção 7.2.2.

Figura 47 – Razão cíclica moduladora da chave S_1 utilizando o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O comportamento do sistema de controle MA é idêntico àquele definido em (86), como pode ser comprovado mediante a comparação da variável em azul na Figura 17 (b) com o sinal lógico da Figura 47 (a), pois ambos independem do artifício da realimentação, apresentando um padrão fixo em alta frequência.

Através das simulações, obteve-se o valor médio das demais variáveis, em que se verificou para todos os casos propostos o comportamento dado pela função expressa em (86). Embora isto seja verídico, o emprego do controlador do tipo proporcional produz uma ação de controle que atinge a saturação em zero e um. Esta característica errônea não representa uma zona de funcionamento com

confiabilidade de operação, uma vez que na prática limita-se tal ação em um valor mínimo de 20% (SILVA, 2011).

Além disso, a utilização do controlador PI* resulta em um sinal lógico que possui pouca variação em alta frequência, o que impede que o sistema realize a compensação da ondulação de tensão e corrente fornecidas à carga, muito por conta da lentidão da malha interna de corrente (1,6 kHz) e devido ao não atendimento do segundo critério definido por Tomaselli (2001).

Já com o compensador do tipo PI houve uma melhor sintetização da razão cíclica variável D . Isto ocorre devido à resposta mais rápida da malha interna quando comparada ao caso anterior, além de possuir uma margem de fase de $84,3^\circ$, o que garante uma estabilidade maior do que na situação em que a margem de fase é igual a $47,2^\circ$. Em outras palavras, empregando os controladores PI nas duas malhas de controle tem-se uma margem maior para controlar a comutação da chave ideal S_1 , o que pode ser vislumbrado no comportamento oscilatório da modulação em alta frequência (40 kHz) exposta na Figura 47 (c).

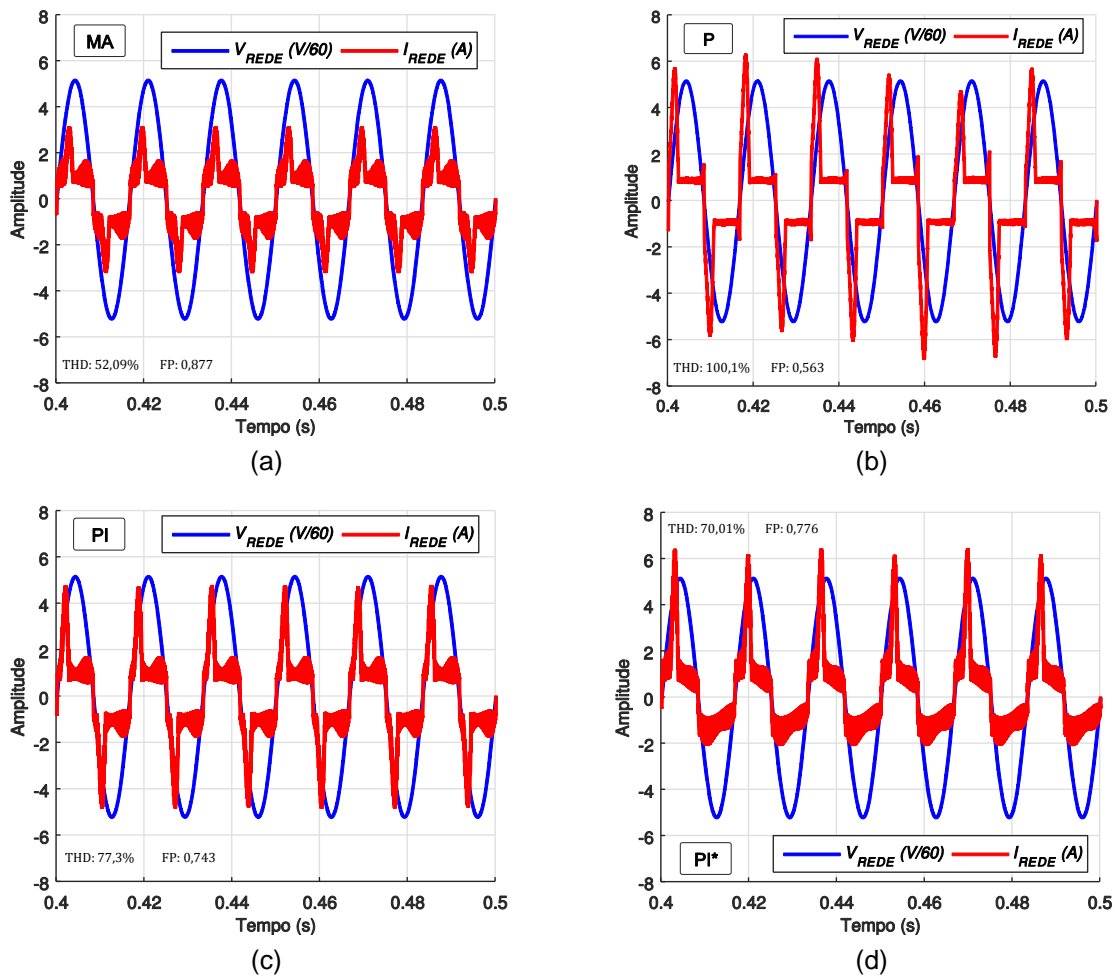
7.2.6 Corrente elétrica de entrada – i_{rede}

Por fim, as Figuras 48 (a), (b), (c) e (d) ilustram as formas de onda correspondentes à corrente elétrica total de entrada do retificador monofásico ativo, cujo valor retificado é equivalente à soma das formas de onda das correntes i_{LF} e i_{LC} e diz respeito à característica da energia proveniente da rede elétrica (FP e THD), bem como ao sinal de tensão verificado na mesma conexão, perante a utilização dos sistemas de controle MA, P, PI e PI modificado, respectivamente. As escalas e unidades estão indicadas nas legendas.

Segundo Andrade (2015), uma possível justificativa para esse comportamento da corrente elétrica pode ser a dinâmica de funcionamento do conversor híbrido, que possui como característica de operação nominal uma entrada controlada por tensão e uma saída controlada por corrente.

Através disso, obteve-se a THD da corrente total de entrada do retificador ativo, definida neste trabalho como THD_i , conforme a expressão (1) da seção 2.3, cujo valor é igual a 52,09%, considerando o controle em malha aberta para a minimização da ondulação da tensão aplicada sobre o capacitor C_F .

Figura 48 – Corrente elétrica e tensão de entrada utilizando-se o (a) controle MA, (b) controlador P, (c) controlador PI e o (d) controlador PI*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para os sistemas de controle em malha fechada, por sua vez, os índices de distorção harmônica da corrente são superiores ao caso anterior, tendo sido computados em valores de 100,11%, 77,29% e 70,01% nas análises que fazem uso dos controladores do tipo P, PI e PI*, respectivamente. Embora tais valores sejam muito altos, é importante ressaltar que os mesmos foram obtidos utilizando componentes ideais no circuito simulado.

Isto é, a situação que emprega o sistema MA resulta na corrente elétrica de entrada cujo comportamento mais se assemelha a uma senoide no domínio do tempo, apresentando menos distorção em relação aos estudos expostos nas Figuras 48 (b), (c) e (d), ainda assim em uma grandeza muito elevada, que é cerca de dez vezes o valor percentual recomendado (5%).

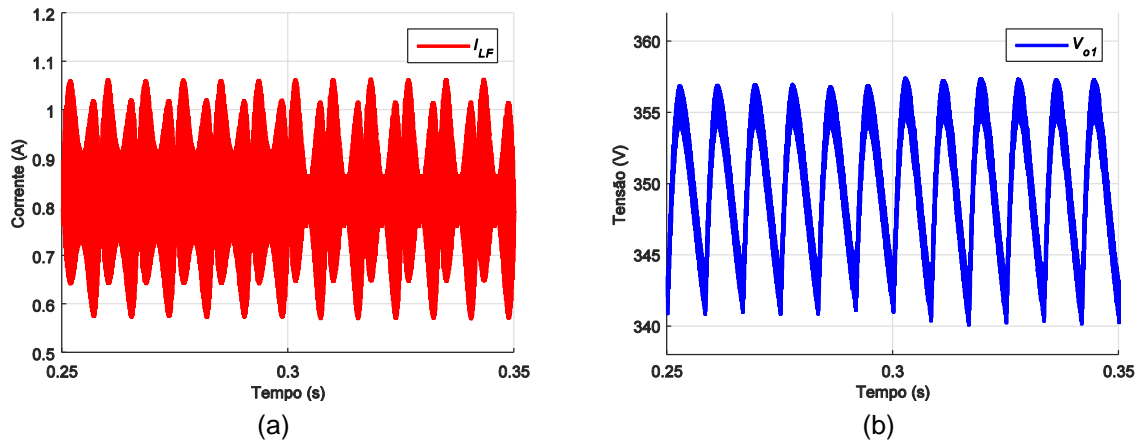
Além disso, tal ensaio é o único que apresenta um valor de pico I_p cuja ordem se aproxima do dado especificado na Tabela 4, o que deixa à mostra que a maioria dos objetivos principais impostos neste projeto é atendida, mesmo em malha aberta. Assim sendo, conclui-se que este é o melhor controlador em termos do conteúdo harmônico global.

Com os compensadores MF, os índices referentes à THD_i são muito elevados por conta do controle da corrente I_{LF} , que fora definida para ser regulada em um valor médio constante, tal como fora apresentado na seção 6.3. Sabendo que a corrente proveniente da rede é composta pela soma das formas de onda das correntes i_{LF} e i_{LC} , a mesma também tenderá a apresentar um padrão constante, exceto quando houver a imposição da corrente i_{LC} , que é dada nos momentos em que o indutor ideal é carregado por uma parcela da corrente total do circuito híbrido no início de cada semiciclo de funcionamento do retificador monofásico em ponte completa, sem qualquer tipo de controle. Ambas as afirmações podem ser visualizadas nas ilustrações das Figuras 48 (a), (b), (c) e (d).

Embora as formas de onda propriamente ditas da corrente do indutor L_C não sejam apresentadas, muito por conta do excesso de conteúdo que fora inserido neste documento, a variação de corrente Δi_{LC} é similar àquela verificada no indutor L_F . Isto é, os picos de corrente média são dados nos momentos em que ocorre a carga do capacitor de compensação C_1 , que também equivale aos momentos em que a forma de onda de saída do retificador monofásico em ponte completa se aproxima do valor de pico V_p (ANDRADE, 2015).

Além disso, efetuou-se igualmente a simulação da topologia da Figura 40 no software PSIM® considerando uma elevação razoável da tensão do barramento que corresponde à rede pública de energia elétrica, isto é, aplicando um sinal senoidal de amplitude positiva e frequência igual a 60 Hz depois de transcorridos 0,3 s sob o regime normal de operação. As formas de onda das Figuras 49 (a) e (b) apresentam o comportamento da corrente i_{LF} e da tensão v_{CF} (v_{o1}), respectivamente, utilizando apenas o sistema de controle que contém o compensador PI corretamente dimensionado em ambas as múltiplas malhas propostas na seção 6.

Figura 49 – Resultados obtidos com a elevação da tensão da rede. (a) Corrente do indutor ideal L_F e (b) tensão do capacitor C_F .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como resultado, as ondulações máximas de tensão no capacitor C_F (v_{o1}) e corrente no indutor L_F são da ordem de 4,97% e 60,34% em baixa frequência (120 Hz), respectivamente. Isto é, a conclusão que pode ser extraída desta análise é que a existência de uma sobretensão na rede causa um aumento dos índices de oscilação de tensão e corrente, embora os valores médios se mantenham os mesmos. Além disto, verifica-se que há o atendimento dos critérios do MCC em alta frequência, o que deixa à mostra a efetividade do controlador com ação PI frente à presença de distúrbios de tensão no sistema elétrico interligado.

7.2.7 Atendimento às normas

Por conseguinte, obteve-se o FP da energia de entrada do retificador monofásico ativo, cujo resultado é o valor de 0,877, considerando o controle em malha aberta para a minimização da oscilação da tensão aplicada sobre o capacitor C_F . Para os sistemas de controle em MF, por outro lado, os fatores de potência que foram obtidos via simulação são inferiores ao caso anterior, tendo sido aferidos nos valores de 0,563, 0,743 e 0,776 nas análises que fazem uso dos controladores do tipo P, PI e PI*, respectivamente.

Através disso, verifica-se que nenhum dos casos atendeu ao critério do fator de potência, cuja norma nacional é prevista no Módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição (PRODIST) e estabelece que o mínimo que as unidades consumidoras

devem possuir é 0,92, sendo esse elaborado e instrumentado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) (PRODIST, 2016).

Além disso, é possível afirmar que o fator de potência é diretamente influenciado pela distorção harmônica total inserida no sistema elétrico, pois quanto menor for a THD da corrente, maior será o FP. Tal afirmação é válida e pode ser comprovada através da relação demonstrada na expressão (1) da seção 2.3.

A topologia CA-CC-CC utilizada neste trabalho está sujeita aos requisitos mínimos da norma IEC 61000-3-2, se encaixando na Classe C da mesma. Assim, a última linha da Tabela 6 apresenta os limites de distorção harmônica permitidos para a corrente de alimentação do conversor, enquanto nas demais são descritas o conteúdo harmônico da corrente que é efetivamente drenada da rede perante a utilização dos sistemas de controle MA, P, PI e PI*. Para tal, fez-se uso da Transformada Rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) dos sinais.

Tabela 6 – Distorção harmônica da corrente de entrada.

Controlador	Magnitude das Harmônicas em Relação à Fundamental (%)					
	3 ^a	5 ^a	7 ^a	9 ^a	11 ^a	13 ^a
MA	36,89	13,05	22,61	9,88	5,51	6,73
P	76,51	51,91	25,27	5,28	9,64	10,64
PI	63,36	29,12	14,74	16,28	12,18	3,18
PI*	33,52	16,64	23,52	9,26	7,49	6,47
IEC 61000-3-2	30 · FP	10	7	5	3	3

Fonte: Elaborado pelo autor com base no limite para harmônicas da corrente de entrada.

A norma em questão também impõe que a 2^a harmônica não pode superar 2% da amplitude fundamental e que as harmônicas de ordem ímpar n contidas no intervalo $11^a \leq n \leq 39^a$ não podem ser superiores a 3% da mesma amplitude mencionada, o que neste caso não é tão relevante, já que apenas os limites apresentados na Tabela 6 por si só não foram respeitados em nenhuma das situações de controle que foram aplicadas no retificador ativo.

Ressalta-se, ainda, que se verificou na simulação do PSIM® que o uso do controlador P faz com que a amplitude da corrente fundamental possua uma

pequena diferença em relação ao que é obtido via cálculo e nas situações que empregam os compensadores do tipo PI e PI*, uma vez que foi aplicado um erro de regime permanente de 5% no projeto do ganho proporcional K_p , que fora dimensionado na seção 6.3.1.1 deste documento, sabendo que a corrente i_{LF} compõe a corrente proveniente da rede juntamente com i_{LC} . Somado a isto, obtiveram-se harmônicas de ordem par de grandes magnitudes, o que causa um aumento significativo da THD_i .

Nesse contexto, pode-se tentar melhorar o comportamento da corrente demandada da rede através do projeto do retificador monofásico ativo com PFC, que usa um sinal senoidal de referência para a corrente i_{RET} , e também por meio da utilização de um filtro LC dimensionado para uma frequência de ressonância de 120 Hz, o que demandaria o emprego de condensadores de grande capacidade de armazenamento, algo considerado inviável perante os objetivos deste trabalho.

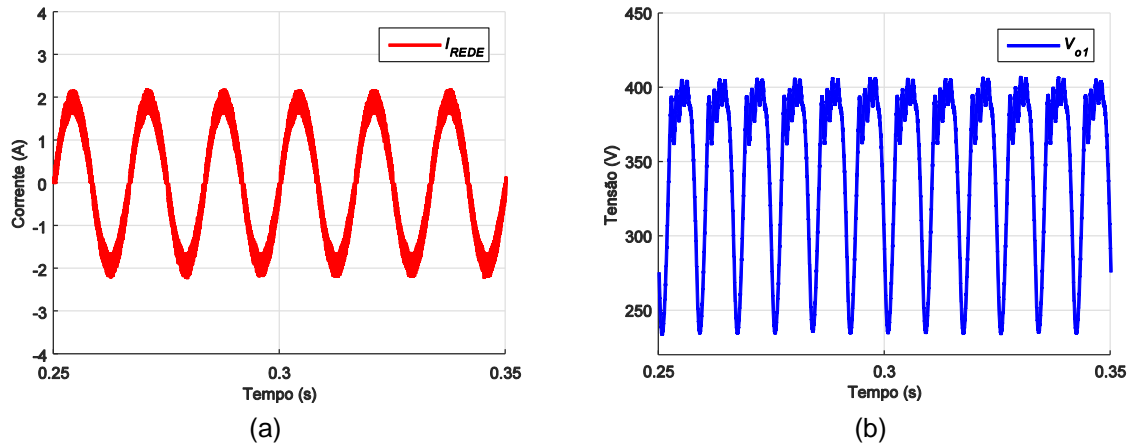
Assim, em vias de conhecimento e ilustração realizou-se o pré-projeto do retificador monofásico ativo com PFC, como mencionado, utilizando como variáveis de controle a tensão média de saída da primeira etapa de conversão (V_{CF}) e a corrente elétrica pulsada i_{RET} , que é equivalente à soma das correntes i_{LC} e i_{LF} . O circuito de potência é semelhante àquele apresentado na Figura 40, com a inserção de um sensor de corrente $H(s)$ em série com o indutor ideal L_C , enquanto que o diagrama de blocos do sistema de controle é similar àquele demonstrado na Figura 42, com a exceção de que a corrente de referência é i_{RET} e pela inserção de um sinal senoidal retificado de amplitude unitária, que multiplica o sinal de saída do bloco $C_v(s)$, isto é, modificações de uma malha de controle amplamente verificada em conversores *boost* PFC.

As Figuras 50 (a) e (b) apresentam as formas de onda da corrente demandada da rede e da tensão de saída v_{CF} para este caso, respectivamente. Pode-se observar que há uma correção da forma de onda da corrente elétrica de entrada, o que eleva o FP para 0,996, concordando com o requisito mínimo previsto na norma nacional. Porém, o índice referente à THD_i resultou em um valor de 9,28%, grandeza que é superior ao valor percentual recomendado pela IEEE 519 (1992).

Além do mais, o objetivo deste trabalho é realizar o controle de tensão dos estágios de conversão de uma topologia CA-CC-CC, então se têm um impeditivo, uma vez que retificadores com alto fator de potência não possibilitam a regulação da

tensão de saída. Nesta situação, verificou-se uma ondulação de tensão de 49,61% em baixa frequência e um valor médio de 350 V para v_{CF} .

Figura 50 – Resultados obtidos com a utilização da técnica PFC no retificador. (a) Corrente elétrica de entrada e (b) tensão do capacitor C_F .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em seu projeto destinado à análise de um conversor *boost* PFC, Melo, Freitas e Buiatti (2010) utilizaram um capacitor eletrolítico de 1,2 mF, sendo a tensão média de saída igual a 300 V e a potência total igual a 800 W. Já Menezes (2016), por sua vez, utilizou um capacitor de saída de 1,65 mF para alimentar uma carga de 250 W através de um conversor *push-pull* PFC alimentado em corrente, sendo a ondulação de tensão verificada na saída igual a 1%.

Outro estudo que pode ser elaborado e verificado diz respeito à utilização de três malhas de controle, sendo uma extremamente rápida para o controle da corrente demandada da rede, uma rápida para o controle da ondulação de tensão na saída da primeira etapa de conversão e uma lenta, visando o controle do valor médio desta tensão, que podem solucionar tanto a questão da correção do FP como o atendimento à norma mencionada.

Finalmente, apesar de os níveis de ondulação serem satisfatórios e respeitarem as especificações quando observadas as duas etapas de conversão mediante o emprego do compensador PI clássico, têm-se um problema em relação à conexão com a rede. Como consequência, o não atendimento dos limites impostos pode resultar na deformação da onda de tensão do barramento (rede pública de energia elétrica), devido ao pico da corrente, além de causar o mau funcionamento dos demais equipamentos conectados ao mesmo, entre outros.

Isto é, esse último pode ser pensado em termos de prototipação e comercialização desde que seja corrigida a questão envolvendo as componentes harmônicas e o FP, prevendo o atendimento à norma IEC 61000-3-2 e o requisito mínimo estipulado no Módulo 8 do PRODIST, que diz respeito à qualidade da energia elétrica no Brasil.

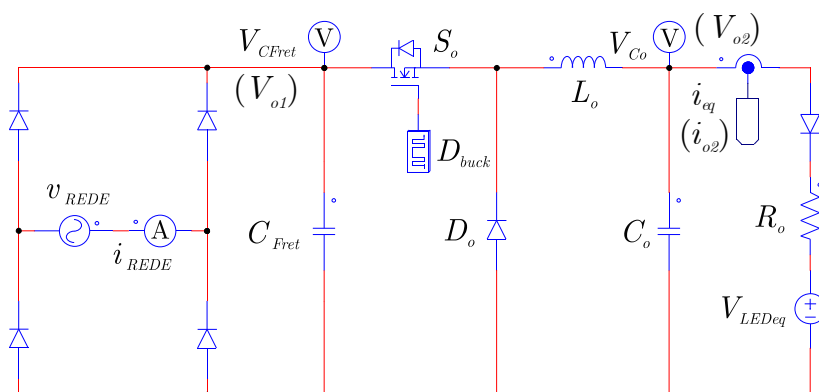
Por outro lado, em outros tipos de carga pode ser encontrada uma melhor aplicabilidade para a topologia CA-CC-CC estudada, principalmente nas situações em que a correção do fator de potência não é obrigatória.

7.2.8 Retificador monofásico em ponte completa

Os níveis de oscilação de tensão e corrente obtidos com a topologia retificadora com compensação ativa de ondulação de baixa frequência foram comparados aos resultados gerados em uma situação hipotética em que se utiliza um retificador monofásico de onda completa em ponte completa na primeira etapa de conversão da energia. A estrutura simulada no software PSIM® deste último alimentando a mesma carga composta por LEDs através de um filtro capacitivo puro de $50 \mu F$ e um conversor CC-CC abaixador de tensão é apresentada na Figura 51, sendo bastante utilizada em *drivers* para LEDs com baixa potência, quando as normas não exigem a correção do FP.

Para uma comparação justa, considerou-se a tensão de pico da rede igual ao valor definido para V_{CF} , isto é, $350 V$, já que não é possível elevar o valor desta variável a partir de $V_p = \sqrt{2} \cdot 220 V$, devido à inexistência de um circuito de compensação, como é apresentado neste trabalho.

Figura 51 – Retificador monofásico simulado no software PSIM®.

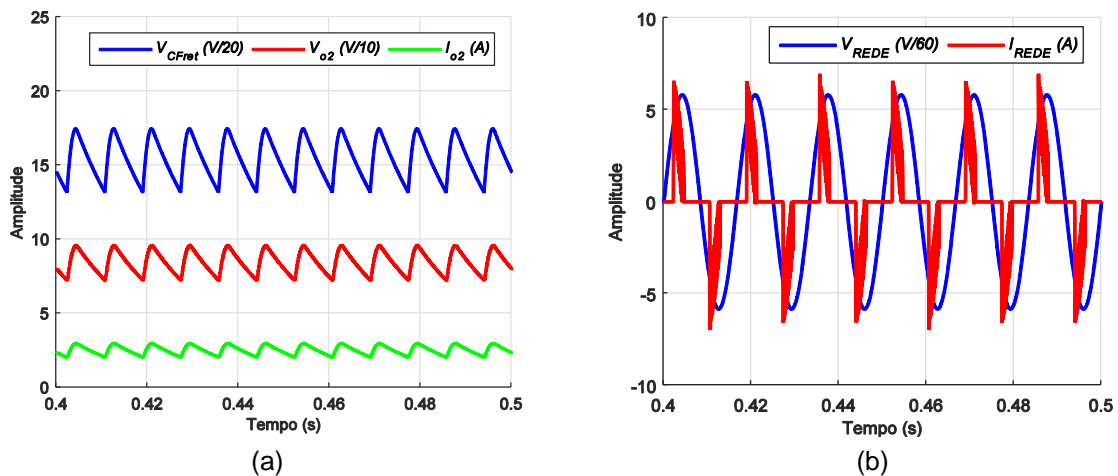


Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando apenas o primeiro ciclo da rede, no intervalo de tempo expresso por $0 \leq \omega t < \pi/2$, correspondente ao crescimento do valor do sinal da rede, a tensão retificada iguala-se à tensão do capacitor do filtro, fornecendo a este sua energia. A partir de $\pi/2$, durante o intervalo de tempo expresso por $\pi/2 \leq \omega t < 3\pi/2$, a tensão de saída é imposta pelo capacitor, então os diodos bloqueiam (BARBI, 2000). Este processo se repete a cada novo ciclo, infinitamente.

Para fins de comparação, as formas de onda das tensões de saída das duas etapas e da corrente da segunda etapa são apresentadas na Figura 52 (a). As ondulações aferidas são superiores a 27%. Por outro lado, a Figura 52 (b) ilustra a corrente elétrica total de entrada do circuito de potência da Figura 51, bem como o sinal de tensão verificado na mesma conexão. As escalas e unidades estão indicadas nas legendas.

Figura 52 – Resultados da simulação do retificador monofásico. (a) Tensões e corrente de saída. (b) Tensão e corrente da rede elétrica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesse caso, as ondulações de tensão e corrente de saída são da ordem de 28,63% e 38,03%, respectivamente, para a segunda etapa e 27,90% para a tensão de saída da primeira etapa de conversão, considerando a mesma razão cíclica D_{buck} da expressão (29). Além disto, a THD da corrente total de entrada é igual a 138,07%, enquanto o fator de potência é igual a 0,532, isto é, grandezas totalmente discrepantes, que denotam a péssima característica de conexão com a rede, impedindo que o fornecimento de energia a outras cargas seja garantido com qualidade em qualquer situação.

Os valores médios de tensão e corrente verificados nas simulações são iguais a $84,74 V$, $2,55 A$ e $308,95 V$, considerando a mesma classificação do parágrafo anterior para as variáveis marcadas com rótulos na topologia da Figura 51. Outra vez, a diferença da corrente média medida em relação à I_{o2} (i_{eq}) pode interferir na emissão da luminosidade nominal dos LEDs e comprometer o sistema eletrônico.

Através de (117) é possível calcular o valor da capacitância C_{Fret} requerida para o retificador monofásico em ponte completa alcançar o mesmo nível de ondulação de tensão projetado para o caso do retificador ativo (ANDRADE, 2015), esperando-se que tal circuito obtenha o valor médio máximo permitido matematicamente, que é dado pela análise elaborada em (118).

$$C_{Fret} = \frac{P_{in}}{f \cdot (V_p^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (117)$$

$$V_{CFret} = \frac{2 \cdot V_{Cmax}}{2 + \Delta V_{CFret}(\%)} = \frac{700 V}{2,1} = 333,34 V \quad (118)$$

em que V_{Cmin} e V_{Cmax} são as tensões mínima e máxima armazenadas no capacitor C_{Fret} , nesta ordem.

Tendo em vista uma eficiência ideal de 100% e uma tensão mínima de $316,67 V$, equivalente a ondulação de projeto de 10% do capacitor de saída C_F , além dos valores especificados na Tabela 2, seria necessária uma capacitância de $216 \mu F$ para obter-se a mesma variação de tensão, ou seja, um valor aproximadamente quatro vezes maior que aquele definido na topologia utilizada e que acaba impondo a utilização de capacitores eletrolíticos ou de alta durabilidade com elevado custo.

Em uma breve análise do conteúdo harmônico obtido e exposto na Tabela 6 e daquele verificado com a simulação do retificador monofásico em ponte completa, observou-se que a distorção da corrente elétrica de entrada diante da utilização deste último é muito pior se comparada àquela resultante da topologia CA-CC-CC estudada neste trabalho, utilizando o mesmo capacitor de filtragem de $50 \mu F$, fato que é comprovado pela THD_i obtida.

Mediante o emprego do capacitor de $216 \mu F$ provavelmente haveria uma distorção ainda maior da corrente demandada da rede. Ou seja, quanto menor for o nível de oscilação de tensão desejado na saída da primeira etapa de conversão,

maior será o valor da capacitância do filtro a ser utilizado e mais impactante será a distorção harmônica da corrente elétrica de entrada.

7.3 Considerações finais

Esta seção apresentou o desenvolvimento das simulações computacionais da topologia CA-CC-CC e dos sistemas de controle, fazendo uso do software PSIM® para averiguar e validar os resultados obtidos. Também se apresentou um estudo referente às normas de conexão com a rede elétrica e foi feita uma comparação entre um retificador em ponte completa e a topologia em questão.

Apesar de ser uma consideração importante em vários sentidos, que se deve à quantidade de interruptores e ao elevado número de magnéticos, não será realizada uma estimativa do rendimento global do conversor, uma vez que tal análise envolve questões que vão desde a temperatura de operação até às características não ideais dos componentes eletrônicos, como perdas e tecnologias empregadas, ou seja, parâmetros de cunho físico e experimental.

Por conseguinte, embora os valores medidos com o uso do controle MA tenham sido um pouco destoantes dos demais, o que era esperado de um sistema que independe do artifício da realimentação para corrigir V_{CF} e I_{LF} , os resultados coletados nas simulações foram satisfatórios, comprovando a viabilidade técnica do mesmo para os objetivos traçados. Além disto, este é o método de controle mais simples e mais barato dentre todos aqueles estudados neste trabalho.

Assim, através da utilização de um retificador monofásico ativo relativamente simples, que é capaz de atuar de maneira controlada na etapa de conversão CA-CC de um arranjo, foi possível aumentar a estabilidade da energia fornecida à carga utilizando valores limitados de capacitância, o que permite o emprego de capacitores de alta durabilidade em aplicações práticas, aumentando a vida útil do circuito de potência. Entretanto, apesar de apresentar fácil interpretação e aplicabilidade, em termos de prototipação é difícil realizar a implementação das propostas contidas neste trabalho, devido à instrumentação requerida pelas malhas de controle, pela necessidade de utilização de um circuito de sincronização com a rede e circuitos de *gate driver*, além da complexidade dos algoritmos de geração dos sinais PWM de acionamento das chaves S_1 e S_o , entre outros fatores.

Com relação às normas, existem inúmeras alternativas que podem solucionar os problemas verificados, porém as que foram testadas neste projeto não surtiram o efeito esperado. Diante disto, algumas das abordagens apresentadas na seção 8.2 podem ser excelentes linhas de pesquisa para trabalhos futuros, uma vez que ao corrigir a questão referente à distorção harmônica da corrente elétrica de entrada e garantir um elevado fator de potência, permitindo o atendimento à norma IEC 61000-3-2 Classe C e ao critério mínimo previsto no Módulo 8 do PRODIST, pode-se realizar o desenvolvimento de um protótipo e obter um produto com viabilidade comercial, uma vez que o objetivo principal foi alcançado e todas as vantagens apresentadas nesta seção validam o mesmo em termos dos resultados obtidos.

Ao se realizar uma breve análise econômica acerca dos capacitores comerciais encontrados, verificou-se que o emprego dos capacitores de alta durabilidade que foram definidos na seção 4 teria um custo de aproximadamente US\$ 38,32 (KEMET, 2017), o que é equivalente a R\$ 119,317, considerando a cotação do dólar do dia 18/09/2017, às 11h30min. Por outro lado, uma breve pesquisa no mercado comercial referente à utilização de capacitores eletrolíticos com características semelhantes àsquelas especificadas para os condensadores de filme resultou em um custo estimado de US\$ 25,72 (VISHAY, 2016), que é o mesmo que R\$ 80,084 quando observada a cotação mencionada anteriormente. Diante disto, observa-se que não há uma grande discrepância com relação aos custos, em termos de aplicações práticas, o que é mais uma vantagem da topologia controlada estudada.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

8.1 Considerações gerais

O presente trabalho apresentou os princípios básicos de operação e o desenvolvimento do controle de tensão dos estágios de conversão de um retificador monofásico com compensação ativa acoplado a um filtro LC e a um conversor *buck*, respectivamente, utilizados para alimentar uma carga composta por 160 LEDs de potência de $12 V_{DC}$ e $150 mA$ individuais, que associados totalizam $288 W$, incluindo a parcela que é dissipada na resistência R_{lmeq} .

A topologia foi projetada e modelada via espaço de estados considerando o modelo simplificado de um diodo emissor de luz, o que permitiu o dimensionamento de três sistemas de controle em malha fechada, além do controle em malha aberta.

Atualmente, existem inúmeras alternativas que promovem a solução do problema exposto, além de outras tantas que estão em desenvolvimento na literatura, sendo difundidos em diversas aplicações, principalmente naquelas em que se precisa de uma alimentação cuja fonte seja mais durável e confiável, como em iluminação utilizando LEDs, por exemplo, porém as limitações são diversas devido aos custos e níveis de ondulação desejados.

Embora os retificadores trifásicos sejam uma alternativa tecnicamente viável e de certo modo eficaz, sua aplicação torna-se praticamente impossível diante da utilização de três fases, devido ao elevado nível de ruído e maior complexidade do circuito e número de elementos de filtragem empregados, o que restringe sua aplicação a ambientes industriais (BARBI, 2000).

Em comparação com as outras configurações existentes, o conjunto CA-CC-CC utilizado, principalmente no que diz respeito à primeira etapa de conversão, traz como vantagem baixos níveis de ondulação de tensão e corrente fornecidas à carga. Assim, ao atuar no processo de retificação através da utilização de uma topologia simples foi possível aumentar a estabilidade da energia fornecida à carga, mesmo com valores limitados de capacitância, eliminando a necessidade de utilizarem-se capacitores eletrolíticos mediante a possibilidade do uso de capacitores de filme, os quais possuem elevada durabilidade.

Em contrapartida, esta solução necessita de circuitos de chaveamento e sincronização, sendo este último em termos de prototipação. Além disto, fisicamente

a topologia tende a ser volumosa devido à quantidade de elementos passivos e ativos utilizados e também por causa das dimensões dos capacitores de filme verificadas nos *datasheets* fornecidos pela empresa KEMET Corporation.

Com o controlador PI clássico, os níveis de ondulação de tensão obtidos nas simulações do software PSIM® referentes às duas etapas de conversão respeitam as especificações e são inferiores a 5,02%, com um fator de potência igual a 0,743 e THD da corrente de entrada igual a 77,29%, enquanto que para os demais casos as variações são maiores que 5,88%. A oscilação da corrente de alimentação dos LEDs é da ordem de 6,4%.

Os valores de capacitância utilizados nesse último caso e nas demais simulações do retificador ativo são iguais e inferiores a $50 \mu F$. Como o critério de projeto para a ondulação de tensão na saída da primeira etapa foi definido como 10%, pode-se afirmar que o controlador PI clássico permite que a capacitância calculada para o elemento C_F seja reduzida ainda mais, em função das múltiplas malhas de controle propostas e da funcionalidade do circuito de potência estudado.

Além disso, constatou-se que a tensão do compensador capacitivo C_1 precisa ser suficientemente superior à tensão de saída V_{CF} , que por sua vez pode ser qualquer valor maior ou igual à V_p , a fim de garantir a direção do fluxo de potência.

Em relação à razão cíclica variável, com o compensador do tipo PI houve uma melhor sintetização da mesma, o que representa o melhor caso em relação ao valor médio e a ondulação percentual máxima de tensão e corrente fornecidas à carga. Isto ocorre devido à resposta mais rápida da malha interna quando comparada ao emprego do controlador PI*, além de possuir uma margem de fase de $82,6^\circ$, garantindo uma estabilidade maior, além de garantir um menor sobrevalor no período transitório.

Embora a corrente elétrica de entrada proveniente do uso do controle em malha aberta tenha o comportamento que mais se assemelha a uma senoide, ainda assim possui uma distorção muito elevada, que é cerca de dez vezes o valor recomendado (5%). Com os compensadores MF, os índices referentes à THD_i são muito elevados por conta do controle da corrente I_{LF} , que fora definida para ser regulada em um valor médio constante.

Nas mesmas condições, as ondulações aferidas com o uso de um retificador monofásico em ponte completa na primeira etapa de conversão da energia são superiores a 27%.

Na comparação de variações elaborada, seria necessária uma capacitância de $216 \mu F$ para o retificador monofásico em ponte completa obter a mesma ondulação de tensão de 10% definida no projeto da tensão de saída da primeira etapa, ou seja, um valor aproximadamente quatro vezes maior que aquele obtido para a topologia usada e que acaba impondo a utilização de capacitores eletrolíticos ou de alta durabilidade com elevado custo.

O não atendimento dos valores médios e níveis de ondulação de tensão e corrente em baixa frequência pode causar inúmeros problemas, o que pode ser prejudicial à emissão da luminosidade dos LEDs, resultando em algum conflito e vindo a comprometer o sistema de potência, embora estes semicondutores possam ser alimentados com uma variação de até 50% o valor da corrente média especificada (LUZ, 2013).

Dessa forma, conclui-se que apenas o uso do controlador PI clássico satisfaz a todos os requisitos definidos no desenvolvimento deste trabalho, porém não há o completo atendimento da norma IEC 61000-3-2, referente aos equipamentos de iluminação, bem como ao critério mínimo do fator de potência, previsto no Módulo 8 do PRODIST segundo a elaboração da ANEEL.

Espera-se que a utilização de tal conversor não se aplique apenas em equipamentos de iluminação LED, mas em quaisquer sistemas que necessitem de uma etapa de conversão CA-CC e de uma elevada vida útil, sendo utilizado como entrada de conversores CC-CC abaixadores e elevadores. Suas limitações se restringem à sua potência mínima de projeto (ANDRADE, 2015).

8.2 Trabalhos futuros

Finalmente, como sugestão para trabalhos futuros é possível destacar os seguintes tópicos:

- Verificação da possibilidade de utilizar-se um filtro ativo paralelo (*shunt*) que atua como uma fonte de corrente controlada I_C , visando o cancelamento das distorções harmônicas e desequilíbrios da corrente drenada da rede elétrica, como é proposto por Aredes, Hafner e

Heumann (1997), ou estudar a implementação de técnicas de Mitigação e Eliminação Seletiva de Harmônicas, conhecidas na literatura como SHM (*Selective Harmonic Mitigation*) e SHE (*Selective Harmonic Elimination*), respectivamente, cujas múltiplas soluções podem ser exploradas nos trabalhos elaborados por Agelidis et al. (2006) e Napoles et al. (2008), entre outros;

- Análise da dinâmica da topologia CA-CC quando aplicada em outros tipos de conversores CC-CC, diante da grande variedade destes equipamentos e características particulares encontradas, como isolamento e relação de ganho, por exemplo, e qual o impacto da defasagem dos sinais PWM de acionamento das chaves semicondutoras S_1 e S_o ;
- Estudo do comportamento do arranjo quando alimentando cargas puramente reativas, sabendo que um retificador monofásico em ponte completa alimentando uma carga inteiramente capacitiva opera com elevada distorção harmônica da corrente da rede e com baixo fator de potência, sendo muito utilizado na eletrônica de potência devido ao seu baixo custo (BARBI, 2000);
- Investigação da melhoria dos resultados de simulação da topologia CA-CC-CC mediante a inserção de novos elementos ativos e passivos no circuito de potência, o que pode acontecer através da utilização de um filtro indutivo simples em série com a rede, visando minimizar as harmônicas da corrente de entrada, bem como por meio do aumento da ordem do filtro passa-baixa acoplado ao retificador ativo, tornando-o um Indutivo-Capacitivo-Indutivo (LCL), por exemplo, fato que pode contribuir para a redução da capacitância do elemento C_F , mantendo baixos níveis de oscilação na saída da primeira etapa;
- Desenvolvimento do protótipo do conjunto apresentado, cujo código referente à coordenação do funcionamento das chaves semicondutoras será elaborado no ambiente Atmel® Studio 7, visando à utilização da placa de desenvolvimento *XMEGA-A3BU Xplained*, fabricada pela empresa Atmel Corporation, que por sua vez é composta por um microcontrolador modelo ATxmega256A3BU de 8 bits (ATMEL, 2014).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGELIDIS, V. G.; BALOUKTSIS, A.; BALOUKTSIS, I. and COSSAR, C., **Multiple Sets of Solutions for Harmonic Elimination PWM Bipolar Waveforms: Analysis and Experimental Verification**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, nº 2, pp. 415-421, Mar. 2006.

ALEXANDER, Charles; SADIKU, Matthew. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 1. Ed. Porto Alegre: Bookman, 2003.

ANDRADE, Rodrigo Oliveira. **Retificador SP: Topologia Retificadora com Compensação Ativa de Ondulação de Baixa Frequência Sem Capacitor Eletrolítico**. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Pampa, Alegrete, RS, 2015.

AREDES, M.; HAFNER, J. and HEUMANN, K., **Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, nº 2, pp. 311-318, Mar. 1997.

ATMEL. 8/16-bit Atmel XMEGA A3BU Microcontroller. **ATMEL CORPORATION**, 2014. Disponível em: <<http://www.atmel.com>>. Acesso em: 28 set. 2017.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 3. Ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2000.

BARBI, Ivo. **Retificador Monofásico com Correção Ativa do Fator de Potência Empregando o Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente**. Apostila de Publicação Interna da Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.

BARBI, Ivo; FONT, Carlos H. I.; ALVES, Ricardo L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. Apostila de Publicação Interna da Universidade Federal de Santa Catarina, 2002.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2. Ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2006.

BENDER, Vitor Cristiano. **Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs Aplicada ao Desenvolvimento de Sistemas de Iluminação Pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2012.

BISHOP, Robert; DORF, Richard. **Sistemas de Controle Moderno**. 11. Ed. Rio de Janeiro: LTC Editora S. A., 2009.

BULLOUGH, J. LED Lighting Systems. **NLPIP**, 28 may. 2003. Seção Lighting Answers. Disponível em: <<http://www.lrc.rpi.edu>>. Acesso em: 28 ago. 2017.

CAMPOS, Paulo R. Brero. **Apostila de Controle I**. Apostila de Publicação Interna da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2010.

CARDOSO, A. 1,5 bilhão de pessoas vive sem energia elétrica no mundo. **EXAME**, 28 jun. 2015. Seção Mundo. Disponível em: <<http://www.exame.abril.com.br>>. Acesso em: 10 ago. 2017.

CARPES, F. C. et al. Estudo da Aplicação de uma Estratégia MPPT em um Sistema Fotovoltaico Elevador de Tensão. In: Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão, 8., 2016, Uruguaiana. **Anais do Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão**. Uruguaiana: UNIPAMPA, 2016. Disponível em: <<http://seer.unipampa.edu.br/index.php/siepe>>. Acesso em: 11 ago. 2017.

CARVALHO, Marcos Pavani. **Controlabilidade de Sistemas de Equações Diferenciais Lineares**. Dissertação (Mestrado em Matemática), Universidade Estadual Paulista, São José do Rio Preto, SP, 2008.

CESAR, Eduardo Lenz. **Controle Não Linear de um Pré-Regulador Isolado com PFC e Acoplamento Auxiliar**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, 2011.

CLEMENTE, J. How Much Oil Does the World Have Left? **FORBES**, 25 jun. 2015. Seção Energy. Disponível em: <<https://www.forbes.com>>. Acesso em: 12 ago. 2017.

CONEXLED. Iluminação pública – Ginásio Prefeitura Municipal Mogi das Cruzes. **Conexled**, 2016. Seção Projetos/Projetos realizados. Disponível em: <<http://www.conexled.com.br>>. Acesso em: 22 ago. 2017.

DILDEY, D. I.; PINHEIRO, S. A.; DEQUIGIOVANI, T. Projeto e Desenvolvimento do Conversor *Buck* para Controle de Carga em Baterias. In: Mostra Nacional de Iniciação Científica e Tecnológica Interdisciplinar, 9., 2016, Videira – SC. **ANAIS IX MICTI 2016**. Videira: IFC, 2016. Disponível em: <<http://eventos.ifc.edu.br/micti/anais-do-evento/>>. Acesso em: 24 out. 2017.

EPCOS. Product Catalog, Search by Product Parameter. **EPCOS do Brasil Ltda.**, 2012. Disponível em: <<http://www.epcos.com>>. Acesso em: 22 ago. 2017.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIĆ, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. Ed. Colorado: Kluwer Academics Publishers, 2001.

GOLDEN. Principais dúvidas quanto à instalação de fita LED. **Golden**, 2014. Disponível em: <<http://www.golden.blog.br>>. Acesso em: 15 ago. 2017.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. IEEE Std. 519. Revision of IEEE Std. 519-1981. 1992.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 61000-3-2: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment input current $\leq 16A$ per phase). IEC. 1. Ed. 1995.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. Key World Energy Statistics. **IEA**, 2013. Disponível em: <<https://www.iea.org>>. Acesso em: 11 ago. 2017.

IWASHITA, J. LEDs: iluminação do presente ou do futuro? **Portal O Setor Elétrico**, Ed. 61, fev. 2011. Seção Juliana Iwashita. Disponível em: <<https://www.osetoreletrico.com.br>>. Acesso em: 11 ago. 2017.

KEMET CHARGED. Product Family Datasheet. **KEMET ELECTRONICS**, 2017. Disponível em: <<https://search.kemet.com>>. Acesso em: 30 ago. 2017.

LI, X. P.; CHEN, L. and CHEN, M., **An Approach of LED Lamp System Lifetime Prediction**. *2011 IEEE International Conference on Quality and Reliability*, Bangkok, 2011, pp. 110-114.

LIU, W. et al., **Modeling and Design of Series Voltage Compensator for Reduction of DC-Link Capacitance in Grid-Tie Solar Inverter**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 5, pp. 2534-2548, May 2015.

LUZ, Paulo Cesar Vargas. **Sistema Eletrônico Isolado Com Elevado Fator de Potência e Reduzidas Capacitâncias Para Alimentação de LEDs Aplicado à Iluminação Pública**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2013.

MEHL, E. L. M. **Capacitores Eletrolíticos de Alumínio: Alguns cuidados e considerações práticas**. Artigo de Publicação Interna da Universidade Federal do Paraná, 2004.

MELO, F. C.; FREITAS, L. C. G.; BUIATTI, G. M. **Estudo do Conversor Boost para Correção do Fator de Potência em Fontes Chaveadas**. *Revista PubliCa*, Ano VII, vol. 6, nº 2, 2010.

MING, W.; ZHONG, Q.; ZHANG, X., **A Single-Phase Four-Switch Rectifier with Significantly Reduced Capacitance**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 2, pp. 1618-1632, Feb. 2016.

MIRANDA, Rubens Domingos. **Modelamento da Malha de Controle da Corrente em Conversores de Potência Modulados por Largura de Pulso**. Dissertação (Mestrado em Ciências), Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 2012.

MENEZES, Thiago Lima. **Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente Aplicado a Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação**. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, PB, 2016.

NAPOLES, J.; PORTILLO, R.; LEON, J. I.; AGUIRRE, M. A. and FRANQUELO, L. G., **Implementation of a Closed-loop SHMPWM Technique for Three-level Converters**. *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 3260-3265, Nov. 2008.

NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. Ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. Ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2010.

ORGANIZAÇÃO DAS NAÇÕES UNIDAS. Banco Mundial: 1,2 bilhão de pessoas ainda vivem sem eletricidade e 663 milhões sem água potável. **ONUBR**, 18 abr. 2016. Seção Desenvolvimento Sustentável e Direitos Humanos. Disponível em: <<http://www.nacoesunidas.org>>. Acesso em: 12 ago. 2017.

PANASONIC. Power Inductors: Choke Coils – Series: Pin Terminal. **PANASONIC CORPORATION**, 02 Oct. 2014. Disponível em: <<https://industrial.panasonic.com>>. Acesso em: 22 out. 2017.

POMILIO, J. A. **Circuitos com Transistores MOSFET: Aplicação em Fonte Chaveada Operando com Modulação por Largura de Pulso, com Controle da Tensão de Saída**. Apostila de Publicação Interna da Universidade Estadual de Campinas, 2013.

POMILIO, J. A. **Pré-Reguladores de Fator de Potência**. Apostila de Publicação Interna da Universidade Estadual de Campinas, 2007.

POMILIO, J. A. **Topologias Básicas de Fontes Chaveadas**. Apostila de Publicação Interna da Universidade Estadual de Campinas, 2009.

PRODIST. Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica. **ANEEL**, 2016. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/modulo-8>>. Acesso em: 02 out. 2017.

QIN, Y. X. et al., **Current Source Ballast for High Power Lighting Emitting Diodes without Electrolytic Capacitor**. *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 1968-1973, Nov. 2008.

SAMSUNG. Product Family Data Sheet: LM561B – 5630 Middle Power LED for High CRI. **SAMSUNG ELECTRONICS**, 07 nov. 2013. Disponível em: <<http://www.samsungled.com>>. Acesso em: 15 ago. 2017.

SAULT, B. Thermal Runaway Explained. **LEDSupply**, 5 fev. 2014. Seção LEDs 101. Disponível em: <<http://www.ledsupply.com>>. Acesso em: 24 out. 2017.

SCHUCH, Luciano. **Sistema CA-CC com um Conversor PWM Bidirecional Para Interface Entre o Barramento CC e o Banco de Baterias**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2001.

SILVA, Guilherme Sebastião. **Projeto e Análise Teórico-experimental de um Retificador Monofásico com Correção do Fator de Potência**. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Pampa, Alegrete, RS, 2011.

SILVA, Ricardo Pereira. **Eletrônica Básica: Um Enfoque Voltado à Informática**. 2. Ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 2006.

TOMASELLI, Luis Cândido. **Controle de um Pré-regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Controlador DSP TMS320F243**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2001.

VARGAS, T. et al. Estratégia de modulação com abordagem geométrica aplicada a um inversor multinível usando única fonte CC. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 19., 2012, Campina Grande – PB. **Anais eletrônicos**. Campina Grande – PB: UFPR, 2012. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/anais>>. Acesso em: 12 mai. 2017.

VIEIRA, R. P. et al. Uma abordagem geométrica para modulação de conversores três braços acionando máquinas de duas fases simétricas e assimétricas. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 18., 2010, Bonito – MS. **Anais eletrônicos**. Bonito – MS: UFPR, 2010. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/anais>>. Acesso em: 11 mai. 2017.

VISHAY. Aluminum Capacitors Little-Lytic™ Electrolytics. **VISHAY INTERTECHNOLOGY INC.**, 2016. Disponível em: <<http://www.vishay.com>>. Acesso em: 18 set. 2017.

WANG, H.; CHUNG, H. S.; LIU, W., **Use of a Series Voltage Compensator for Reduction of the DC-Link Capacitance in a Capacitor-Supported System**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, nº 3, pp. 1163-1175, Mar. 2014.

YUNDT, George B. **Series Parallel Connected Composite Amplifiers**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, OH, 1983.

APÊNDICE A – Trabalhos Submetidos

A Rectifying Topology with Active Compensation of Low Frequency Ripple Using High Durability Capacitors. In: Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência – COBEP, 14., 2017, Juiz de Fora – MG. Autores: Niwton G. F. dos Santos, Rodrigo O. de Andrade, Guilherme S. da Silva, Jumar L. Russi.

Topologia Retificadora com Compensação Ativa de Ondulação de Baixa Frequência Utilizando Capacitores de Alta Durabilidade. In: Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão – SIEPE, 9., 2017, Santana do Livramento – RS. Autores: Niwton Gabriel Feliciani dos Santos, Guilherme Sebastião da Silva, Jumar Luís Russi.