



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDRÉ ABREU DE MELO LIMA

**CONVERSOR CA-CC COM TENSÃO DE ENTRADA 110/220V E ALTO FATOR DE
POTÊNCIA BASEADO NO FLYBACK INTERCALADO DE DUAS CHAVES**

FORTALEZA

2020

ANDRÉ ABREU DE MELO LIMA

CONVERSOR CA-CC COM TENSÃO DE ENTRADA 110/220V E ALTO FATOR DE
POTÊNCIA BASEADO NO FLYBACK INTERCALADO DE DUAS CHAVES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor T.
Bascope

FORTALEZA

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

L696c Lima, André Abreu de Melo.

Conversor CA-CC com tensão de entrada 110/220V e alto fator de potência baseado no Flyback intercalado de duas chaves / André Abreu de Melo Lima. – 2020.
134 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2020.

Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

1. Conversor CA-CC. 2. Alto fator de potência. 3. Tensão de entrada bivolt. 4. Flyback intercalado. I. Título.

CDD 621.3

ANDRÉ ABREU DE MELO LIMA

CONVERSOR CA-CC COM TENSÃO DE ENTRADA 110/220V E ALTO FATOR DE
POTÊNCIA BASEADO NO FLYBACK INTERCALADO DE DUAS CHAVES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 23/10/2020

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. René Pastor T. Bascopé (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Dalton Araújo Honório
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Msc. Samanta Gadelha Barbosa
Universidade Federal do Ceará (UFC)

*Aos meus pais Soraia e Deógenes (in memoriam),
a minha família e aos amigos.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a deus, pois sem a intercessão dele nada seria possível. Aos meus pais, Sebastião Deógenes (in memoriam) e Soraia Abreu que sempre estiveram ao meu lado, mostrando-me o caminho a seguir. Agradeço também ao meu padasto Camilo Mavignier por todo o apoio na engenharia, a minha irmã Gabriele Abreu por me ajudar em toda a minha caminhada e a minha namorada Thainá Nunes por ser minha companheira em toda essa jornada e me aguentar em todos os momentos difíceis.

Ao Professor Dr. René Pastor T. Bascopé, pela oportunidade e orientação nesse trabalho. Aos membros da banca pelas diversas sugestões em prol da melhoria desse trabalho. E a todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

Ao Professor Msc. Carlos Gustavo Castelo Branco por todo o apoio no meu desenvolvimento profissional. A GPS Engenharia, em especial, ao Eng. Paulo Wesley pelos valiosos ensinamentos.

A Tecsys Jr. por ter sido minha porta de entrada no mercado de trabalho. E aos amigos que fiz por lá, Mayane Karen, Samara Oliveira, Gabriel Marçal, Élcio Gonçalves, Alexandre Conceição, Thiago Azevedo e Jakson Santana.

A BIM Engenharia, em especial ao Gustavo Ribeiro, Renan Maia e Paulo Victor Maia, por acreditar no meu trabalho.

Aos meus amigos que me acompanham desde o início da graduação, Claudivan Freitas, Filipe Viana, Artur Nogueira, Felipe Monteiro, Luis Eduardo, Lucas Allan, Yan Matias, Leonardo Milfont, Philipe Romão e em especial ao amigo Magno Cesar que me acompanha desde o ensino médio, pelos bons momentos, risos e noites em claro estudando.

“A ciência é, portanto, uma perversão de si mesma, a menos que tenha como fim último, melhorar a humanidade.”

(Nikola Tesla)

RESUMO

O trabalho apresenta o estudo de um conversor CA-CC com características de tensão de entrada bivolt (220V e 110V) e alto fator de potência baseado na topologia do conversor Flyback intercalado de duas chaves. O conversor proposto tem como características: operação com dois valores de tensão de entrada alternada via um seletor, alto fator de potência com ambas as tensões de entrada, isolamento galvânico em alta frequência, regulação da tensão de saída devido a operação em malha fechada, semicondutores de baixa tensão (menor que 600V), filtro LC reduzido devido a utilização de conversores intercalados, na tensão de entrada de 110V a corrente circula por menos semicondutores o qual melhora o rendimento. Para realizar o controle de fluxo de potência da entrada para a saída e conseguir a correção de fator de potência é usado o controle por modo corrente crítica. Para o conversor proposto é feita a análise qualitativa e a análise quantitativa para as tensões de entrada de 220V e 110V. Pelo fato de serem intercalados dois conversores Flybacks com as mesmas características em tensão e corrente, foi necessário dimensionar somente um único conversor processando a metade da potência de saída. Como as correntes de entrada de cada Flyback apresentam o modo de condução crítica e pulsada, é necessário o projeto de um único filtro LC para ambos os conversores intercalados. Para as tensões de entrada eficazes de 220V e 110V, potência de saída de 1kW, tensão de saída de 250V, são apresentados resultados de simulação consistindo em formas de onda e curvas em regime permanente e em regime dinâmico de operação. Foram obtidos ao final trabalho resultados esperados, porém foi adotado apenas a técnica do paralelismo de conversores, não reduzindo de forma significativa o filtro LC de entrada e também para a tensão de entrada de 110V o filtro não operou de forma precisa, entretanto de maneira geral os resultados obtidos de tensão, corrente, fator de potência e rendimento foram alcançados.

Palavras-chave: Conversor CA-CC. Alto fator de potência. Tensão de entrada bivolt. Flyback intercalado.

ABSTRACT

The work presents the study of an AC-DC converter with two input 110V and 220V characteristics and high power factor based on the topology of the flyback converter interleaved by two switches. The proposed converter features: operation with two values of alternating input voltage by manually selection, high power factor for both input voltages, high frequency galvanic isolation, output voltage regulation due to the closed-loop operation, semiconductors low voltage (less than 600V), LC filter reduced due to the use of interleaved converters; at 110V input voltage the current circulates through less semiconductors which improves performance. To perform the power flow control from the input to the output and to obtain the power factor correction, controlling by critical current mode is used. For the proposed converter, qualitative analysis and quantitative analysis are performed for input voltages levels of 220V and 110V. Since two Flyback converters with the same characteristics in voltage and current are intercalated, it was necessary to dimension only a single converter processing half the output power. As the input currents of each Flyback have a critical and pulsed conduction mode, it is necessary to design a single LC filter for both interleaved converters. For the effective input voltages of 220V and 110V, output power of 1kW, output voltage of 250V, the simulation results are presented consisting of waveforms and curves in steady state and in dynamic operation regime. Expected results were obtained at the end of the work, however, only the converter parallelism technique was adopted, which not significantly reduced the LC input filter and besides for the 110V input voltage, the filter did not operate precisely, but beyond that in general the results obtained from voltage, current, power factor and efficiency were achieved.

Keywords: AC-DC converter. High power factor. Bivolt input voltage. Interleaved Flyback.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Topologia construtiva do <i>nobreak</i>	25
Figura 2 – Circuito elétrico com carga linear	26
Figura 3 – Formas de onda de tensão e corrente do circuito elétrico com carga linear	26
Figura 4 – Relação entre fator de potência e triângulos de impedância, admitância e potência para cargas RLC	28
Figura 5 – Circuito elétrico com carga não linear	29
Figura 6 – Formas de onda do circuito elétrico com carga não linear	29
Figura 7 – Conversor Flyback de uma chave com PFC.	32
Figura 8 – Conversor Flyback de duas chaves com PFC.	33
Figura 9 – Conversor Flyback intercalado de uma chave com PFC.	34
Figura 10 – Conversor Flyback intercalado de duas chaves com PFC.	35
Figura 11 – Diagrama de controle tradicional COT para conversor Flyback com PFC.	37
Figura 12 – Diagrama de controle VOT para conversor Flyback com PFC.	39
Figura 13 – Diagrama de controle PCM para conversor Flyback com PFC.	40
Figura 14 – Conversor Flyback intercalado de duas chaves bivolt com PFC proposto.	41
Figura 15 – Conversor proposto com tensão de entrada de 220V.	43
Figura 16 – Conversor proposto com tensão de entrada de 220V no semiciclo positivo.	44
Figura 17 – Conversor proposto com tensão de entrada de 220V no semiciclo negativo.	44
Figura 18 – Primeira etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.	45
Figura 19 – Segunda etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.	46
Figura 20 – Terceira etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.	46
Figura 21 – Quarta etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.	47
Figura 22 – Quinta etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.	47
Figura 23 – Sexta etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.	48
Figura 24 – Conversor proposto com tensão de entrada de 110V.	48
Figura 25 – Conversor proposto com tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.	49

Figura 26 – Conversor proposto com tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.	49
Figura 27 – Primeira etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.	50
Figura 28 – Segunda etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.	51
Figura 29 – Terceira etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.	51
Figura 30 – Quarta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.	52
Figura 31 – Quinta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.	52
Figura 32 – Sexta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.	53
Figura 33 – Primeira etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.	54
Figura 34 – Segunda etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.	54
Figura 35 – Terceira etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.	55
Figura 36 – Quarta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.	55
Figura 37 – Quinta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.	56
Figura 38 – Sexta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.	56
Figura 39 – Principais formas de onda do conversor proposto com tensão de entrada de 220V e 110V.	57
Figura 40 – Diagrama de blocos do conversor Flyback em modo condução de corrente crítica.	64
Figura 41 – Diagrama de blocos do controle em modo de condução crítica (a).	65
Figura 42 – Curvas de avanço de fase em função do fator k.	68
Figura 43 – Compensador do Tipo 2.	69

Figura 44 – Compensador do Tipo 3.	70
Figura 45 – Diagrama de blocos do conversor proposto.	71
Figura 46 – Encapsulamento da ponte retificadora GSIB2580N.	78
Figura 47 – Encapsulamento do IGBT IRGP50B60PD.	80
Figura 48 – Detalhe do núcleo NEE-42/21/20 da Thornton.	81
Figura 49 – Diodo Retificador de Recuperação Ultra-Rápida UF5408.	84
Figura 50 – Capacitor eletrolítico de alumínio.	85
Figura 51 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto $FTLA(s)$, (a) ganho, (b) fase	87
Figura 52 – Compensador da malha de tensão.	88
Figura 53 – Diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$, (a) ganho, (b) fase.	89
Figura 54 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com compensador ($FTLA_c(s)$), (a) ganho, (b) fase.	90
Figura 55 – Circuito de simulação para carga linear.	91
Figura 56 – Circuito de simulação para carga não linear.	92
Figura 57 – Detalhe do núcleo NEE-42/21/15 da Thornton.	94
Figura 58 – Circuito de potência do conversor proposto simulado no Psim operando em regime permanente.	98
Figura 59 – Circuito de potência do conversor proposto simulado no Psim operando com degrau de carga.	98
Figura 60 – Circuito de potência do conversor proposto simulado no Psim operando com carga não linear.	99
Figura 61 – Circuito de medição de corrente simulado no Psim.	99
Figura 62 – Circuito da malha de controle simulado no Psim.	100
Figura 63 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 220V.	101
Figura 64 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 220V.	101
Figura 65 – Forma de onda da tensão retificada em 220V.	101
Figura 66 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 220V.	102
Figura 67 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 220V.	102
Figura 68 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 220V.	102
Figura 69 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 176V.	103
Figura 70 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 176V.	103

Figura 71 – Forma de onda da tensão retificada em 176V.	104
Figura 72 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 176V.	104
Figura 73 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 176V.	104
Figura 74 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 176V.	105
Figura 75 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 264V.	105
Figura 76 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 264V.	106
Figura 77 – Forma de onda da tensão retificada em 264V.	106
Figura 78 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 264V.	106
Figura 79 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 264V.	107
Figura 80 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 264V.	107
Figura 81 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 110V.	108
Figura 82 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 110V.	108
Figura 83 – Forma de onda da tensão retificada em 110V.	108
Figura 84 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 110V.	109
Figura 85 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 110V.	109
Figura 86 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 110V.	109
Figura 87 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 90V.	110
Figura 88 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 90V.	110
Figura 89 – Forma de onda da tensão retificada em 90V.	111
Figura 90 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 90V.	111
Figura 91 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 90V.	111
Figura 92 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 90V.	112
Figura 93 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 150V.	112
Figura 94 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 150V.	113
Figura 95 – Forma de onda da tensão retificada em 150V.	113
Figura 96 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 150V.	113
Figura 97 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 150V.	114
Figura 98 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 150V.	114
Figura 99 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 220V.	115
Figura 100 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 176V.	115
Figura 101 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 264V.	116
Figura 102 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 110V.	116

Figura 103–Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 90V.	117
Figura 104–Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 150V.	117
Figura 105–Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída com carga não linear em 220V.	118
Figura 106–Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada com carga não linear em 220V.	119
Figura 107–Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada com carga não linear em 220V.	119
Figura 108–Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída em 176V.	120
Figura 109–Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada em 176V.	120
Figura 110–Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada em 176V.	120
Figura 111–Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída com carga não linear em 264V.	121
Figura 112–Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada com carga não linear em 264V.	121
Figura 113–Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada com carga não linear em 264V.	122
Figura 114–Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída com carga não linear em 110V.	122
Figura 115–Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada com carga não linear em 110V.	123
Figura 116–Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada com carga não linear em 110V.	123
Figura 117–Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída em 90V.	124
Figura 118–Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada em 90V.	124
Figura 119–Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada em 90V.	124
Figura 120–Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída com carga não linear em 150V.	125
Figura 121–Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada com carga não linear em 150V.	125
Figura 122–Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada com carga não linear em 150V.	126

Figura 123–Curva do rendimento em função da potência para a entrada de 220V.	128
Figura 124–Curva do rendimento em função da potência para a entrada de 110V.	128
Figura 125–Curva do fator de potência em função da potência de saída para a entrada de 220V.	129
Figura 126–Curva do fator de potência em função da potência de saída para a entrada de 110V.	130

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações do conversor proposto	72
Tabela 2 – Considerações de projeto do conversor proposto	72
Tabela 3 – Especificações da ponte retificadora de entrada	78
Tabela 4 – Especificações dos interruptores controlados	79
Tabela 5 – Especificações dos diodos retificadores de saída	84
Tabela 6 – Comparação de esforços de corrente e tensão, teórico e simulados para $V_{in} = 220V$	127
Tabela 7 – Comparação de esforços de corrente e tensão, teórico e simulados para $V_{in} = 110V$	127

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
COT	<i>Constant on-time</i>
CrCM	<i>Critical Conduction Mode</i>
DC	<i>Direct Current</i>
FP	Fator de Potência
FTLA(s)	Função de Transferência de Laço Aberto
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
PCM	<i>Peak Current Mode</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
VOT	<i>Variable on-time</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

P	Potência ativa
Q	Potência reativa
S	Potência aparente
V_{RMS}	Tensão eficaz
I_{RMS}	Corrente eficaz
P_{med}	Potência média
T	Período
V_p	Tensão de pico
I_p	Corrente de pico
$V_{redemin}$	Tensão da rede mínima
$V_{redemax}$	Tensão da rede máxima
f	Frequência da rede
V_0	Tensão de saída
I_0	Corrente de saída
η	Rendimento do conversor
f_{smim}	Frequência de chaveamento mínima
μ_0	Permeabilidade do ar
V_r	Tensão referida ao lado primário
V_f	Queda de tensão no diodo
P_0	Potência de saída
P_{in}	Potência de entrada
V_{PKmin}	Tensão de pico mínima
V_{PKmax}	Tensão de pico máxima
K_{vmin}	Razão entre a tensão de pico mínima e a tensão referida ao lado primário
K_{vmax}	Razão entre a tensão de pico máxima e a tensão referida ao lado primário
I_{PKp}	Corrente de pico do primário

I_{RMSp}	Corrente eficaz do primário
I_{DCp}	Corrente contínua do primário
n	Relação de transformação
I_{PKs}	Corrente de pico do secundário
I_{RMSs}	Corrente eficaz do secundário
I_{DCs}	Corrente contínua do secundário
I_{RMSin}	Corrente eficaz na entrada do conversor
I_{DRMS}	Corrente eficaz no diodo
V_{revmax}	Tensão reversa máxima
V_{RRM}	Tensão catodo-anodo
I_{FN}	Corrente contínua direta máxima no diodo
V_{FN}	Tensão direta máxima no diodo
I_{RR}	Corrente de pico reversa no diodo
t_{RR}	Tempo de recuperação reversa do diodo
$R_{D_{jc}}$	Resistência térmica entre junção-cápsula do diodo
$P_{D_{cond}}$	Perda de condução no diodo
$P_{D_{com}}$	Perda de comutação no diodo
$P_{D_{tot}}$	Perda total no diodo
T_D	Temperatura na junção do diodo
R_D	Resistência térmica do dissipador do diodo
I_{SRMS}	Corrente eficaz no IGBT
I_{Sm}	Corrente média no IGBT
V_{CEmax}	Tensão coletor-emissor máxima
V_{ceo}	Queda de tensão no limiar do IGBT
V_{cen}	Queda de tensão coletor-emissor do IGBT
I_{cn}	Corrente contínua no coletor do IGBT
t_{fn}	Tempo de abertura do IGBT
$P_{S_{cond}}$	Perda de condução no IGBT

$P_{S_{com}}$	Perda de comutação no IGBT
$P_{S_{tot}}$	Perda total no IGBT
T_S	Temperatura na junção do IGBT
R_S	Resistência térmica do dissipador do IGBT
k_f	Fator de forma
k_u	Fator de utilização
J	Densidade de corrente
ΔB	Variação da densidade de fluxo
A_e	Área da seção central do núcleo
A_w	Área da janela do núcleo
l_g	Valor do entreferro
L_p	Indutância do primário
L_s	Indutância do secundário
N_p	Número de espiras do primário
N_s	Número de espiras do secundário
S_p	Seção dos condutores do enrolamento primário
S_s	Seção dos condutores do enrolamento secundário
Δ	Profundidade de penetração
D_{max}	Diâmetro máximo do condutor
S_{26AWG}	Área da seção do condutor 26AWG
S_{iso}	Área da seção do fio de cobre com isolamento
$N_{paralelo_p}$	Número de condutores em paralelo do primário
$N_{paralelo_s}$	Número de condutores em paralelo do secundário
S_{tot_p}	Área total da seção do cobre do primário
S_{tot_s}	Área total da seção do cobre do secundário
S_{tot}	Área total da seção do cobre na janela do núcleo
q	Fator de utilização da janela do carretel
C_0	Capacitor de saída

$maxV_c$	Máxima tensão de controle
K	Razão entre a corrente de pico do secundário e a máxima tensão de controle
$G(s)$	Função de transferência do estágio de potência
f_z	Zero da função de transferência
f_p	Polo da função de transferência
$H_v(s)$	Função de <i>feedback</i> do compensador
$FTLA(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador
f_c	Frequência de cruzamento
P	Ângulo de defasagem da função de transferência de laço aberto
A_v	Ganho do compensador
MF	Margem de fase
α	Ângulo de avanço de fase
G_c	Ganho do compensador em valor absoluto
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador
$FTLA_c(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador
R_0	Resistência da carga
C_{filtro}	Capacitor do filtro de entrada
f_{filtro}	Frequência do filtro de entrada
J_{max}	Densidade de corrente máxima
B_{max}	Densidade de fluxo máxima
$IL_{filtroef}$	Corrente eficaz do filtro
$IL_{filtroPK}$	Corrente de pico do filtro
N_{filtro}	Número de espiras do filtro
S_{filtro}	Seção do condutor do filtro
$N_{paralelo_{filtro}}$	Número de condutores em paralelo do filtro
$A_{cu_{filtro}}$	Área total ocupada pelo condutor de cobre do filtro

SUMÁRIO

1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E SISTEMA PROPOSTO	24
1.1	Introdução	24
1.2	Definição de fator de potência e sua importância	25
1.2.1	<i>Fator de potência para tensão e corrente senoidais</i>	26
1.2.2	<i>Fator de potência para tensão senoidal e corrente distorcida</i>	28
1.3	Topologias do conversor Flyback com correção de fator de potência	31
1.3.1	<i>Flyback de uma chave</i>	31
1.3.2	<i>Flyback de duas chaves</i>	33
1.3.3	<i>Flyback intercalado de uma chave</i>	34
1.3.4	<i>Flyback intercalado de duas chaves</i>	35
1.4	Técnicas de controle para correção de fator de potência	35
1.4.1	<i>Esquema de controle tradicional COT para conversor Flyback com PFC operando em CrCM</i>	36
1.4.2	<i>Esquema de controle VOT para conversor Flyback com PFC operando em CrCM</i>	37
1.4.3	<i>Esquema de controle PCM para conversor Flyback com PFC operando em CrCM</i>	39
1.5	Conversor proposto	41
1.6	Conclusão	41
2	ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO	43
2.1	Introdução	43
2.2	Análise qualitativa do conversor	43
2.2.1	<i>Tensão de entrada de 220V</i>	43
2.2.2	<i>Tensão de entrada de 110V</i>	48
2.2.3	<i>Principais formas de onda</i>	57
2.3	Análise quantitativa do conversor	58
2.3.1	<i>Equações preliminares</i>	58
2.3.2	<i>Ponte retificadora de entrada</i>	61
2.3.3	<i>Interruptores controlados</i>	61
2.3.4	<i>Transformadores</i>	62

2.3.5	<i>Diodos retificadores de saída</i>	63
2.3.6	<i>Capacitores de saída</i>	64
2.4	Estratégia de controle	64
2.4.1	<i>Diagrama de blocos</i>	65
2.5	Determinação de funções de transferência	65
2.5.1	<i>Função de transferência da planta $G(s)$</i>	65
2.5.2	<i>Função de transferência da realimentação de tensão de saída $H_v(s)$</i>	66
2.5.3	<i>Funções de transferência do compensador</i>	66
2.6	Conclusão	70
3	EXEMPLO DE PROJETO	71
3.1	Introdução	71
3.2	Especificações e considerações	71
3.2.1	<i>Especificações</i>	71
3.2.2	<i>Considerações de projeto</i>	72
3.3	Determinação de parâmetros do circuito de potência	72
3.3.1	<i>Cálculos para $V_{in} = 220V$</i>	72
3.3.2	<i>Cálculos para $V_{in} = 110V$</i>	75
3.4	Dimensionamento dos componentes de potência	77
3.4.1	<i>Ponte retificadora de entrada</i>	77
3.4.2	<i>Interruptores controlados</i>	79
3.4.3	<i>Transformadores</i>	80
3.4.4	<i>Diodos retificadores de saída</i>	83
3.4.5	<i>Capacitores de saída</i>	85
3.5	Dimensionamento do controle	85
3.5.1	<i>Dimensionamento do compensador de tensão</i>	86
3.6	Dimensionamento de cargas	91
3.6.1	<i>Carga resistiva pura</i>	91
3.6.2	<i>Carga não linear</i>	91
3.7	Projeto do filtro LC de entrada do conversor	93
3.8	Conclusão	95
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	97
4.1	Introdução	97

4.2	Circuitos de simulação	97
4.3	Operação em regime permanente	100
4.3.1	<i>Tensão de entrada ($V_{in} = 220V$)</i>	100
4.3.2	<i>Tensão de entrada ($V_{in} = 110V$)</i>	107
4.4	Operação em regime dinâmico	114
4.4.1	<i>Degrau de carga</i>	114
4.4.2	<i>Carga não linear</i>	118
4.5	Tabela comparativa de esforços de tensão e corrente, teóricos e simulados	126
4.6	Curvas de rendimento	127
4.6.1	<i>Tensão de entrada de 220V</i>	127
4.6.2	<i>Tensão de entrada de 110V</i>	128
4.7	Curvas de fator de potência	129
4.7.1	<i>Tensão de entrada de 220V</i>	129
4.7.2	<i>Tensão de entrada de 110V</i>	129
4.8	Conclusão	130
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	131
	REFERÊNCIAS	133

1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E SISTEMA PROPOSTO

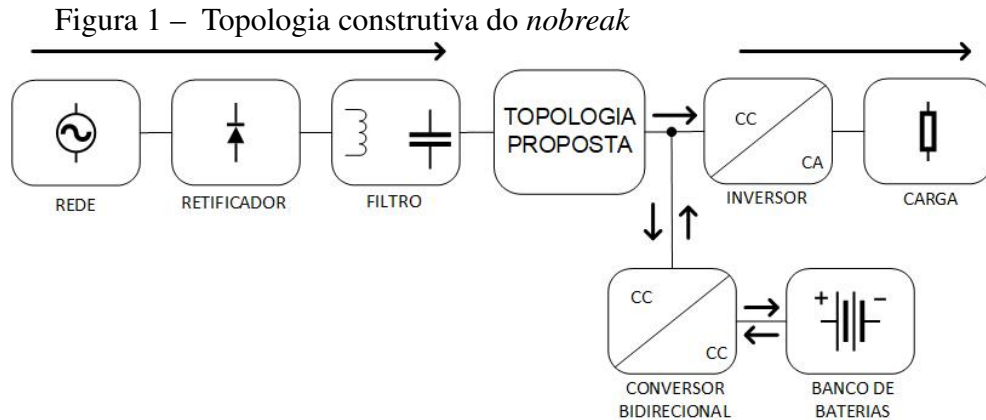
1.1 Introdução

O crescimento e evolução dos sistemas elétricos e eletrônicos vêm tornando as atividades e trabalhos da humanidade mais rápidos, simples e eficazes, por isso a dependência de energia elétrica é cada vez maior. Como o sistema elétrico impacta diretamente os setores produtivos da sociedade, principalmente nas indústrias, problemas nesse setor podem trazer prejuízos gigantescos a economia do País, segundo ANEEL (2016). Os sistemas eletrônicos conectam ao sistema elétrico cargas sensíveis e cargas não lineares como, por exemplo: computadores, sistemas hospitalares, *data centers* e etc. Esses equipamentos se comparados com cargas mais antigas (ex: lâmpadas incandescentes) são mais susceptíveis aos distúrbios da rede elétrica, pois são cargas mais complexas e menos robustas. A integridade desse tipo de equipamento é relacionado fortemente a qualidade de energia, um tema que sempre tem destaque não só no meio acadêmico, mas de forma geral, relacionado a forma de onda da tensão na rede elétrica como é descrito em Santos *et al.* (2002). As cargas não lineares por drenar correntes não senoidais, que por consequência acabam por degradar a qualidade da tensão elétrica, produzindo perturbações como subtensão, sobretensão e harmônicos.

Com o intuito de mitigar esses problemas foram desenvolvidos diversos equipamentos, descritos em SOEIRO (2007), como: filtros ativos, condicionadores de energia, restauradores dinâmicos de tensão, *nobreaks* e muitos outros. Todos esses equipamentos usam o conceito de eletrônica de potência no processamento de energia.

Além disso, para aplicações onde há a necessidade de uma fonte ininterrupta de energia, como alimentação de equipamentos eletromédicos de suporte a vida, equipamentos de T.I., *Data Centers*, entre outros, a utilização de *nobreaks*, em suas diferentes topologias, é de fundamental importância. A Figura 1 mostra um dos esquemáticos de funcionamento de um *nobreak*.

Um *nobreak* de dupla conversão, normalmente, apresenta três estágios, sendo, um retificador sem ou com correção de fator de potência, um inversor de tensão e um adaptador de tensão das baterias ao barramento do inversor. A proposta do trabalho é desenvolver um estágio retificador com as seguintes características: isolamento galvânico em alta frequência, alto fator de potência, tensão de entrada bivolt (220V e 110V) e regulação de tensão de saída (barramento do inversor de tensão).



Fonte: Próprio Autor

1.2 Definição de fator de potência e sua importância

O Fator de Potência (FP) descrito em BORGONOVO (2005) é definido como a relação entre a potência ativa (P) e a potência aparente (S) consumidas por um dispositivo ou equipamento, independente das formas de ondas da tensão e da corrente, desde que sejam periódicas em um determinado intervalo de tempo (T).

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.1)$$

Onde a potência ativa (P) é definida como a potência média em um período da rede.

$$P = P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] dt \quad (1.2)$$

A potência aparente (S) é definida como o produto entre a tensão eficaz e a corrente eficaz na carga.

$$S = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad (1.3)$$

Onde,

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 dt} \quad (1.4)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I(t)^2 dt} \quad (1.5)$$

Além disso, é possível obter a expressão para a potência reativa (Q) por meio da relação a seguir:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (1.6)$$

Logo,

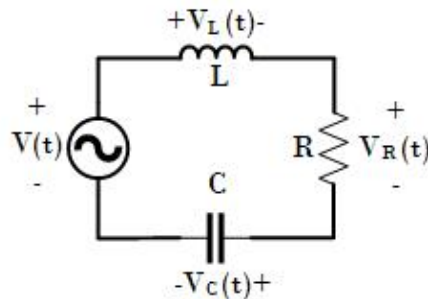
$$Q^2 = S^2 - P^2 \quad (1.7)$$

A Equação 1.7 representa a potência reativa (Q), produzida na rede, quando não há distorção harmônica na tensão e/ou na corrente, ou havendo distorção será dada pela composição das potências reativas nas diversas frequências múltiplas da rede, quando houver distorção na tensão e/ou na corrente.

1.2.1 Fator de potência para tensão e corrente senoidais

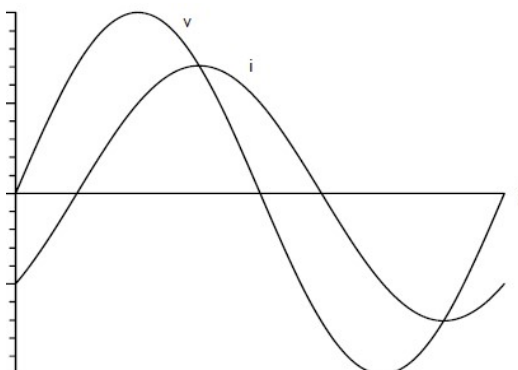
Circuitos onde as formas de onda de tensão e corrente são senoidais e de mesma frequência são denominados circuitos com cargas lineares, como é mostrado na Figura 2, podendo apenas apresentar uma defasagem entre as ondas de acordo com o tipo de carga, se for predominantemente indutiva, a corrente estará atrasada da tensão, e se for capacitiva a corrente estará adiantada da tensão, como mostra a Figura 3, para a condição de atraso de corrente.

Figura 2 – Circuito elétrico com carga linear



Fonte: Próprio Autor

Figura 3 – Formas de onda de tensão e corrente do circuito elétrico com carga linear



Fonte: EICHELBERGER *et al.* (2008)

Para uma rede com tensão perfeitamente senoidal, obtém-se como referência:

$$V(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1.8)$$

A expressão da corrente pode ser representada por:

$$I(t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (1.9)$$

Assim, a potência instantânea, definida como produto entre tensão e corrente é:

$$P(t) = V(t) \cdot I(t) \quad (1.10)$$

$$P(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_p \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (1.11)$$

Então, a potência média, como descrita na Equação 1.2, é dada por:

$$P = V_p \cdot I_p \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) d\omega t \quad (1.12)$$

Logo,

$$P = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \cdot \cos\theta \quad (1.13)$$

Substituindo a Equação 1.8 na Equação 1.4, têm-se:

$$V_{RMS} = V_p \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(\omega t)^2 d\omega t} \quad (1.14)$$

$$V_{RMS} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (1.15)$$

De maneira análoga, têm-se a corrente eficaz por meio da expressão:

$$I_{RMS} = I_p \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2 \cdot \pi} \text{sen}(\omega t + \theta)^2 d\omega t} \quad (1.16)$$

$$I_{RMS} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (1.17)$$

Diante disso, podemos afirmar que a potência aparente é descrita na Equação 1.3 é:

$$S = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (1.18)$$

Portanto, substituindo a Equação 1.13 e a Equação 1.18 na definição de fator de potência apresentado na Equação 1.1, têm-se:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{V_p I_p}{2} \cdot \cos\theta}{\frac{V_p I_p}{2}} \quad (1.19)$$

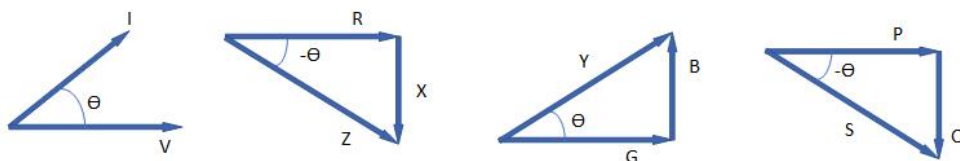
$$FP = \cos\theta \quad (1.20)$$

Assim, a Equação 1.20 define o fator de potência para cargas lineares, onde as ondas de tensão e corrente são perfeitamente senoidais e de mesma frequência. Além disso, ela também define o fator de deslocamento que é a defasagem entre as componentes fundamentais de tensão e corrente.

Como a relação entre tensão e corrente resulta em impedância, o ângulo θ é o mesmo da impedância, assim como é o ângulo entre as potências ativa e aparente, como mostra a Figura 4.

Dentro de um mesmo quadrante quanto maior for o ângulo θ , menor será o fator de potência, o que indica um crescimento na componente reativa. O fator de potência pode variar de zero, para um circuito puramente reativo, seja ele predominantemente indutivo ou capacitivo, a 1 para um circuito puramente resistivo.

Figura 4 – Relação entre fator de potência e triângulos de impedância, admitância e potência para carga RLC

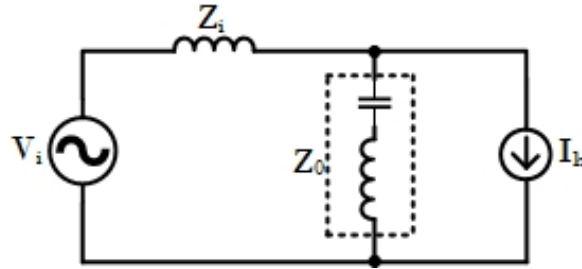


Fonte: Adaptado de Alexander e Sadiku (2013)

1.2.2 Fator de potência para tensão senoidal e corrente distorcida

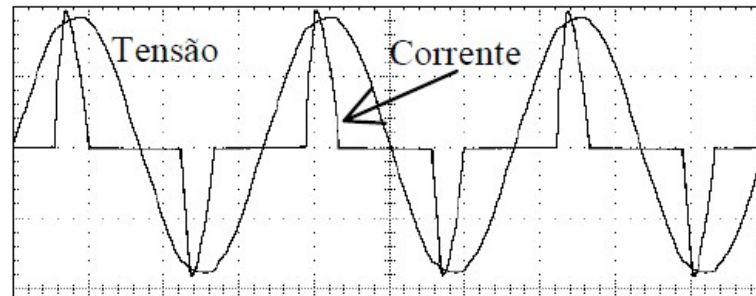
Circuitos onde a forma de onda da tensão é senoidal e a forma de onda da corrente é distorcida mas de mesmo período que a onda de tensão são denominados circuitos com cargas não lineares, como é mostrado na Figura 5, tal distorção na corrente é causada devido, principalmente, ao uso de equipamentos eletrônicos, como mostra a Figura 6.

Figura 5 – Circuito elétrico com carga não linear



Fonte: Pomilio e Deckmann (2006)

Figura 6 – Formas de onda do circuito elétrico com carga não linear



Fonte: Pomilio e Deckmann (2006)

Supondo cargas não lineares, pode-se descrever genericamente a corrente como uma série de Fourier:

$$I(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_n} \cdot \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.21)$$

Onde:

$$I_n(t) = I_{P_n} \cdot \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.22)$$

O valor eficaz da corrente é definido na Equação 1.5 por:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2 \cdot \pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{P_n} \cdot \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) \right]^2 d\omega t} \quad (1.23)$$

Então,

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_{P_n}^2} \quad (1.24)$$

Retirando a componente fundamental da somatória:

$$I_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_{P_1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{P_n}^2} \quad (1.25)$$

Normalizando em função da componente fundamental da corrente:

$$I_{RMS} = \frac{I_{P_1}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{P_n}}{I_{P_1}} \right)^2} \quad (1.26)$$

Define-se a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da corrente, por:

$$TDH = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{p_n}}{I_{p_1}} \right)^2} \quad (1.27)$$

Substituindo a Equação 1.27 na Equação 1.26, têm-se:

$$I_{RMS} = \frac{I_{p_1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + TDH^2} \quad (1.28)$$

Se,

$$I_n(t) = I_{p_n} \cdot \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.29)$$

Então:

$$I_{RMS_n} = \frac{I_{p_n}}{\sqrt{2}} \quad (1.30)$$

Substituindo a equação 1.30 nas Equações 1.27 e 1.28, obtêm-se:

$$I_{RMS} = I_{RMS_1} \cdot \sqrt{1 + TDH^2} \quad (1.31)$$

$$TDH = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_{RMS_n}}{I_{RMS_1}} \right)^2} \quad (1.32)$$

Assim,

$$S = V_{RMS} \cdot I_{RMS} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{p_1}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + TDH^2} \quad (1.33)$$

$$S = \frac{V_p \cdot I_{p_1}}{2} \cdot \sqrt{1 + TDH^2} \quad (1.34)$$

Substituindo a Equação 1.8 e a Equação 1.21 na equação 1.2, têm-se:

$$P = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2 \cdot \pi} [V_p \cdot \text{sen}(\omega t)] \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_{p_n} \cdot \text{sen}(n\omega t + \varphi_n) d\omega t \quad (1.35)$$

$$P = \frac{V_p \cdot I_{p_1} \cdot \cos\varphi_1}{2} \quad (1.36)$$

A Equação 1.36 é adotada somente quando é considerado que P_1 é muito maior que a soma das demais componentes de potência ativa das demais harmônicas.

Substituindo a Equação 1.34 e a Equação 1.36 na definição do fator de potência, Equação 1.1 têm-se:

$$FP = \frac{\frac{V_p \cdot I_{p1} \cdot \cos\varphi_1}{2}}{\frac{V_p \cdot I_{p1}}{2} \cdot \sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.37)$$

$$FP = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.38)$$

A equação 1.38 determina o fator de potência para cargas com tensão perfeitamente senoidais e correntes distorcidas, ou seja, cargas não lineares, mas com períodos iguais ao da tensão. Também representa o fator de distorção que está relacionado com as harmônicas de corrente.

Nota-se que φ é a defasagem entre a tensão senoidal e a componente fundamental da corrente que também é senoidal e de mesma frequência da tensão. Caso a corrente não seja distorcida o TDH é igual a zero e o fator de potência se torna igual ao que foi definido na equação 1.20.

1.3 Topologias do conversor Flyback com correção de fator de potência

Os conversores CA-CC com correção de fator de potência, do inglês *Power Factor Correction* (PFC), de acordo com Tahami *et al.* (2010) comumente estão sendo utilizados em sistemas de baixa potência conectados a rede elétrica provendo harmônicos nas entradas de linha de acordo com os padrões de distorção harmônicas permitidos. Para realizar a conversão de onda de CA para CC com PFC é empregado um retificador de onda completa seguido de um conversor CC-CC. Diversas topologias de conversores foram examinadas pela literatura. Entre os conversores CC-CC com isolamento entre entrada e saída, a topologia do conversor Flyback resulta em uma alternativa interessante, visto que, o transformador cumpre a função de isolador galvânico e indutor. É amplamente empregado em muitas aplicações e somado a técnicas de controles já desenvolvidas podem melhorar ainda mais o comportamento dinâmico do conversor.

1.3.1 Flyback de uma chave

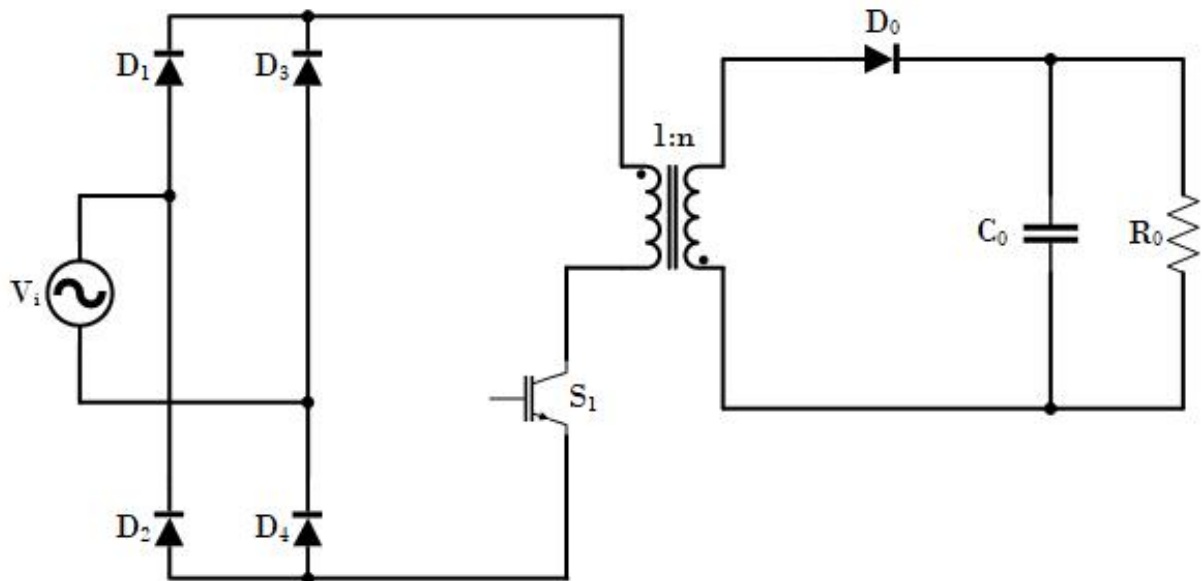
A topologia Flyback de uma chave com PFC descrita em Tahami *et al.* (2010), mostrada na Figura 7, oferece vantagens, como a tensão de saída do conversor pode ser maior

ou menor que a entrada, isolamento galvânico e as funções de transferência da planta não apresentam zeros no semiplano direito em modo de condução descontínua.

Como descrito em FAUST (2014) o conversor Flyback é uma versão isolada da topologia Buck-Boost onde apresenta uma fonte de tensão na entrada, uma fonte de corrente intermediária e uma fonte de tensão na saída.

Na topologia Buck-Boost o indutor é utilizado como um elemento de acumulação de energia, já na topologia Flyback a transferência de energia entre fonte e carga é realizado por um transformador, sendo que a indutância de magnetização do transformador atua como armazenador de energia. O transformador da topologia Flyback também atua como isolador entre entrada e saída e controla a tensão de saída para o valor desejado. Elevando ou abaixando a tensão de entrada para níveis mais próximos à tensão de saída desejada se evita que o conversor Flyback opere com baixa razão cíclica, assim, facilita-se o controle em malha fechada e evita a saturação do núcleo do transformador. Algumas das principais características do conversor Flyback são, é um conversor com estágio de acumulação de energia; possibilita operar como abaixador ou elevador de tensão; permite múltiplas saídas; é possível ajustar a razão cíclica de operação por meio da relação de transformação; fácil estabilização em modo de condução descontínua; a saída é isolada da entrada e baixo custo, pois usa poucos componentes na sua estrutura.

Figura 7 – Conversor Flyback de uma chave com PFC.



Fonte: Adaptado de Tahami *et al.* (2010)

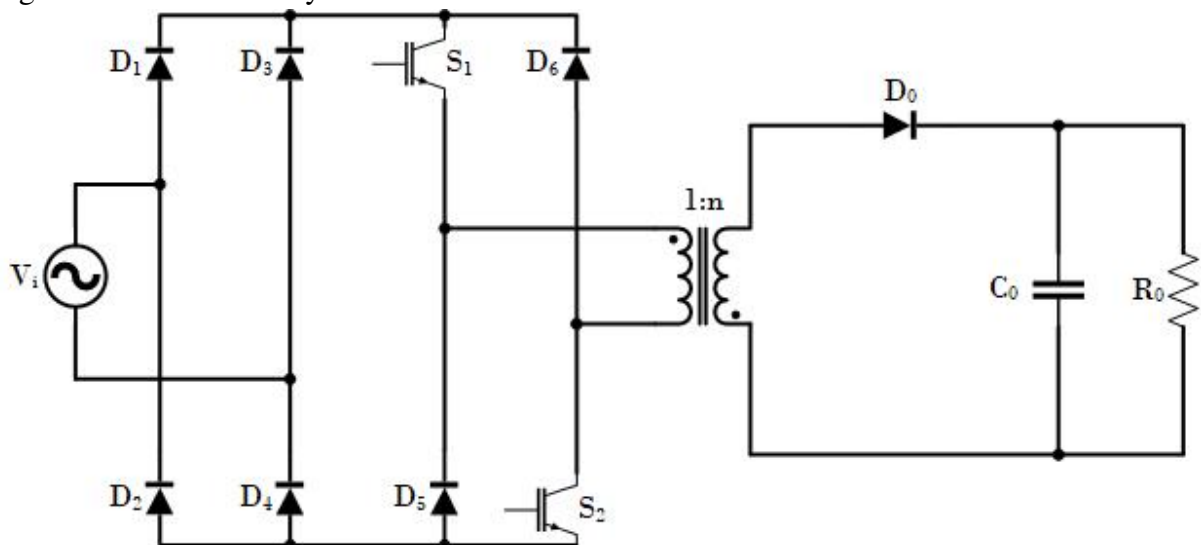
1.3.2 Flyback de duas chaves

A adoção de um único interruptor de potência pelo conversor Flyback proporciona robustez e simplicidade, e faz dessa topologia de conversor CA-CC isolado uma das mais utilizadas pela indústria. Porém, devido à sobre tensão aplicada no interruptor, sua aplicação se limita a baixa potência. A tensão no interruptor corresponde a soma da tensão de entrada, da tensão de saída referida ao lado primário do transformador e da tensão devido a indutância de dispersão do transformador.

Com a inclusão do segundo interruptor dá-se a origem ao conversor Flyback de duas chaves com PFC, como é apresentado em Lee e Do (2016), mostrado na Figura 8. Essa topologia traz vantagens como a redução do estresse de tensão nas chaves e diodos localizados no lado primário do transformador possibilitando o uso de semicondutores de menor tensão que apresentam reduzidas perdas de condução.

Em PAGLIOSA (2018) é demonstrado que a energia armazenada na indutância de dispersão é naturalmente devolvida a fonte de entrada, que por sua vez, limita a tensão no interruptor. A regeneração natural do conversor Flyback de duas chaves, favorece a aplicação de maiores potências e melhora o rendimento quando comparado ao conversor Flyback de uma chave.

Figura 8 – Conversor Flyback de duas chaves com PFC.



Fonte: Adaptado de Lee e Do (2016)

1.3.3 Flyback intercalado de uma chave

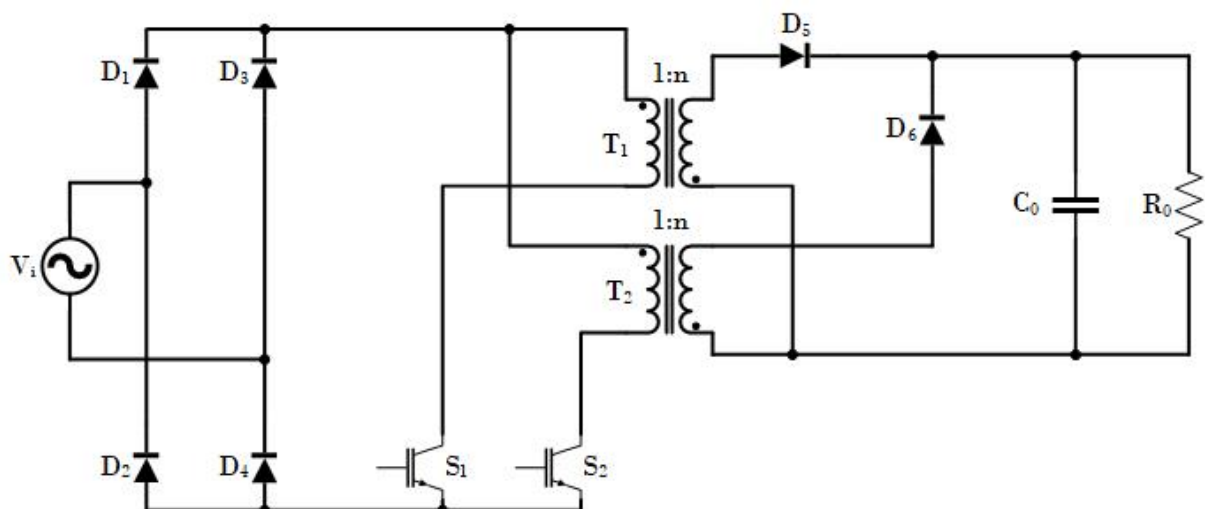
Os circuitos intercalados têm como principal característica, a divisão do fluxo de potência por dois ou mais caminhos, entre a fonte e a carga, durante as etapas de chaveamento e de acumulação indutiva.

No caso do conversor Flyback com PFC, quando são intercalados dois conversores como é descrito em Sangsun Kim e Enjeti (2004), mostrado na Figura 9, obtêm-se um bom fator de potência na entrada, boa regulação de tensão na saída e os filtros de entrada e saída são menores.

Também é demonstrado em Shaffer (2005) que há uma significativa diminuição dos núcleos dos transformadores, redução dos esforços de tensão e corrente das chaves e diodos e, conseqüentemente, às perdas associadas a eles. Isso acontece por conta da diminuição das correntes que circulam por estes componentes, causando menores valores de transitórios durante a abertura ou fechamento de circuitos com elementos armazenadores de energia tais como indutores e capacitores.

Com relação a saída do conversor, também se obtém alguma vantagem, uma vez que como a frequência é no mínimo o dobro da frequência de chaveamento, haverá uma diminuição do valor da capacitância do capacitor do filtro de saída. É válido ressaltar que em algumas aplicações a capacitância do capacitor indicado depende do tipo de carga que muitas vezes é eletrônica.

Figura 9 – Conversor Flyback intercalado de uma chave com PFC.



Fonte: Adaptado de Sangsun Kim e Enjeti (2004)

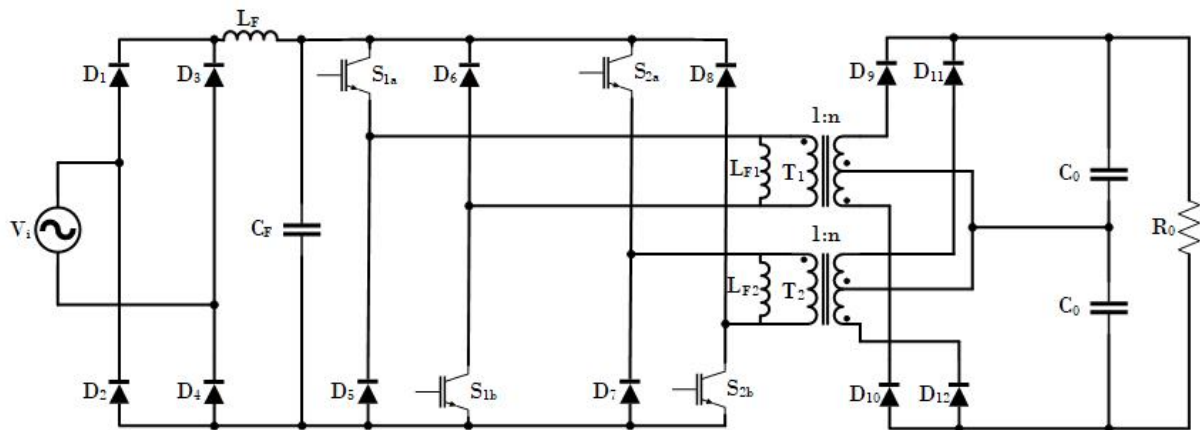
1.3.4 Flyback intercalado de duas chaves

Como já mencionado, a estratégia de se utilizar um conversor com duas chaves é reduzir a tensão de estresse e as perdas nas mesmas e também reduzir as perdas nos condutores.

Já a técnica do intercalamento, que consiste, em conectar topologias idênticas em paralelo, mas com diferentes fases, proporcionadas por um controle de sinal nas chaves, o qual são simétricas e defasadas de 360 graus dividido pelo número de conversores em paralelo.

O conversor apresentado nesse tópico proposto em Bascope *et al.* (2018), mostrado na Figura 10, faz uso das duas estratégias juntas, proporcionando, correção do fator de potência, balanço de tensão e corrente compartilhada através dos semicondutores, o qual permite aumentar o processamento de potência.

Figura 10 – Conversor Flyback intercalado de duas chaves com PFC.



Fonte: Adaptado de Bascope *et al.* (2018)

1.4 Técnicas de controle para correção de fator de potência

Atualmente, a maioria dos conversores CA-CC são desenvolvidos para reduzir o conteúdo harmônico da corrente, a fim de obter um fator de potência desejado e os requisitos mínimos de taxa de distorção harmônica, de acordo com a IEC61000-3-2 (2014).

Diante disso, conversores com correção de fator de potência ativa têm sido amplamente usados em aplicações de alta e baixa potência.

De acordo com Zhao *et al.* (2017), em aplicações de baixa potência, a correção do fator de potência em conversores Flyback operando em modo de condução crítica, do inglês *Critical Conduction Mode* (CrCM), é amplamente utilizada pelas vantagens da capacidade de isolamento entre entrada e saída, estrutura simples e baixo custo. O maior benefício para os

conversores Flybacks com PFC operando em CrCM, comparado ao modo de condução contínua, do inglês *Continuous Conduction Mode* (CCM), é que a comutação sob tensão zero do interruptor de potência no lado primário na entrada em condução e a comutação sob corrente zero do diodo retificador do lado secundário durante o bloqueio, são facilmente alcançados. Um dos esquemas de controle mais populares para Flybacks com PFC operando em CrCM é o esquema de controle constante de tempo, do inglês *Constant on-time* (COT), onde é necessário controlar somente o ciclo da tensão, o interruptor liga por um período predefinido e depois desliga até a corrente do indutor atingir o valor zero. Com o esquema de controle COT, a corrente de pico de entrada segue automaticamente a tensão de entrada em um ciclo.

Na literatura foi introduzido a teoria do esquema de controle variável no tempo, do inglês *Variable on-time* (VOT), para conversores Flybacks com PFC em CrCM no intuito de melhorar o fator de potência e o TDH. Embora na teoria o fator de potência seja unitário, os parâmetros devem ser cuidadosamente dimensionados e mais componentes utilizados, que gera aumento do custo e da complexidade do esquema de controle.

Com o intuito de melhorar o desempenho do conversor Flyback com PFC em CrCM, é proposto um esquema de controle VOT aprimorado, que consiste em adicionar ao esquema de controle tradicional COT, um conversor analógico simples e de baixo custo, por meio de um amplificador operacional, dois comutadores de sinal e um filtro RC. A concepção do circuito é muito simples e com o método de controle proposto, a corrente de entrada é senoidal pura e o fator de potência é quase unitário.

1.4.1 Esquema de controle tradicional COT para conversor Flyback com PFC operando em CrCM

O circuito principal e o diagrama de controle tradicional COT do conversor Flyback com PFC em CrCM são mostrados na Figura 11. Para atingir o COT, a largura de banda do ciclo de controle deve ser bastante estreita, de modo a manter o sinal de erro do circuito de tensão, V_{comp} , quase constante durante meio ciclo da rede. No estado estacionário, a corrente de pico do lado primário pode ser expressa por:

$$I_{Lp}(t) = \frac{V_p \cdot \sin(\omega t)}{L_m} \cdot T_{on} \quad (1.39)$$

Onde V_p é a tensão de pico de entrada, L_m é a indutância primária magnetizante do

transformador e T_{on} é o tempo de condução do interruptor Q_1 , o qual é determinado pelo retorno do sinal de erro V_{comp} .

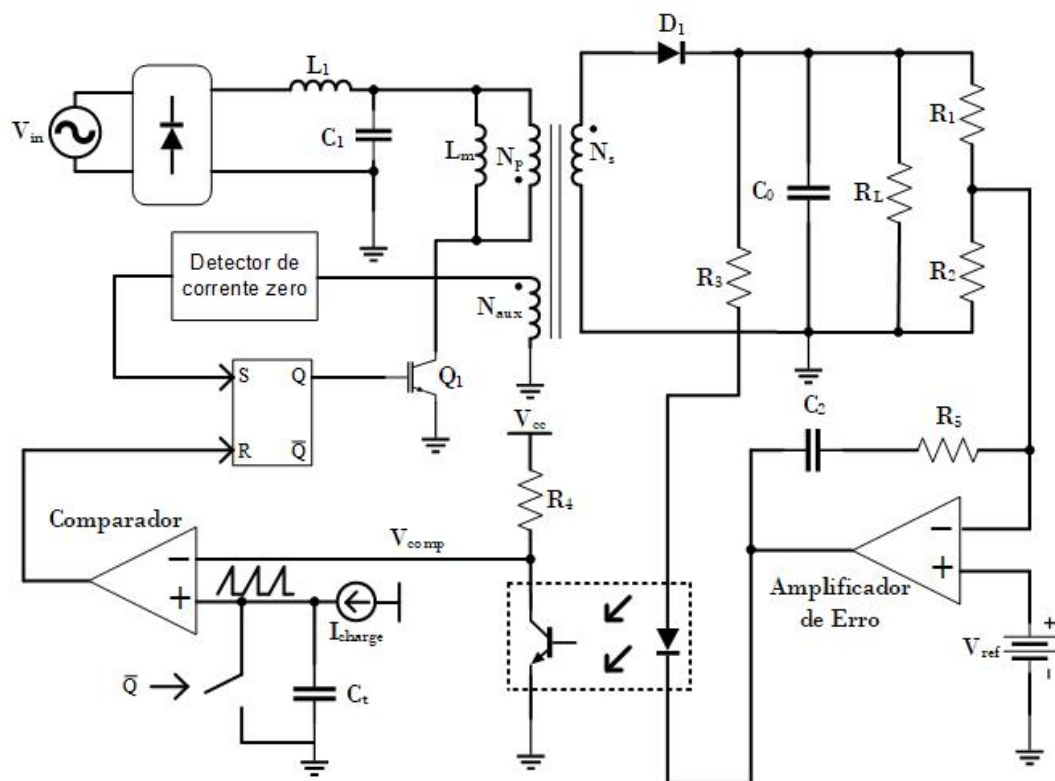
Portanto, a corrente instantânea de entrada no lado primário pode ser escrita como:

$$I_L(t) = \frac{1}{2} \cdot I_{Lp}(t) \cdot \frac{T_{on}}{T_s(t)} = \frac{V_p \cdot \sin(\omega t) \cdot T_{on} \cdot nV_0}{2L_m[V_p \cdot \sin(\omega t) + nV_0]} \quad (1.40)$$

Onde, $T_s(t)$ é o tempo de chaveamento, n é a relação de transformação do transformador e V_0 é a tensão de saída.

De acordo com a Equação 1.40, a corrente instantânea de entrada $I_L(t)$ não é senoidal, logo teoricamente o fator de potência não é unitário e a TDH é alta, principalmente, quando a tensão de saída refletida ao lado primário do transformador é pequena e a tensão de entrada é alta.

Figura 11 – Diagrama de controle tradicional COT para conversor Flyback com PFC.



Fonte: Zhao *et al.* (2017)

1.4.2 Esquema de controle VOT para conversor Flyback com PFC operando em CrCM

A Figura 12 mostra o conversor Flyback com PFC em CrCM com o esquema de controle VOT. Apenas um divisor analógico extra é necessário em comparação com o esquema

de controle tradicional COT.

A estrutura do divisor analógico é bastante simples, consiste em um amplificador operacional, dois comutadores de sinal (S_1 e S_2) e um filtro RC. S_1 e S_2 são usados somente para processar sinais com tensão muito baixa, que pode ser implementado por um comutador analógico padrão e o sinal de gatilho do dispositivo pode ser usado como sinal digital para Q_1 . Os sinais dos dois interruptores são complementarmente controlados em quanto os ciclos de trabalho de S_1 e S_2 são $d(t)$ e $1 - d(t)$, respectivamente. R_6 e C_3 são usados para filtrar o componente de frequência da comutação e obter uma tensão estável no terminal de entrada inversora. A tensão na entrada não inversora é V_{comp} vinda do circuito de realimentação de saída, a saída do amplificador operacional é $V_{comp}^*(t)$ e a tensão média da saída inversora é $V_{comp}^*(t) \cdot d(t)$. Em regime nominal, a tensão de entrada na porta inversora do amplificador operacional segue a tensão de entrada na porta não inversora, a saída do divisor analógico $V_{comp}^*(t)$ é igual a $V_{comp}/d(t)$, e o tempo em alta do interruptor Q_1 pode ser expresso por:

$$T_{on}^*(t) = \frac{C_t \cdot V_{comp}^*(t)}{I_{ch}} = \frac{C_t \cdot V_{comp}}{I_{ch} \cdot d(t)} = \frac{T_{on}}{d(t)} \quad (1.41)$$

Sendo,

$$T_{on} = \frac{C_t \cdot V_{comp}}{I_{ch}} \quad (1.42)$$

Onde C_t representa o capacitor de temporização e I_{ch} representa a corrente de carregamento interna do controlador. $d(t)$ é o ciclo de trabalho do interruptor Q_1 no lado primário, e V_{comp} e T_{on} são constantes assim como no esquema de controle COT. A corrente no lado primário pode ser calculada como:

$$I_L(t) = \frac{1}{2} \cdot I_{Lp}(t) \cdot d(t) = \frac{V_p \cdot \sin(\omega t)}{2L_m} \cdot T_{on}^*(t) \cdot d(t) \quad (1.43)$$

Combinando as Equações 1.41 e 1.42, a corrente de entrada pode ser descrita como:

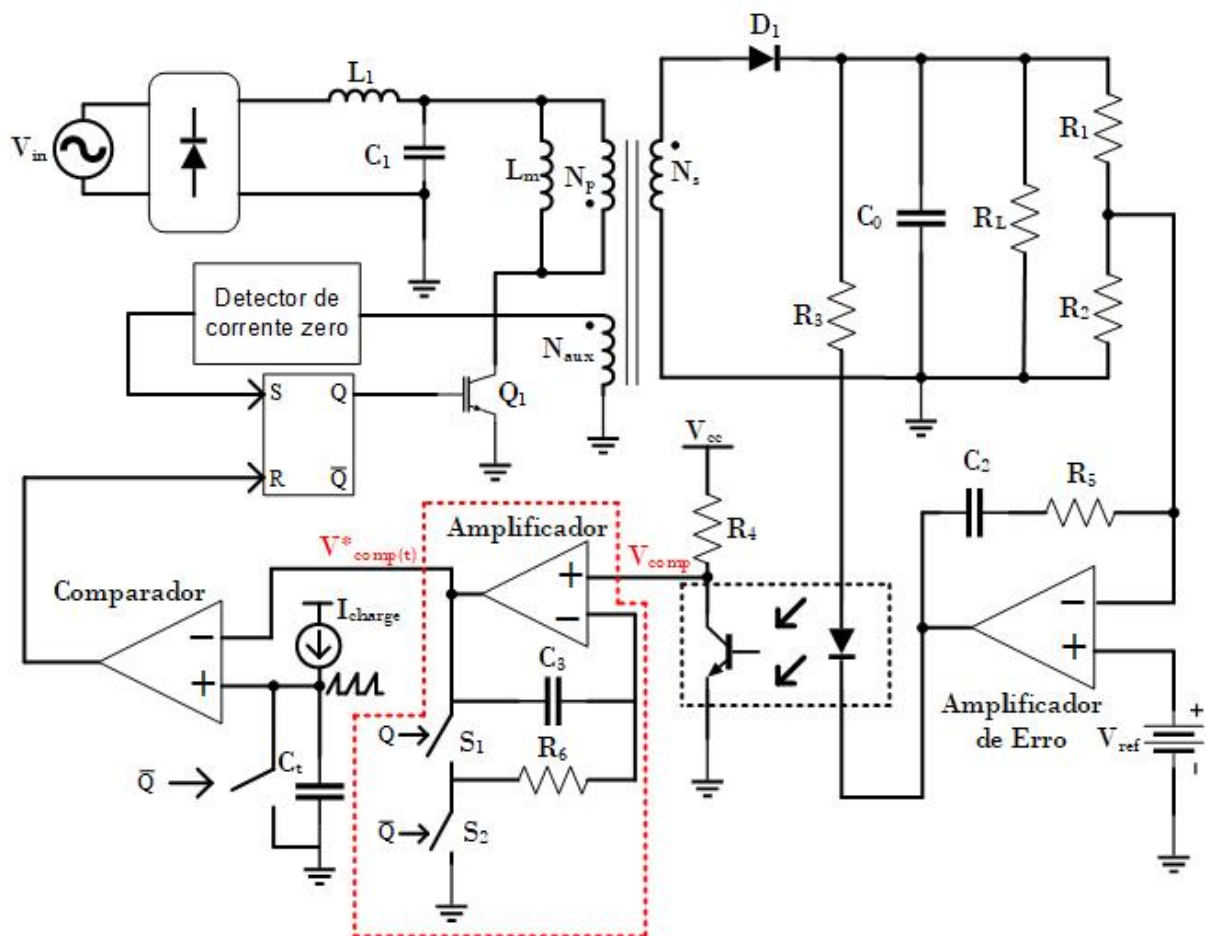
$$I_L(t) = \frac{V_p \cdot \sin(\omega t)}{2L_m} \cdot T_{on} \quad (1.44)$$

De acordo com a Equação 1.44, desde que T_{on} seja constante como indicado na Equação 1.42, o valor teórico da corrente média de entrada do sistema controlado pelo esquema

VOT é senoidal, o que não é afetado pela variação da tensão de entrada e pela carga conectada na saída. Portanto, um alto fator de potência e uma baixa TDH podem ser alcançados naturalmente.

A solução dessa técnica é o controle de frequência variável. Portanto, a concepção do filtro é penalizado em comparação com uma solução de controle de frequência fixa, mas é igual ao esquema de controle COT tradicional. Geralmente, o esquema do filtro de modo diferencial é baseado em sua frequência de comutação, que pode ser obtida de acordo com o ruído na frequência crítica.

Figura 12 – Diagrama de controle VOT para conversor Flyback com PFC.



Fonte: Zhao *et al.* (2017)

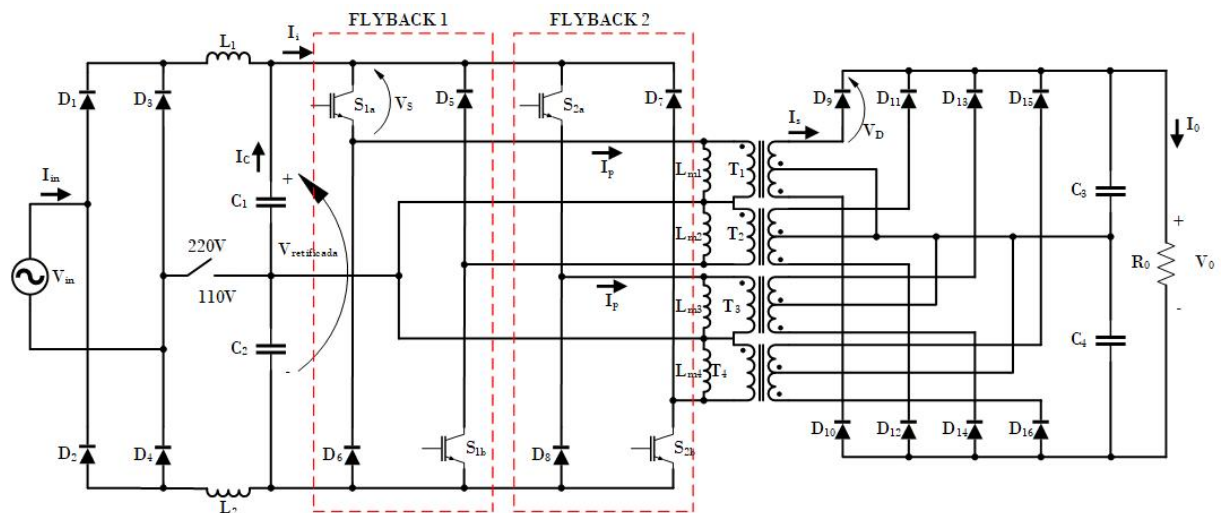
1.4.3 Esquema de controle PCM para conversor Flyback com PFC operando em CrCM

Outro esquema de controle popular para o conversor Flyback com PFC operando em CrCM é o modo corrente de pico, do inglês *Peak Current Mode* (PCM), que comanda a corrente de pico de entrada seguir a forma de onda da tensão de entrada e na teoria tem o mesmo desempenho do esquema de controle COT. O divisor analógico implementado no esquema de

1.5 Conversor proposto

Com base no conversor proposto em Bascope *et al.* (2018), mostrado na Figura 10, que faz o uso das estratégias de duas chaves e de conversores em paralelo intercalados, proporcionando a correção do fator de potência e adicionando a capacidade de processamento de potência, na topologia proposta, mostrada na Figura 14, é feita a utilização de uma chave seletora que modifica o circuito de acordo com o nível de tensão, sendo 220V ou 110V. Também foi utilizado um número maior de transformadores para atender os dois níveis de tensão diferentes, totalizando quatro, e conseqüentemente, um número maior de diodos no lado secundário do transformador, totalizando oito. Fazem parte do conversor proposto, a fonte de tensão de entrada monofásica na frequência de 60Hz, uma ponte retificadora a diodos e um filtro LC de alta frequência. Os capacitores do filtro LC, C_1 e C_2 , são de filme e apresentam capacitância pequena para não distorcer a onda senoidal pulsada de 120Hz sobre eles. Assim, a característica de fonte de tensão de entrada do conversor Flyback é garantida. A topologia faz uso de dois conversores Flyback de duas chaves intercalados e defasados de 180°.

Figura 14 – Conversor Flyback intercalado de duas chaves bivolt com PFC proposto.



Fonte: Próprio Autor.

1.6 Conclusão

Portanto, nesse capítulo foi introduzido uma fundamentação teórica sobre a definição de fator de potência para cargas lineares e não lineares. As cargas lineares drenam da rede elétrica corrente com formato senoidal e que podem estar em fase, atrasadas ou adiantadas em relação a

tensão alternada senoidal da rede elétrica. Já as cargas não lineares drenam correntes distorcidas da rede elétrica onde por meio das séries de Fourier são identificadas, onda fundamental (primeira harmônica) e as harmônicas da segunda em diante.

Na sequência foram apresentadas as diferentes topologias do conversor Flyback, da mais simples até topologias mais complexas, todas elas com correção de fator de potência. Logo a partir dessa revisão foi proposta uma nova ideia que resulta no Trabalho de Conclusão de Curso (TCC).

Por último, foram apresentadas diferentes estratégias de controle para conseguir o alto fator de potência em conversores Flybacks. Foi comentado que a operação do conversor Flyback no modo de condução descontínua ou no modo de condução crítica, a corrente de entrada drenada da rede elétrica segue o formato da tensão após a filtragem da alta frequência de comutação.

2 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

2.1 Introdução

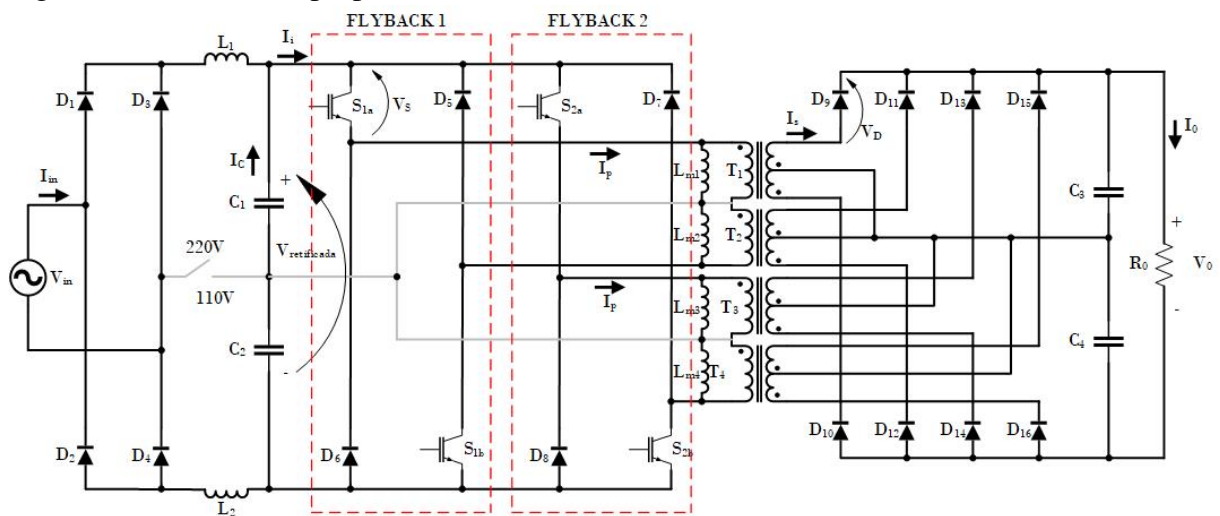
Neste capítulo, são apresentadas as análises qualitativas e quantitativas do conversor proposto no intuito de auxiliar no entendimento e no dimensionamento adequado dos componentes de potência e controle. Na análise qualitativa são apresentados os modos e as etapas de operação para as tensões de entrada de 220V e 110V. Na análise quantitativa realiza-se o equacionamento matemático para verificar os esforços de corrente e tensão dos componentes do circuito e encontrar o ganho estático do conversor.

2.2 Análise qualitativa do conversor

2.2.1 Tensão de entrada de 220V

De acordo com com a Figura 15 é possível verificar a existência de quatro diodos (D_1 , D_2 , D_3 e D_4) que formam a ponte retificadora, filtros indutivos e dois capacitores em série na entrada, uma chave seletora, que pode ser automática ou manual, onde deve ser aberta para a tensão de entrada de 220V, seguido por dois Flybacks de duas chaves intercalados que possuem suas saídas em paralela.

Figura 15 – Conversor proposto com tensão de entrada de 220V.

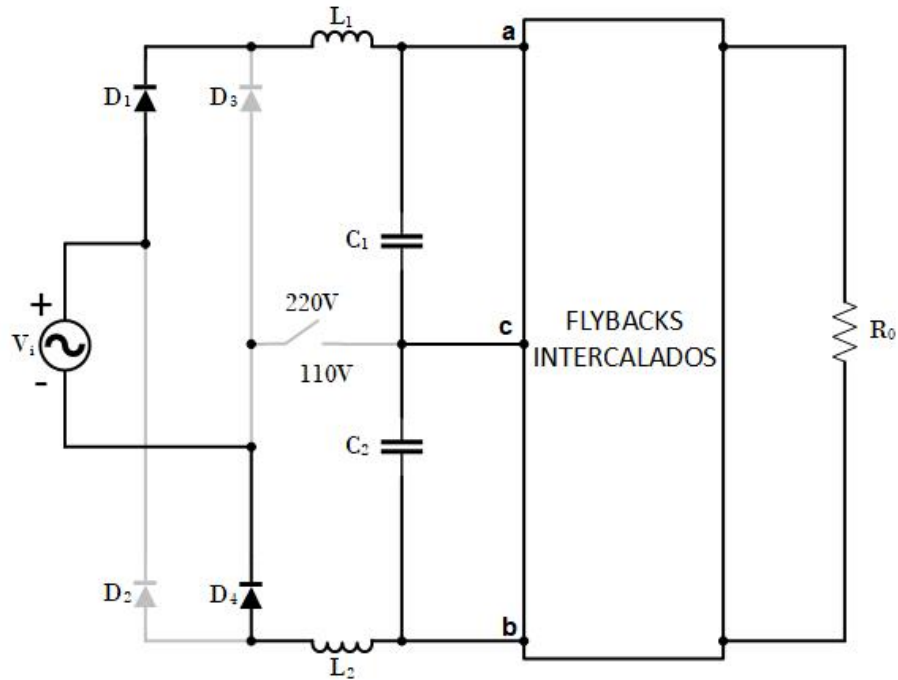


Fonte: Próprio Autor.

A estrutura possui uma configuração de operação para um nível de tensão de entrada de 220V. Independente da configuração, os Flybacks funcionarão no modo de condução crítica

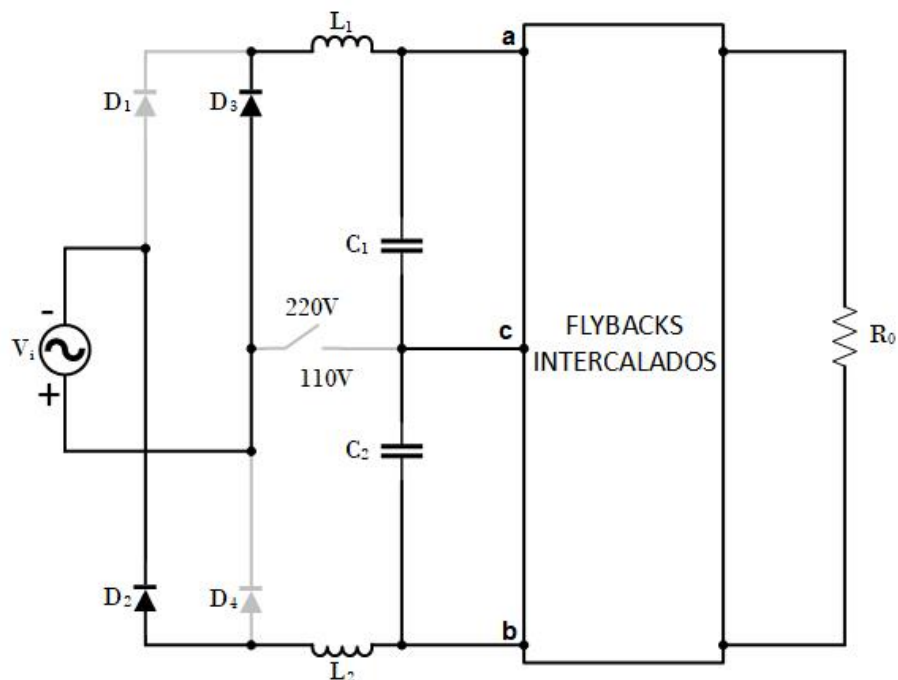
(CrCM). Na Figura 16 é mostrado o caminho do fluxo de energia vindo da rede elétrica até o barramento CC no semiciclo positivo e na Figura 17 mostra-se o caminho no semiciclo negativo, as duas imagens têm o intuito de facilitar a compreensão da topologia proposta.

Figura 16 – Conversor proposto com tensão de entrada de 220V no semiciclo positivo.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 17 – Conversor proposto com tensão de entrada de 220V no semiciclo negativo.



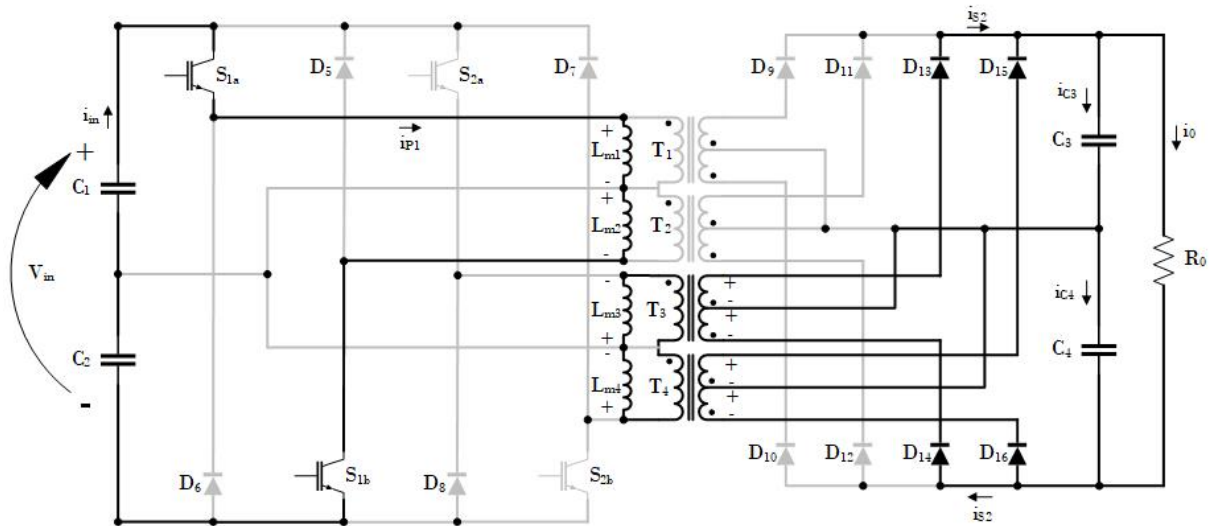
Fonte: Próprio Autor.

Neste modo a chave seletora está aberta. Assim cada Flyback utiliza dois transformadores com os primários em série. Os esforços de tensão são divididos nas duas chaves, permitindo o uso de chaves com tensão menor entre dreno e fonte, possuindo assim uma resistência menor em estado de condução. A ponte retificadora trabalha de forma usual, dois diodos polarizados diretamente por semiciclo da rede.

Para facilitar a análise do conversor proposto operando em modo de condução crítica é considerando o circuito a partir dos capacitores (C_1 e C_2) de entrada, funcionando como uma fonte de tensão CC. Para o conversor nesta configuração, nos dois semiciclos da rede, positivo e negativo, existiram seis etapas de operação em seis intervalos de tempo diferentes (Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 , Δt_4 , Δt_5 e Δt_6).

Primeira Etapa (Δt_1): Na primeira etapa de operação os interruptores S_{1a} e S_{1b} estão em condução e os interruptores S_{2a} e S_{2b} estão bloqueados. As indutâncias de magnetização do Flyback 1, L_{m1} e L_{m2} , armazenam energia vinda dos capacitores de entrada, C_1 e C_2 . Os diodos D_{13} , D_{14} , D_{15} e D_{16} estão polarizados diretamente. O Flyback 2 está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 . Como é mostrado na Figura 18.

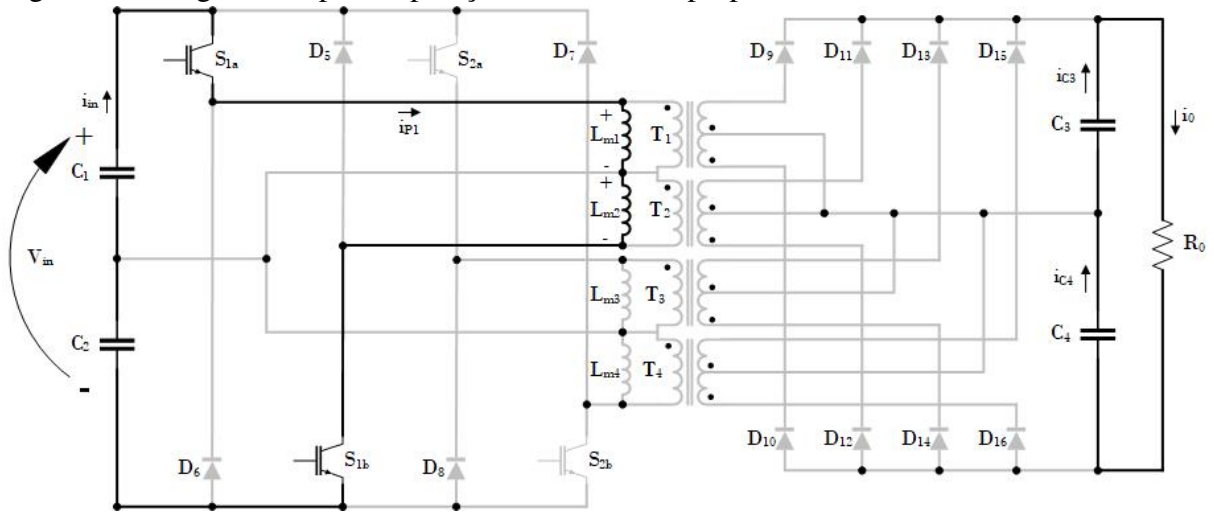
Figura 18 – Primeira etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.



Fonte: Próprio Autor.

Segunda Etapa (Δt_2): Na segunda etapa de operação os interruptores S_{1a} e S_{1b} estão conduzindo. As indutâncias de magnetização do Flyback 1, L_{m1} e L_{m2} , armazenam energia fornecida pelos capacitores de entrada, C_1 e C_2 . A energia armazenada nas indutâncias magnetizantes do Flyback 2 é zero. Os capacitores C_3 e C_4 estão atuando como fonte de energia para a carga R_0 . Como é mostrado na Figura 19.

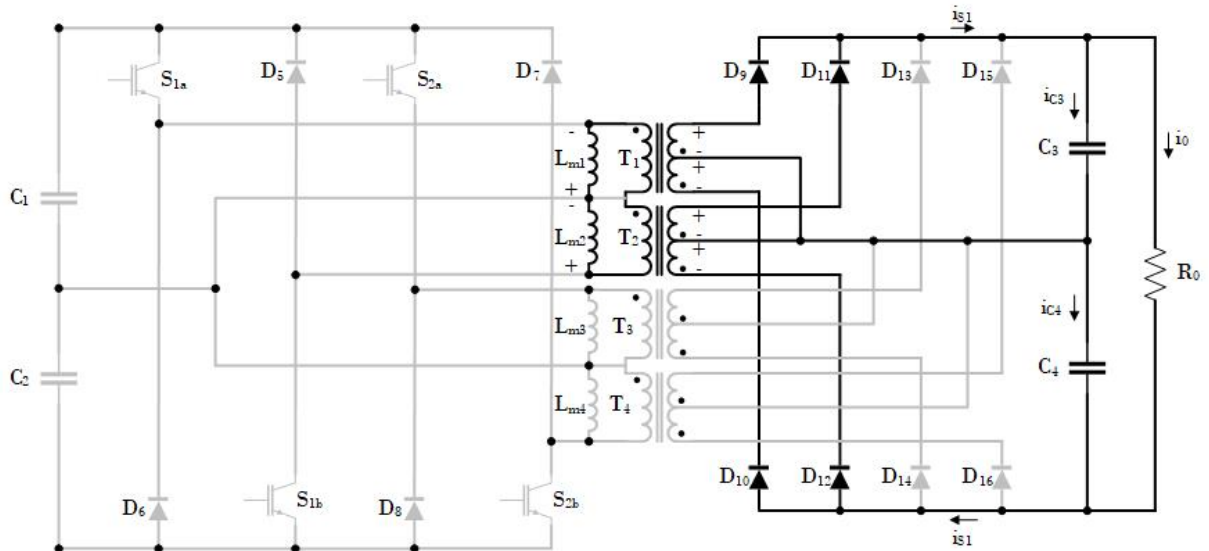
Figura 19 – Segunda etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.



Fonte: Próprio Autor.

Terceira Etapa (Δt_3): Na terceira etapa de operação todos os interruptores estão bloqueados. Os diodos D_9 , D_{10} , D_{11} e D_{12} estão polarizados diretamente. O Flyback 1 está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 . Como é mostrado na Figura 20.

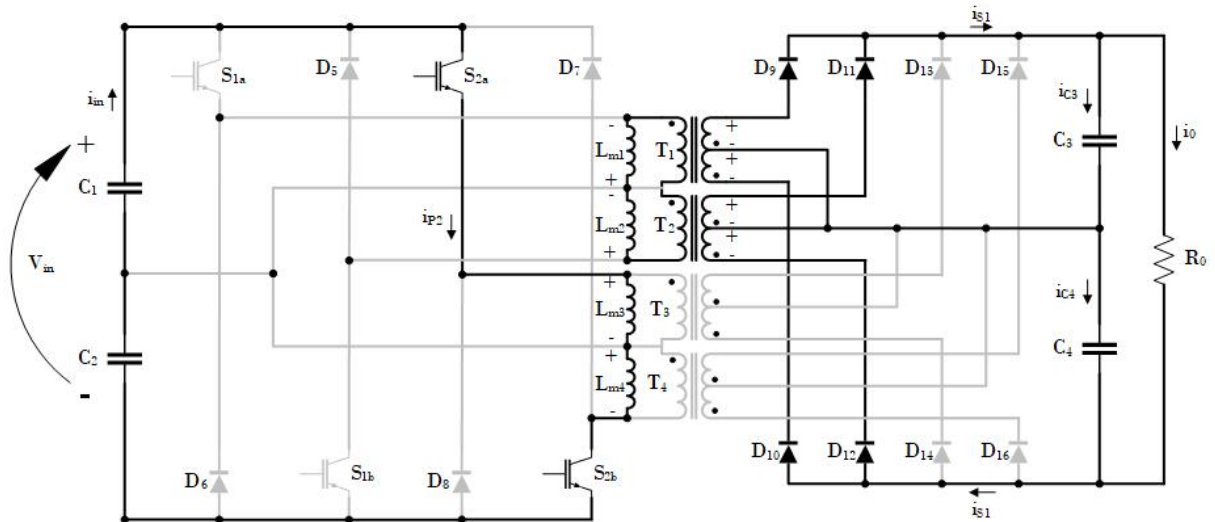
Figura 20 – Terceira etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.



Fonte: Próprio Autor.

Quarta Etapa (Δt_4): Na quarta etapa de operação os interruptores S_{1a} e S_{1b} estão bloqueados. As indutâncias de magnetização do Flyback 2, L_{m3} e L_{m4} , armazenam energia dos capacitores de entrada, C_1 e C_2 . Os diodos D_9 , D_{10} , D_{11} e D_{12} estão polarizados diretamente. O Flyback 1 está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 . Como é mostrado na Figura 21.

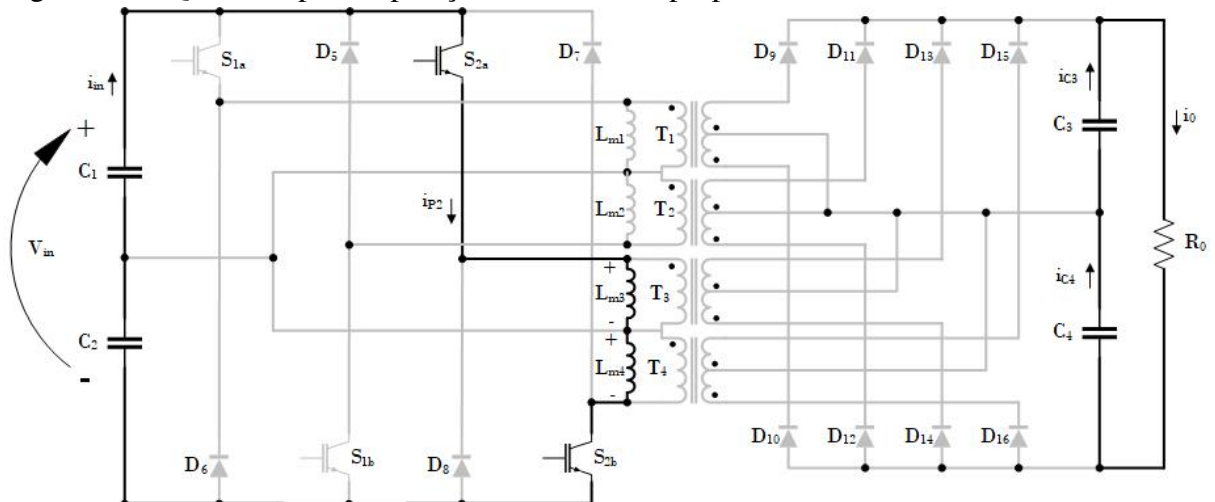
Figura 21 – Quarta etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.



Fonte: Próprio Autor.

Quinta Etapa (Δt_5): Na quinta etapa de operação os interruptores S_{2a} e S_{2b} estão conduzindo. As indutâncias de magnetização do Flyback 2, L_{m3} e L_{m4} , armazenam energia dos capacitores de entrada, C_1 e C_2 . A energia armazenada nas indutâncias magnetizantes do Flyback 1 é zero. Os capacitores C_3 e C_4 estão fornecendo energia para a carga R_0 . Como é mostrado na Figura 22.

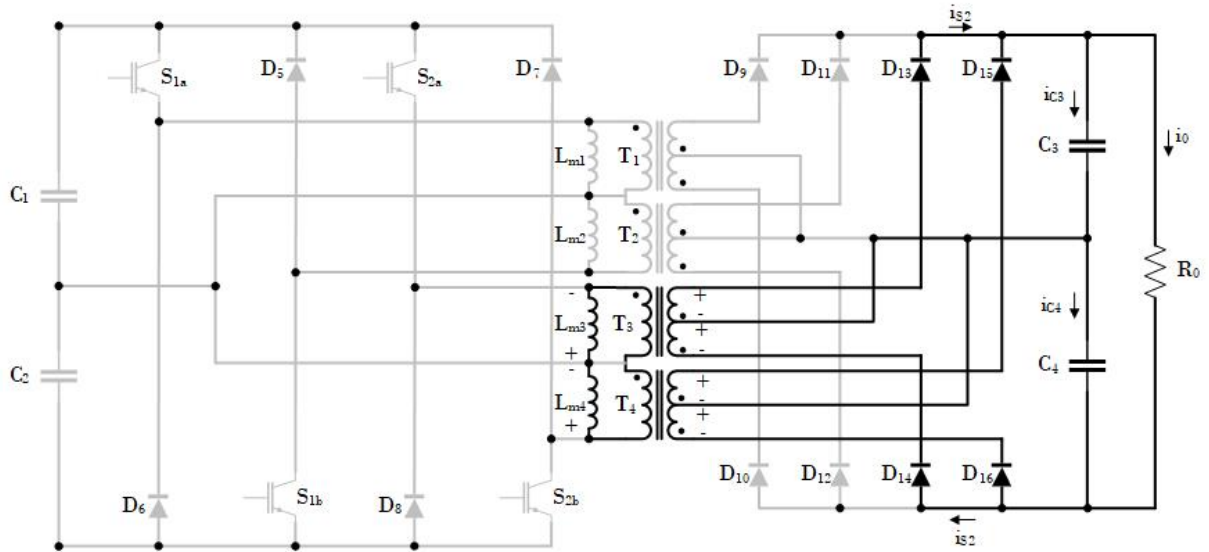
Figura 22 – Quinta etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.



Fonte: Próprio Autor.

Sexta Etapa (Δt_6): Na sexta etapa de operação todos os interruptores estão Bloqueados. Os diodos D_{13} , D_{14} , D_{15} e D_{16} estão polarizados diretamente. O Flyback 2 está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 . Como é mostrado na Figura 23.

Figura 23 – Sexta etapa de operação do conversor proposto com tensão de entrada de 220V.

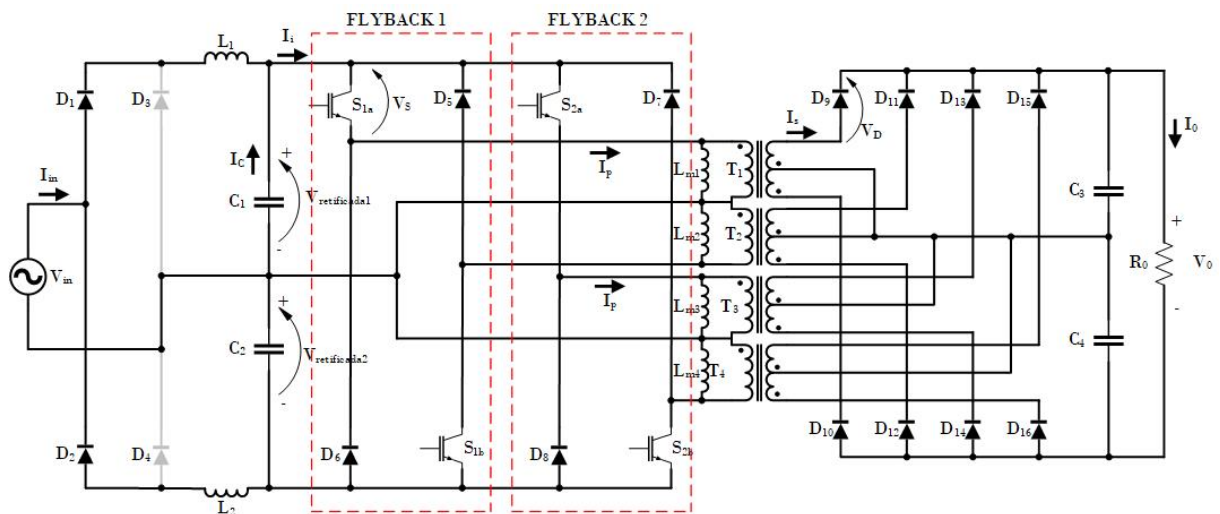


Fonte: Próprio Autor.

2.2.2 Tensão de entrada de 110V

De acordo com com a Figura 24 é possível verificar a existência de quatro diodos (D_1, D_2, D_3 e D_4) que formam a ponte retificadora, contudo para esta configuração serão usados apenas dois diodos D_1 e D_2 , filtros indutivos e dois capacitores na entrada. A chave seletora, que pode ser automática ou manual, encontra-se fechada para a tensão de entrada de 110V. Seguido por dois Flybacks intercalados que possuem suas saídas interligadas de forma paralela.

Figura 24 – Conversor proposto com tensão de entrada de 110V.

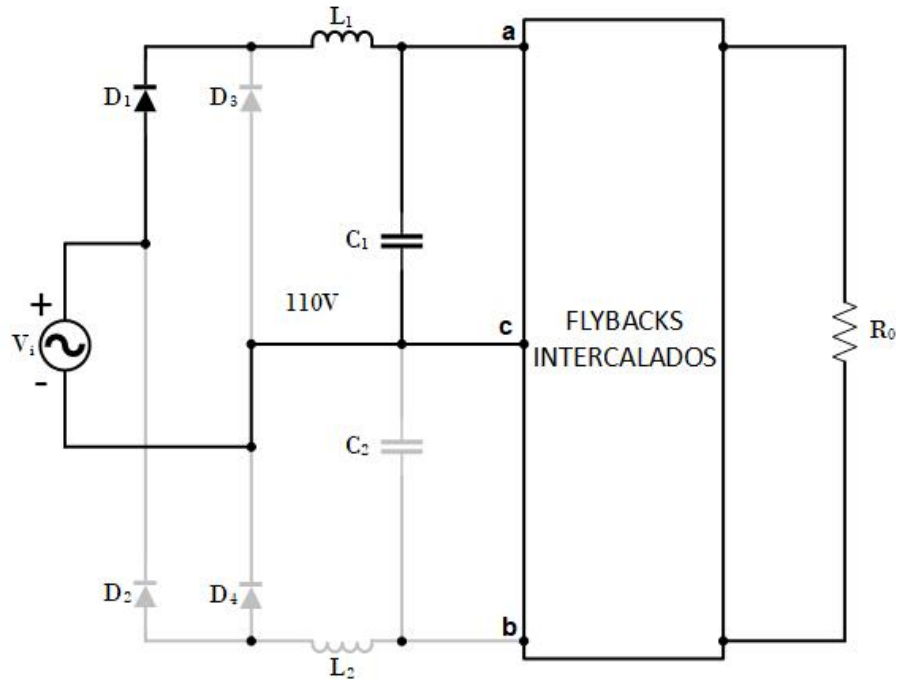


Fonte: Próprio Autor.

A estrutura possui uma configuração de operação para um nível de tensão de entrada de 110V. Independente da configuração os Flybacks funcionaram no modo de condução crítica.

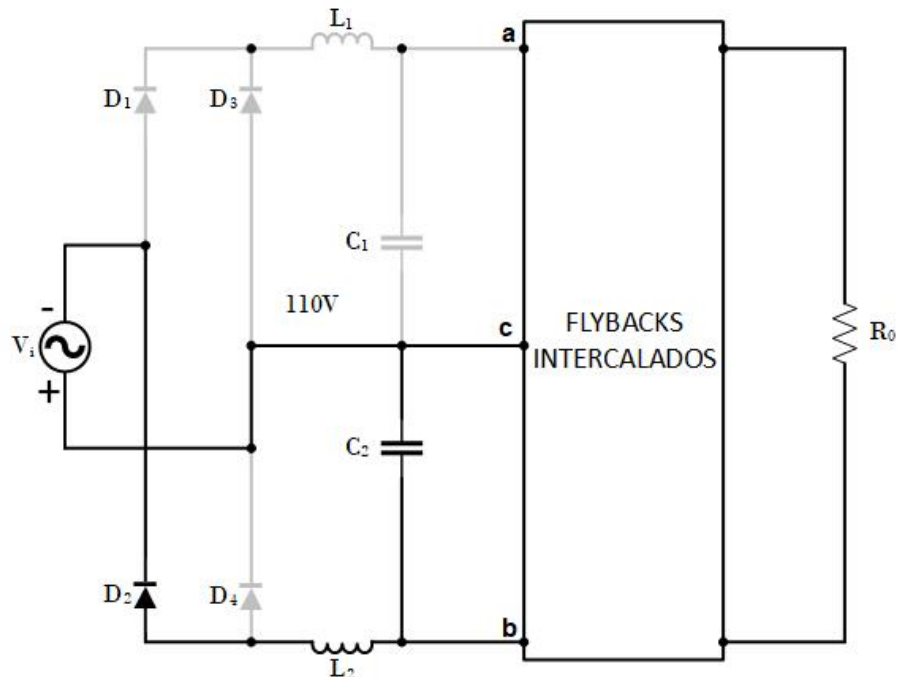
Neste primeiro momento mostra-se o caminho do fluxo de energia vindo da rede elétrica até o barramento CC no intuito de facilitar a compreensão da topologia proposta. Mostradas nas Figuras 25 e 26.

Figura 25 – Conversor proposto com tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 26 – Conversor proposto com tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.



Fonte: Próprio Autor.

Neste modo a chave seletora está fechada. Assim cada Flyback utiliza um transformador por vez. A ponte retificadora trabalha apenas com dois diodos, polarizando diretamente somente um diodo por semiciclo da rede.

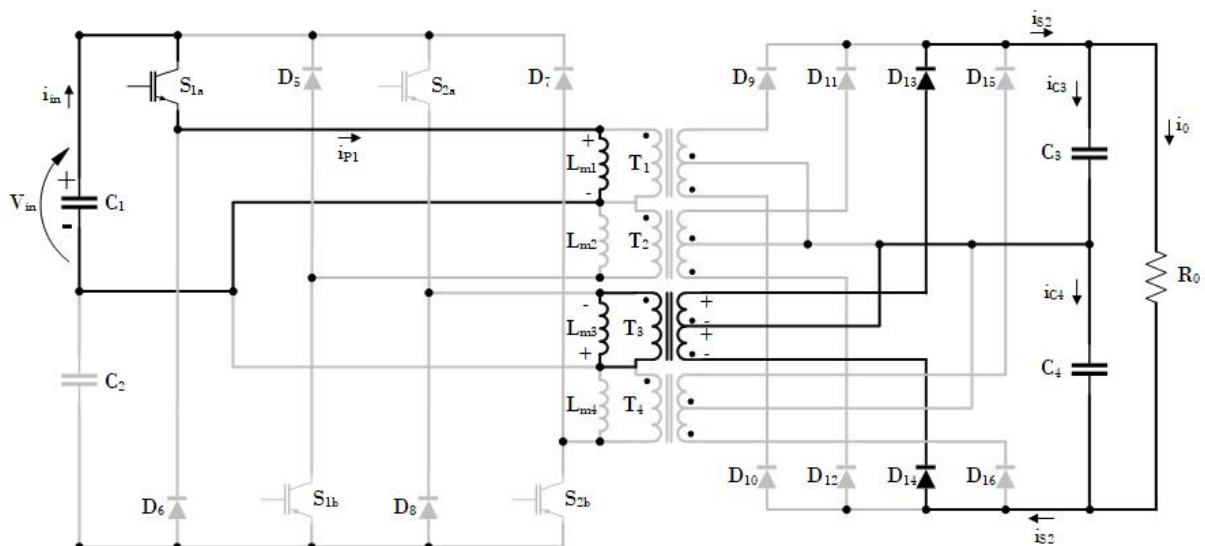
Para facilitar a análise do conversor proposto operando em modo de condução crítica é considerando o circuito a partir dos capacitores de entrada, funcionando como uma fonte de tensão CC. Para o conversor nesta configuração, existirão seis etapas de operação para cada semiciclo da rede.

Primeiramente é analisado as etapas de operação no semiciclo positivo, onde é usado o capacitor C_1 como uma fonte de tensão CC, e os transformadores T_1 e T_3 para os Flybacks 1 e 2 respectivamente.

A. Etapas para o semiciclo positivo da rede elétrica:

Primeira Etapa (Δt_1): O interruptor S_{2a} está bloqueado. A indutância magnetizante do Flyback 1, L_{m1} , armazena energia do capacitor de entrada, C_1 . Os diodos D_{13} e D_{14} estão polarizados diretamente. O Flyback 2, por meio do transformador T_3 está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 27.

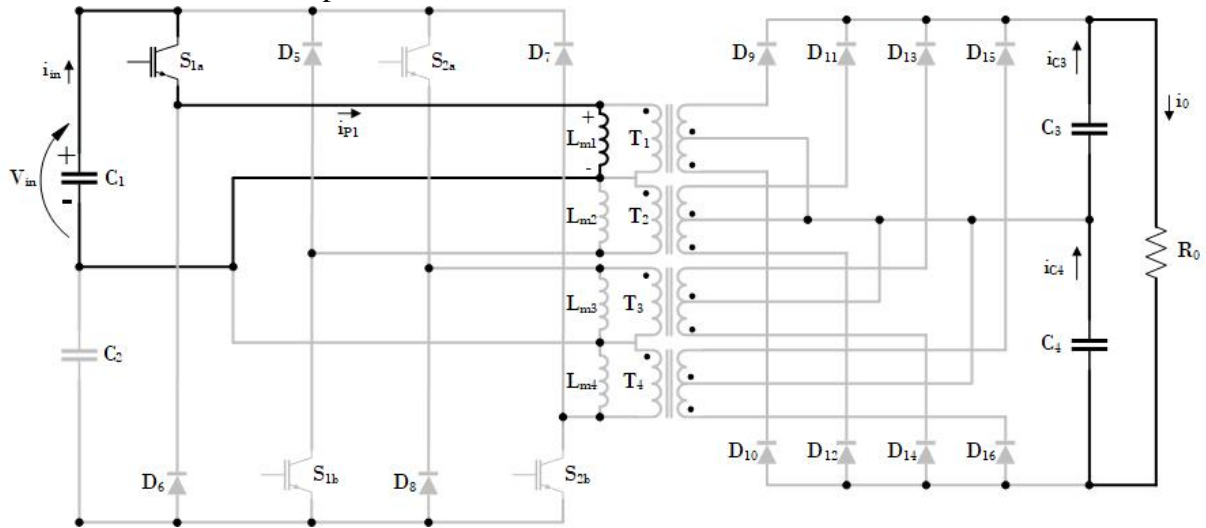
Figura 27 – Primeira etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.



Fonte: Próprio Autor.

Segunda Etapa (Δt_2): O interruptor S_{1a} está conduzindo. A indutância magnetizante do Flyback 1, L_{m1} , armazena energia vinda do capacitor de entrada, C_1 . A energia armazenada nas indutâncias magnetizantes do Flyback 2 é zero. Os capacitores C_3 e C_4 estão fornecendo energia para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 28.

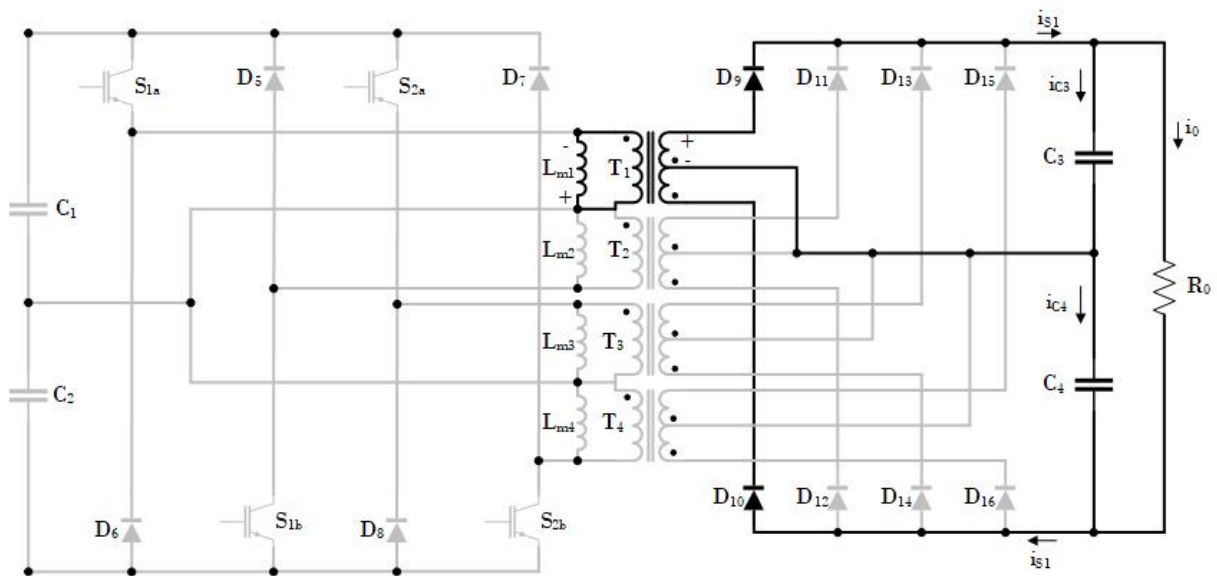
Figura 28 – Segunda etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.



Fonte: Próprio Autor.

Terceira Etapa (Δt_3): Todos os interruptores estão bloqueados. Os diodos D_9 e D_{10} , estão polarizados diretamente. O Flyback 1, por meio do transformador T_1 , está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 29.

Figura 29 – Terceira etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.

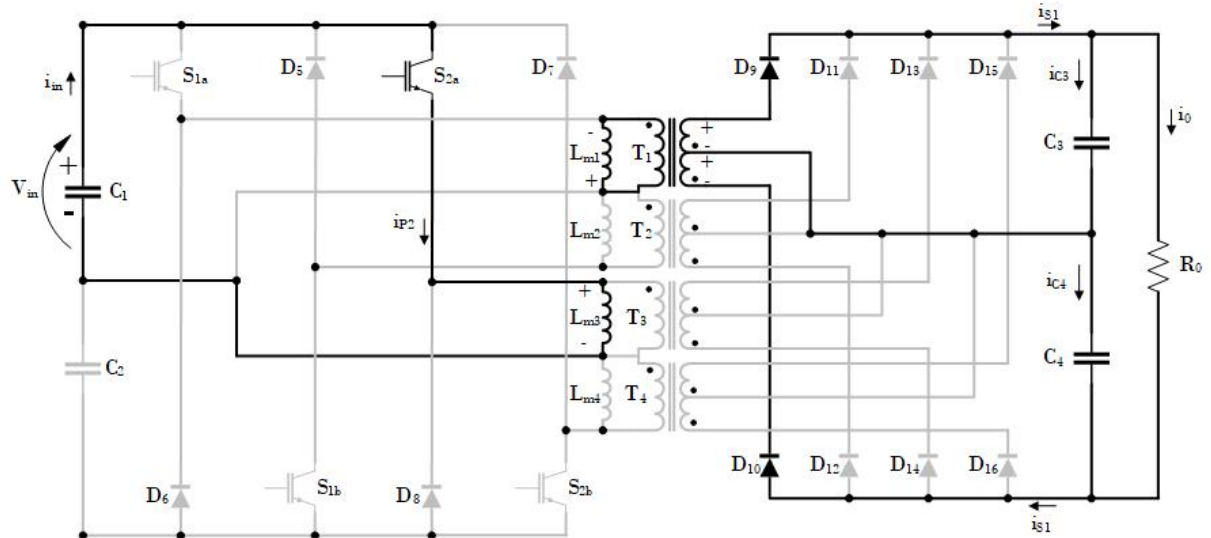


Fonte: Próprio Autor.

Quarta Etapa (Δt_4): O interruptor S_{1a} está bloqueado. A indutância magnetizante do Flyback 2, L_{m3} , armazena energia vinda do capacitor de entrada, C_1 . Os diodos D_9 e D_{10} estão polarizados diretamente. O Flyback 1, por meio do transformador T_1 , está fornecendo energia para os capacitores de saída C_3 e C_4 e também para a carga R_0 , como é mostrado na

Figura 30.

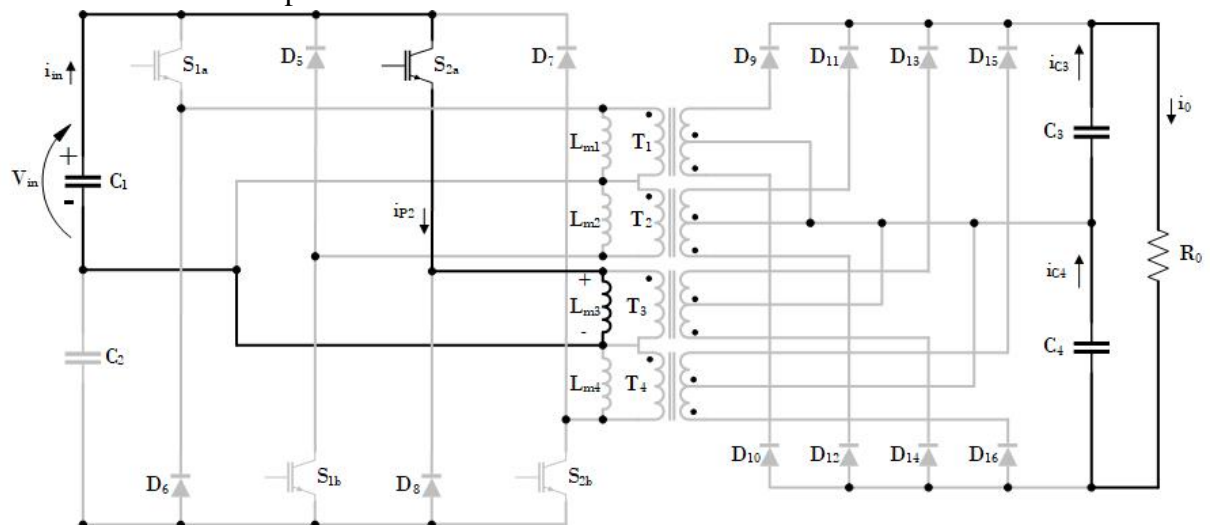
Figura 30 – Quarta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.



Fonte: Próprio Autor.

Quinta Etapa (Δt_5): O interruptor S_{2a} está conduzindo. A indutância magnetizante do Flyback 2, L_{m3} , armazena energia vinda do capacitor de entrada, C_1 . A energia armazenada nas indutâncias magnetizantes do Flyback 1 é zero. Os capacitores C_3 e C_4 estão fornecendo energia para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 31.

Figura 31 – Quinta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.

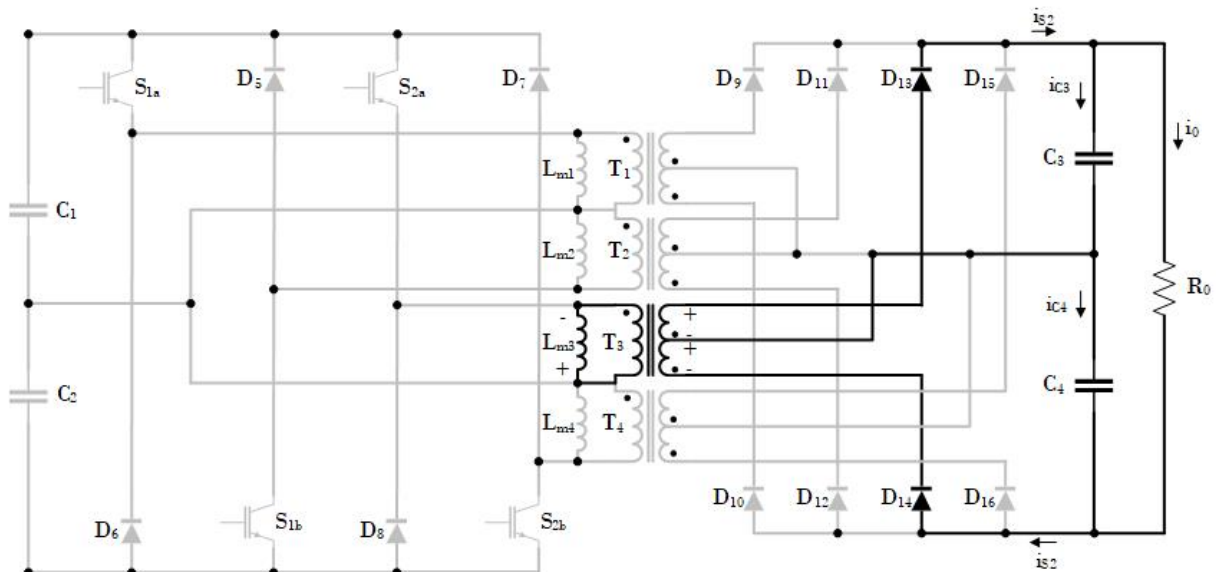


Fonte: Próprio Autor.

Sexta Etapa (Δt_6): Na sexta etapa de operação do semiciclo positivo da rede não há fluxo de energia dos capacitores de entrada para os Flybacks, todos os interruptores estão

bloqueados e apenas a indutância magnetizante, L_{m3} , ainda possui energia armazenada. Os diodos D_{13} e D_{14} estão polarizados diretamente. O Flyback 2, por meio do transformador T_3 , está fornecendo energia para os capacitores de saída C_3 e C_4 e também para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 32.

Figura 32 – Sexta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo positivo.



Fonte: Próprio Autor.

Neste momento será analisado qualitativamente as etapas de operação do conversor proposto no semiciclo negativo da rede, onde o fluxo de energia da fonte para a carga segue um caminho antagônico ao que é mostrado nas etapas de operação no semiciclo positivo da rede.

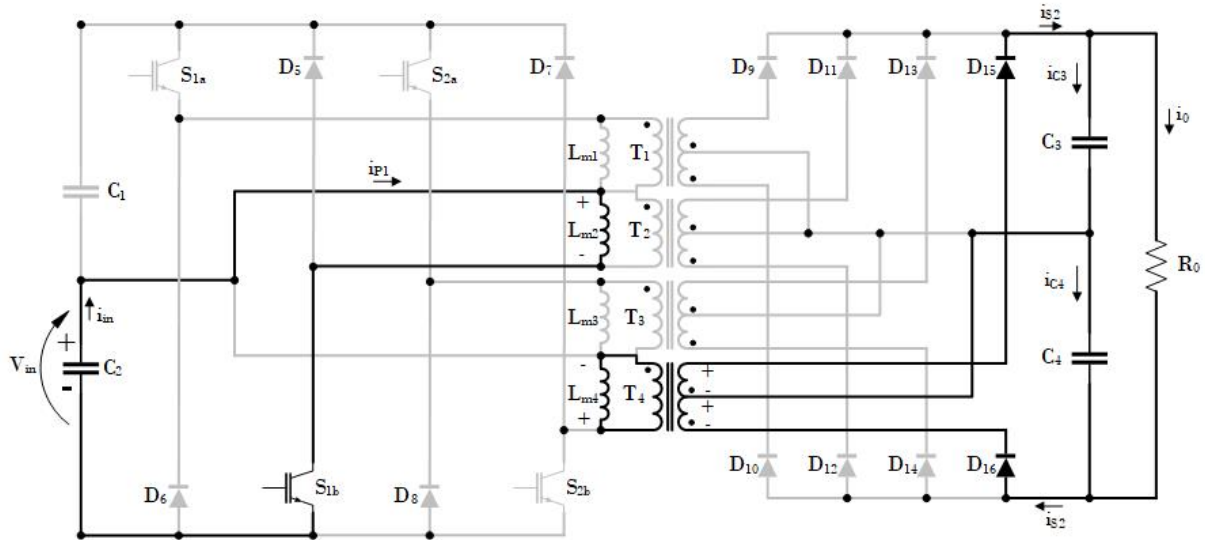
Ao invés de ser usado o capacitor de entrada C_1 é usado o capacitor de entrada C_2 como uma fonte de energia CC.

Será utilizado apenas os interruptores S_{1b} e S_{2b} e os transformadores T_2 e T_4 para os Flybacks 1 e 2, respectivamente, para realizar a transferência de energia do barramento CC para os capacitores de saída e para a carga.

B. Etapas para o semiciclo negativo da rede elétrica:

Primeira Etapa (Δt_1): Na primeira etapa de operação do semiciclo negativo da rede elétrica o interruptor S_{1b} está conduzindo e o interruptor S_{2b} está bloqueado. A indutância magnetizante do Flyback 1, L_{m2} , armazena energia fornecida pelo capacitor de entrada, C_2 . Os diodos D_{15} e D_{16} estão polarizados diretamente. O Flyback 2, por meio do transformador T_4 está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 33.

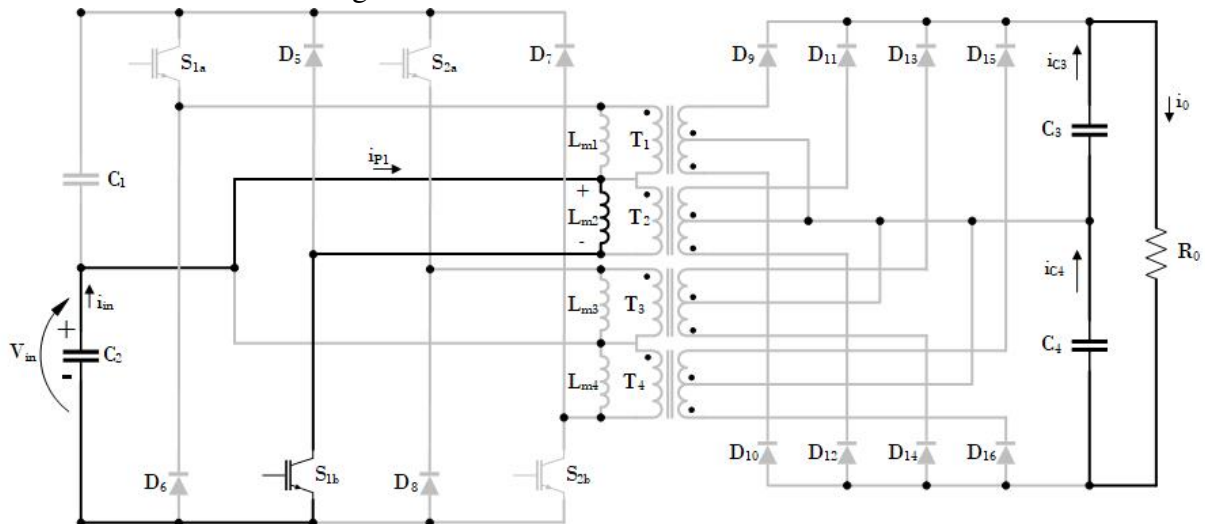
Figura 33 – Primeira etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.



Fonte: Próprio Autor.

Segunda Etapa (Δt_2): Na segunda etapa de operação do semiciclo negativo da rede o interruptor S_{1b} está conduzindo. A indutância magnetizante do Flyback 1, L_{m2} , armazena energia vinda do capacitor de entrada, C_2 . A energia armazenada nas indutâncias magnetizantes do Flyback 2 é zero. Os capacitores C_3 e C_4 estão fornecendo energia para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 34.

Figura 34 – Segunda etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.

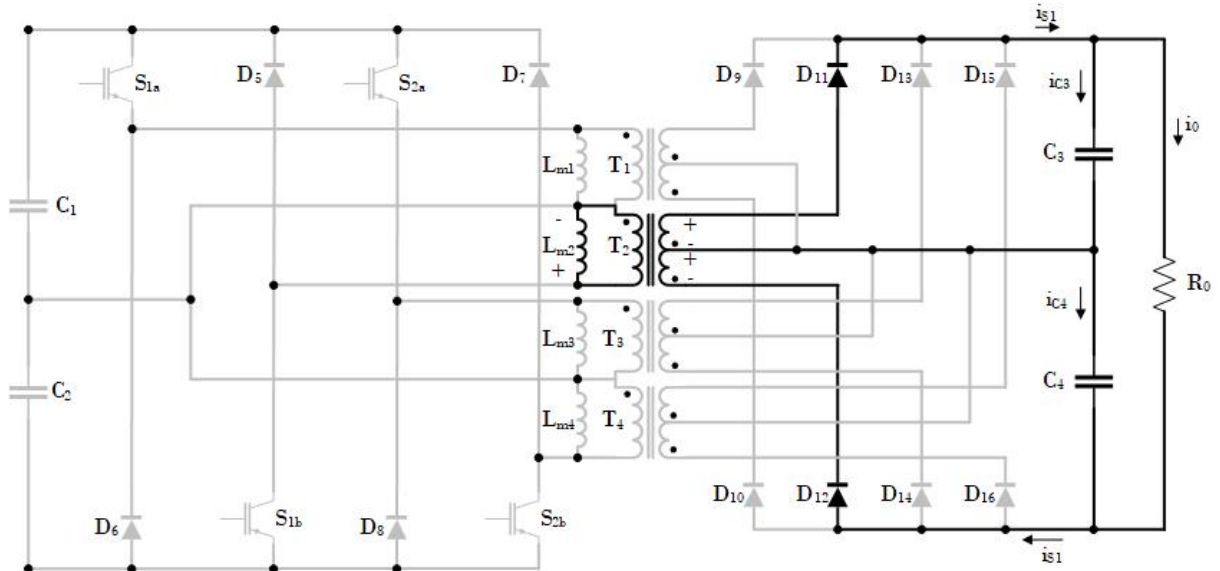


Fonte: Próprio Autor.

Terceira Etapa (Δt_3): Na terceira etapa de operação do semiciclo negativo da rede todos os interruptores estão bloqueados. Os diodos D_{11} e D_{12} , estão em condução. O Flyback 1, por meio do transformador T_2 , está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também

para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 35.

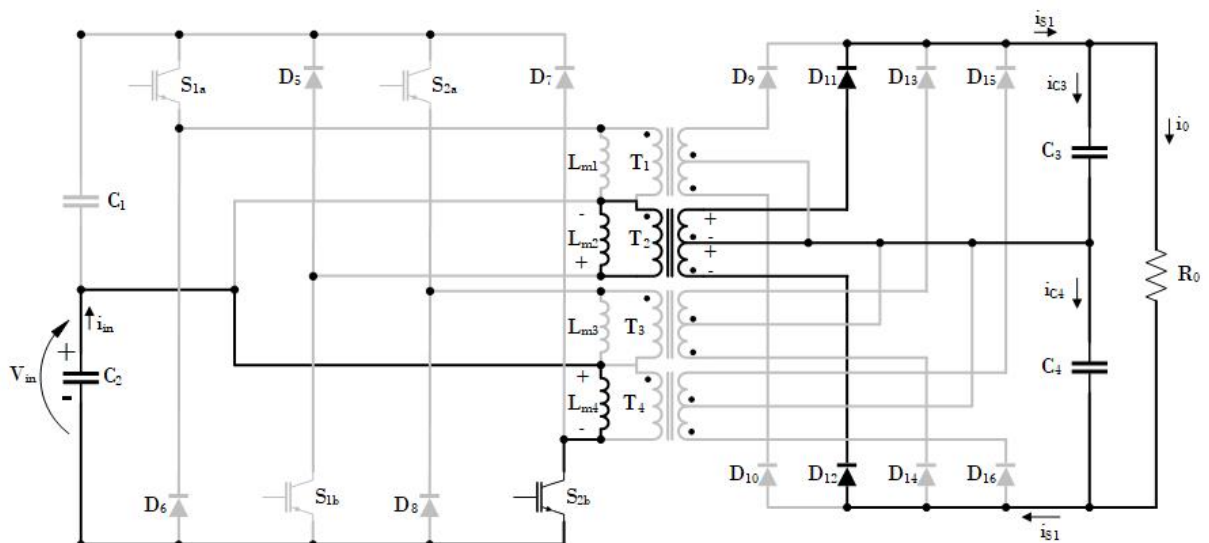
Figura 35 – Terceira etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.



Fonte: Próprio Autor.

Quarta Etapa (Δt_4): Na quarta etapa de operação do semiciclo negativo da rede o interruptor S_{1b} está bloqueado. A indutância magnetizante do Flyback 2, L_{m4} , armazena energia vinda do capacitor de entrada, C_2 . Os diodos D_{11} e D_{12} estão polarizados diretamente. O Flyback 1, por meio do transformador T_2 , está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 36.

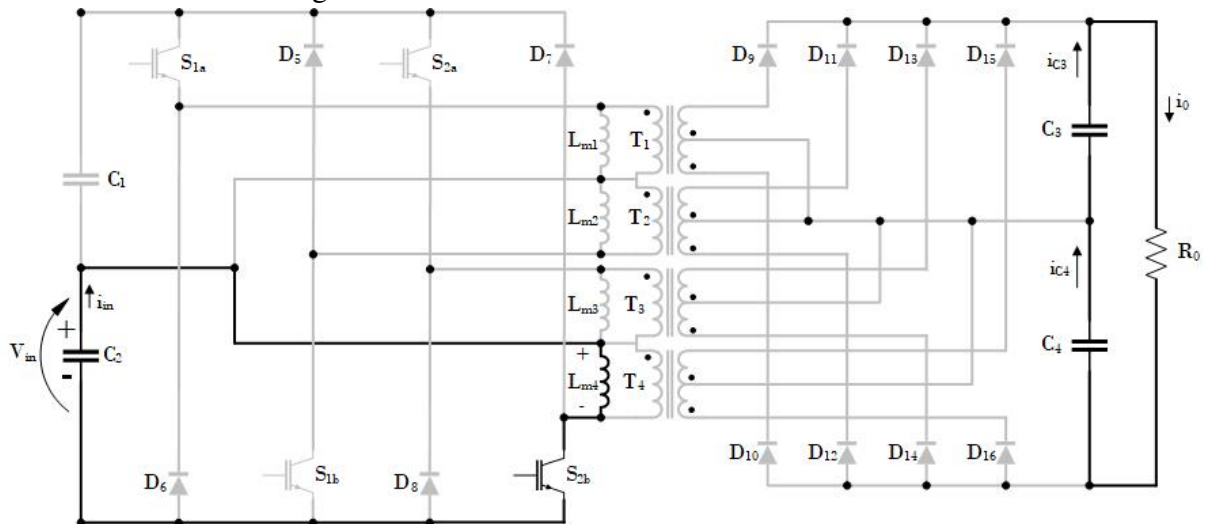
Figura 36 – Quarta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.



Fonte: Próprio Autor.

Quinta Etapa (Δt_5): Na quinta etapa de operação o interruptor S_{2b} está conduzindo. A indutância magnetizante do Flyback 2, L_{m4} , armazena energia do capacitor de entrada, C_2 . A energia armazenada nas indutâncias magnetizantes do Flyback 1 é zero. Os capacitores C_3 e C_4 estão fornecendo energia para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 37.

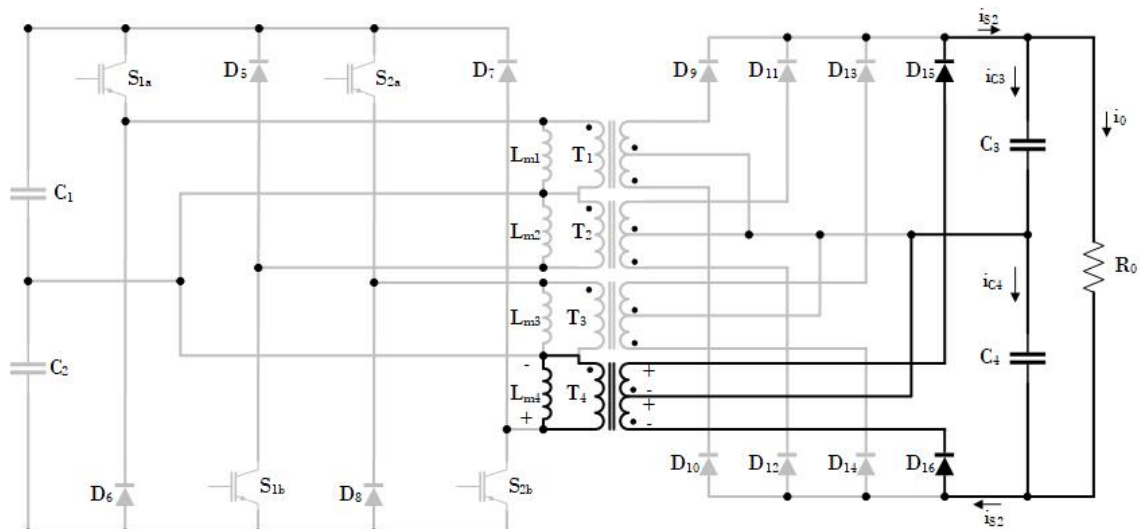
Figura 37 – Quinta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.



Fonte: Próprio Autor.

Sexta Etapa (Δt_6): Na sexta etapa de operação do semiciclo negativo da rede todos os interruptores estão bloqueados. Os diodos D_{15} e D_{16} estão polarizados diretamente e conduzindo. O Flyback 2, por meio do transformador T_4 , está fornecendo energia para os capacitores C_3 e C_4 e também para a carga R_0 , como é mostrado na Figura 38.

Figura 38 – Sexta etapa de operação do conversor proposto para tensão de entrada de 110V no semiciclo negativo.

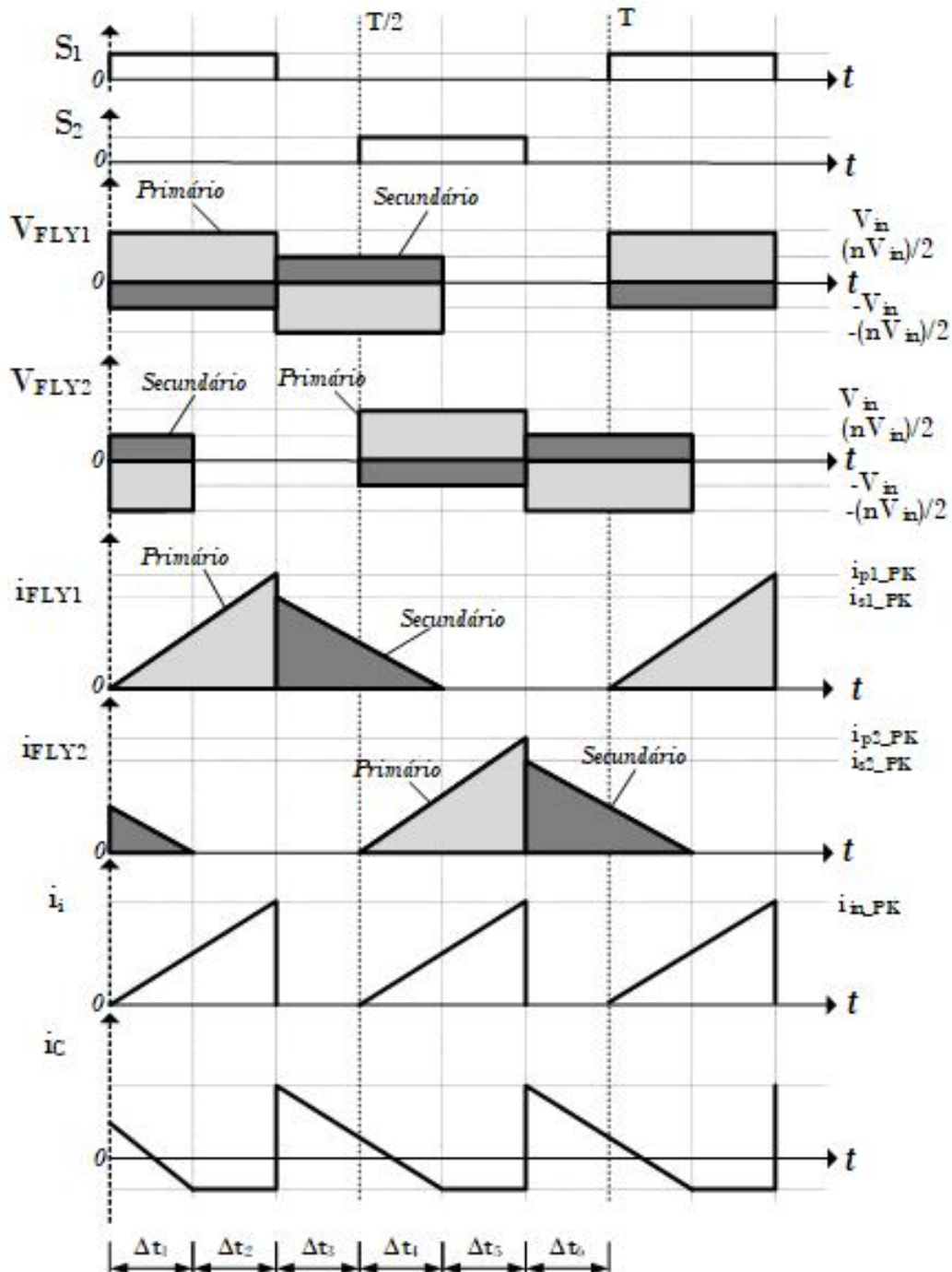


Fonte: Próprio Autor.

2.2.3 Principais formas de onda

As formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes para a configuração de 220V e 110V estão representados na Figura 39. Foram apresentados a corrente no capacitor de saída (C_3 e C_4), a corrente de entrada (i_{in}), as correntes e tensões nos Flybacks 1 e 2 e os pulsos de acionamento das chaves dos dois Flybacks.

Figura 39 – Principais formas de onda do conversor proposto com tensão de entrada de 220V e 110V.



Fonte: Próprio autor.

2.3 Análise quantitativa do conversor

A análise matemática desenvolvida a seguir é válida tanto para a tensão de entrada de 220V quanto para a tensão de entrada de 110V.

2.3.1 Equações preliminares

Para o estudo do conversor operando em modo de condução crítica é tomado como base a nota de aplicação Adragna (2003), que desenvolve equações para aplicação em conversor Flyback com PFC.

Primeiramente faz-se necessário estabelecer alguns parâmetros que serão importantes no desenvolvimento das equações do projeto:

A potência de saída do conversor é definida como:

$$P_0 = V_0 \cdot I_0 \quad (2.1)$$

Onde, V_0 representa a tensão de saída e I_0 representa a corrente de saída.

De acordo com a potência de saída é possível relacionar com a potência de entrada:

$$P_{in} = \frac{P_0}{\eta} \quad (2.2)$$

Onde, η é o rendimento do conversor.

Além disso, são definidas as tensões de pico de entrada máxima e mínima de acordo com as tensões máxima e mínima da rede.

$$V_{PKmin} = \sqrt{2} \cdot V_{redemin} \quad (2.3)$$

$$V_{PKmax} = \sqrt{2} \cdot V_{redemax} \quad (2.4)$$

O parâmetro K_v é definido como sendo a relação entre os valores da tensão de pico de entrada e a tensão referida do secundário ao lado primário, pois, tanto a frequência quanto o fator de potência dependem dessa grandeza.

$$K_{vmin} = \frac{V_{PKmin}}{V_r} \quad (2.5)$$

$$K_{vmax} = \frac{V_{PKmax}}{V_r} \quad (2.6)$$

Onde, V_r é a tensão do secundário referido para o lado primário do transformador.

Como o conversor opera no modo crítico, a relação entre as tensões de entrada e saída é a mesma do conversor operando em modo de condução contínua.

Segundo a referência indicada anteriormente, é introduzida a função F2:

$$F2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^2}{1 + K_{vmin} \cdot \sin(x)} dx \quad (2.7)$$

Portando, é possível definir a corrente de pico do primário em função da metade da potência média de entrada, pois cada Flyback processa metade da potência, tensão de entrada e K_v .

$$I_{PK_p} = \frac{2 \cdot \frac{P_m}{2}}{V_{pkmin} \cdot F2} \quad (2.8)$$

A corrente eficaz ou *Root Mean Square* (RMS) no enrolamento primário é dada por:

$$I_{RMS_p} = I_{PK_p} \cdot \sqrt{\frac{F2}{3}} \quad (2.9)$$

A componente contínua no primário do transformador vale a média desta num ciclo da tensão de entrada, assim, é interessante definir a função F1 como:

$$F1 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)}{1 + K_{vmin} \cdot \sin(x)} dx \quad (2.10)$$

A componente de corrente média, do inglês *Direct Current* (DC), no primário do transformador vale:

$$I_{DC_p} = \frac{1}{2} \cdot I_{PK_p} \cdot F1 \quad (2.11)$$

A corrente média no secundário é calculada considerando-se que a corrente de pico no secundário vale n vezes a corrente de pico do primário.

A relação de espiras do transformador é descrita como:

$$n = \frac{V_r}{V_0 \cdot V_F} \quad (2.12)$$

Onde, V_F representa a queda de tensão no diodo retificador de saída.

A corrente de pico e corrente média no secundário que processa a maior potência é igual a:

$$I_{PK_s} = n \cdot I_{PK_p} \quad (2.13)$$

$$I_{DC_s} = \frac{I_{PK_s} \cdot K_{v_{min}} \cdot F2}{2} \quad (2.14)$$

Para o cálculo do valor RMS da corrente no secundário, é introduzida a função F3:

$$F3 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^3}{1 + K_{v_{min}} \cdot \sin(x)} dx \quad (2.15)$$

$$I_{RMS_s} = I_{PK_s} \cdot \sqrt{K_{v_{min}} \cdot \frac{F3}{3}} \quad (2.16)$$

O fator de potência pode ser expresso pela razão entre os valores eficazes da fundamental da corrente de entrada e a própria corrente de entrada. O fator de potência para a tensão mínima de entrada é:

$$I_{RMS} = \frac{\frac{P_{in}}{2}}{V_{redemin}} \quad (2.17)$$

$$I_{RMS_{in}} = \frac{1}{2} \cdot I_{PK_p} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin(x)}{1 + K_{v_{min}} \cdot \sin(x)} \right)^2 dx} \quad (2.18)$$

$$FP = \frac{I_{RMS}}{I_{RMS_{in}}} \quad (2.19)$$

$$PF(K_v) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot K_v + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot K_v^2 \quad (2.20)$$

As taxas de distorção harmônica da corrente de entrada, após filtrada a alta frequência, varia na seguinte faixa:

$$TDH_{K_{v_{max}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{PF(K_{v_{max}})^2} - 1} \quad (2.21)$$

$$TDH_{K_{v_{min}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{PF(K_{v_{min}})^2} - 1} \quad (2.22)$$

2.3.2 Ponte retificadora de entrada

Para determinar a escolha dos diodos da ponte retificadora de entrada (D_1, D_2, D_3 e D_4) é necessário calcular alguns parâmetros.

Primeiramente, deve-se determinar a corrente eficaz do diodo, que é igual a corrente eficaz de entrada máxima, determinada pela razão da potência total de entrada do conversor pela tensão mínima da rede, em um semiciclo da rede:

$$I_{Dx_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{in_{max}}(\omega t)^2 d\omega t} \quad (2.23)$$

Onde x representa a sequência do diodo da ponte retificadora.

Determina-se também, a corrente média do diodo, que é igual a corrente média máxima de entrada em um semiciclo da rede:

$$I_{Dx_M} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{in_{max}}(\omega t) d\omega t \quad (2.24)$$

E por último, é necessário calcular a tensão reversa máxima no diodo que é igual a tensão de pico máxima:

$$V_{Dx_{revmax}} = -V_{PKmax} \quad (2.25)$$

Posteriormente será levado em consideração as perdas de condução para especificação precisa do componente.

2.3.3 Interruptores controlados

Para o conversor proposto será adotado chaves do tipo Transistor Bipolar de Porta Isolada, do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT). Para determinação do componente é necessário calcular alguns parâmetros.

Calcula-se a corrente de coletor eficaz:

$$I_{S_{RMS}} = I_{RMS_p} \quad (2.26)$$

Calcula-se a corrente de coletor média:

$$I_{S_m} = I_{DC_p} \quad (2.27)$$

E por último, calcula-se a tensão máxima coletor-emissor:

$$V_{CE_{max}} = V_{PK_{max}} + V_r \quad (2.28)$$

Posteriormente será levado em consideração as perdas de condução e comutação para especificação precisa do componente.

2.3.4 Transformadores

Para dimensionamento dos transformadores é utilizado a teoria descrita em McLyman (2018). Primeiramente, é necessário calcular o núcleo dos transformadores, que é demonstrado na equação a seguir:

$$A_e \cdot A_w = \frac{\frac{P_0}{4} \cdot 10^4}{k_f \cdot k_u \cdot J \cdot f_{smin} \cdot \Delta B} \quad (2.29)$$

Onde, P_0 é a potência de saída do conversor, k_f representa o fator de onda, k_u representa o fator de utilização, J é a densidade de corrente, f_{smin} é a frequência mínima de chaveamento e ΔB é a variação de densidade de fluxo.

A partir dos valores encontrados determina-se os valores reais do núcleo e calcula-se o valor do entreferro:

$$l_g = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{P_{in}}{4}}{\Delta B^2 \cdot A_e \cdot \eta \cdot f_{smin}} \cdot 10^6 \quad (2.30)$$

Onde, μ_0 representa a permeabilidade do ar, P_{in} representa a potência de entrada e η representa o rendimento do conversor.

Para o núcleo do tipo EE o entreferro deve ser ajustado no valor encontrado pela Equação 2.31

$$\delta = \frac{l_g}{2} \quad (2.31)$$

Para o cálculo da indutância do primário é utilizado a seguinte expressão:

$$L_p = \frac{V_{PK_{min}} \cdot 0,95}{(1 + K_{V_{min}}) \cdot f_{smin} \cdot I_{PK_p}} \quad (2.32)$$

O fator de 0,95 é adotado para que o indutor opere realmente em modo de condução crítica.

Para a determinação do número de espiras do primário é utilizado a Equação 2.33:

$$N_p = \frac{L_p \cdot I_{PK_p} \cdot 10^4}{A_e \cdot \Delta B} \quad (2.33)$$

Consequentemente, o número de espiras no secundário pode ser expresso como:

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (2.34)$$

Onde, n é a relação de transformação do transformador.

A seguir são determinadas as seções dos condutores, em cm^2 , dos enrolamentos primário e secundário.

$$S_p = \frac{I_{RMS_p}}{J} \quad (2.35)$$

$$S_s = \frac{I_{RMS_s}}{J} \quad (2.36)$$

Com o cálculo da profundidade de penetração da corrente no condutor é possível determinar o diâmetro máximo em centímetros.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{smin}}} \quad (2.37)$$

$$D_{max} = 2 \cdot \Delta \quad (2.38)$$

2.3.5 Diodos retificadores de saída

Para determinar a escolha dos diodos de saída é necessário calcular alguns parâmetros.

Primeiramente, deve-se determinar a corrente eficaz do diodo, que é igual a corrente eficaz no secundário dividido por quatro, pois a topologia proposta utiliza quatro diodos na saída:

$$I_{D_{RMS}} = \frac{I_{RMS_s}}{4} \quad (2.39)$$

Calcula-se também a corrente média que será igual a corrente na carga dividida por quatro, pois a topologia proposta utiliza quatro diodos na saída:

$$I_{D_m} = \frac{I_0}{4} \quad (2.40)$$

E também é necessário calcular a tensão reversa máxima:

$$V_{revmax} = \frac{V_{PKmax}}{2 \cdot n} + V_0 \quad (2.41)$$

Posteriormente será levado em consideração as perdas de condução nos diodos para especificação do dissipador de calor.

2.3.6 Capacitores de saída

A Equação que determina o capacitor de saída foi retirada de (TODD, 1999) e é expressa a seguir:

$$C_{0eq} = \frac{2 \cdot P_0 \cdot \Delta t}{V_0^2 - V_{descarga}^2} \quad (2.42)$$

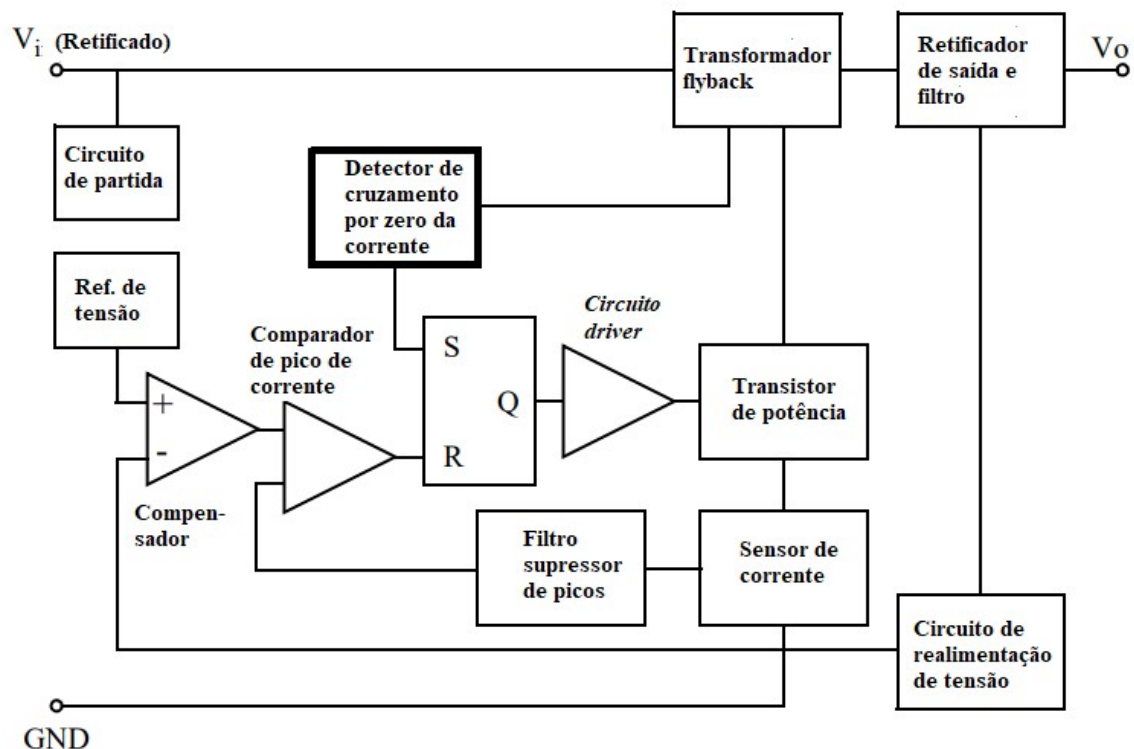
Onde, Δt representa o *Hold-up time* e $V_{descarga}$ é a tensão de descarga na saída.

2.4 Estratégia de controle

O ciclo de controle do conversor proposto para um alto fator de potência é baseado na técnica apresentada em Adragna e Gattavari (2003).

O controle por corrente crítica, que normalmente é implementado nos circuitos integrados dedicados, como é mostrado na Figura 40, o mesmo consiste de um detector de cruzamento por zero da corrente no primário do transformador, um compensador de tensão, um comparador, um filtro supressor de picos da amostra da corrente, um sensor de corrente, um circuito de acionamento do transistor, um circuito de realimentação da tensão de saída e um *flip-flop*.

Figura 40 – Diagrama de blocos do conversor Flyback em modo condução de corrente crítica.

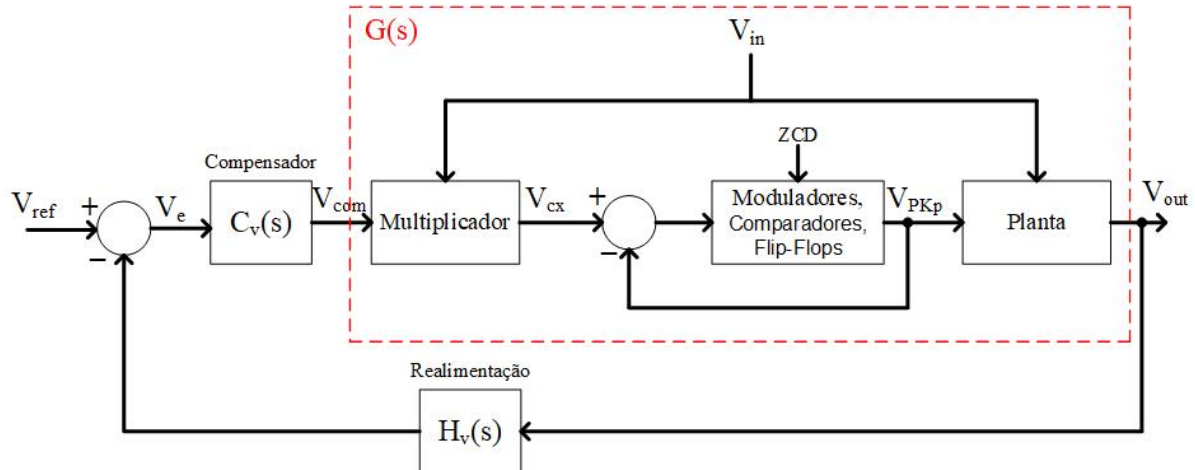


Fonte: Lidak (1998)

2.4.1 Diagrama de blocos

O diagrama de controle do conversor operando em modo de condução crítica da corrente é mostrado na Figura 41.

Figura 41 – Diagrama de blocos do controle em modo de condução crítica (a).



Fonte: Adaptado de Adragna e Gattavari (2003)

Onde $G(s)$ é o bloco que representa a planta, sensores de corrente, multiplicadores, moduladores, comparadores, *flip-flops*, etc, $H_v(s)$ é o bloco correspondente a realimentação da tensão de saída (V_{out}) e $C_v(s)$ é o compensador de tensão que está relacionado a estabilidade do sistema e rapidez da mesma.

2.5 Determinação de funções de transferência

2.5.1 Função de transferência da planta $G(s)$

Para o equacionamento da malha de controle de acordo com UNITRODE (-) é necessário, primeiramente, definir algumas expressões e parâmetros que servirão como base para a função de transferência.

O controle do conversor proposto é referenciado ao lado secundário do transformador para facilitar a realimentação da tensão de saída, o qual significa que os sensores de corrente devem ser isolados. Neste sentido, a indutância magnetizante no lado primário simbolizado por L_p deve ser referida ao lado secundário do transformador, tal como é definida pela Equação 2.43.

$$L_s = \frac{L_p}{n^2} \quad (2.43)$$

Outro parâmetro importante é o fator K que é a razão da corrente de pico do secundário, já demonstrada na Equação 2.13, e o valor máximo da tensão de controle.

$$K = \frac{I_{PK_s}}{\max V_c} \quad (2.44)$$

Portanto, a função de transferência da planta é expressa pela Equação 2.45:

$$G(s) = K \cdot \sqrt{\frac{R_0 \cdot L_s \cdot f_{smin}}{2}} \cdot \frac{(C_0 \cdot R_{se}) \cdot s + 1}{(C_0 \cdot R_0) \cdot s + 1} \quad (2.45)$$

É possível determinar os zeros (f_z) e polos (f_p) da função:

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{0eq} \cdot R_{se}} \quad (2.46)$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{0eq} \cdot R_0} \quad (2.47)$$

2.5.2 Função de transferência da realimentação de tensão de saída $H_v(s)$

A função de transferência de realimentação de tensão é um simples ganho que é expressa pela Equação 2.48:

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_0} \quad (2.48)$$

Onde, V_{ref} representa a tensão de referência do conversor e V_0 representa a tensão de saída.

A partir da determinação das expressões de $G(s)$ e $H_v(s)$ é possível estabelecer a Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA(s)) dada pela Equação 2.49:

$$FTLA(s) = G(s) \cdot H_v(s) \quad (2.49)$$

2.5.3 Funções de transferência do compensador

Para determinação do projeto do compensador de tensão de acordo com (VENABLE, 1983) deve-se seguir as etapas a seguir:

Passo 1: Traçar o diagrama de Bode da FTLA(s)

Passo 2: Determinação da frequência de cruzamento. Segundo recomendações da teoria de controle a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto deve ser menor do que um quarto da frequência de 120Hz, que é a frequência retificada no barramento

de entrada dos conversores Flybacks. A baixa frequência de cruzamento proporciona uma boa qualidade no formato da corrente de entrada, como é expresso na Equação 2.50:

$$f_c = \frac{2 \cdot f}{6} \quad (2.50)$$

Onde f é a frequência da rede elétrica igual a 60Hz .

Passo 3: Após traçar o diagrama de Bode da $FTLA(s)$, para a frequência de cruzamento definida, encontra-se a fase e o ganho, usando as expressões 2.51 e 2.52:

$$P = \arg(FTLA(f_c \cdot 2 \cdot \pi)) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (2.51)$$

$$AV = -20 \cdot \log(|FTLA(f_c \cdot 2 \cdot \pi)|) \quad (2.52)$$

Passo 4: Para projetar compensadores de conversores estáticos é recomendado adotar a margem de fase (MF) entre 45° a 90° elétricos. O mais comum na literatura técnica é adotar o valor intermediário de 60° elétricos.

Passo 5: Após encontrado a fase (P) para a frequência de cruzamento e adotado a margem de fase (MF), deve ser determinado o avanço de fase (α) usando a Equação 2.53:

$$\alpha = MF - P - 90 \quad (2.53)$$

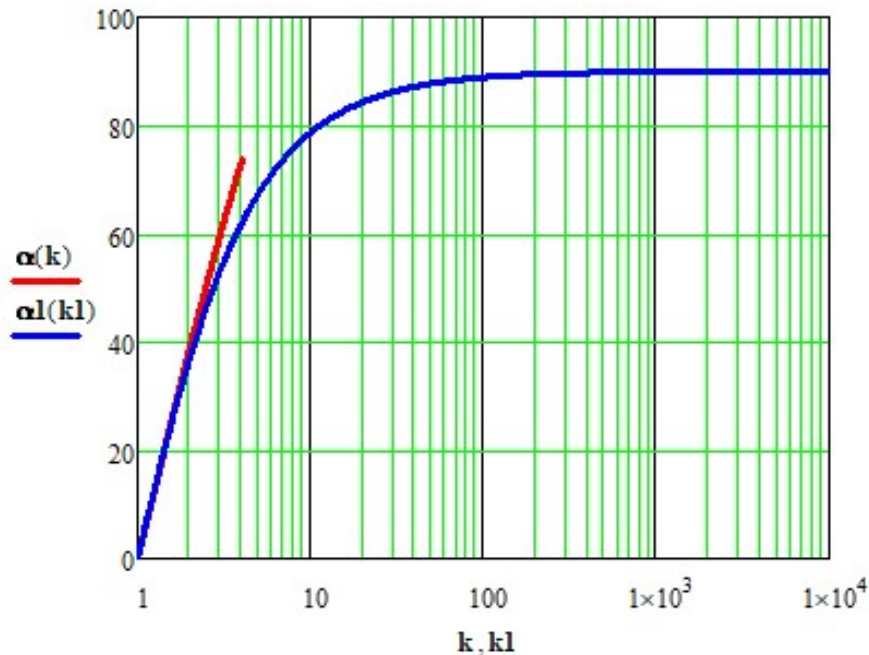
Passo 6: Com o valor α calculado, se o valor é menor que 90° elétricos é suficiente usar o compensador do Tipo 2 ou também conhecido de Proporcional-Integral com filtro. Já se o valor for maior que 90° elétricos o compensador escolhido deve ser do Tipo 3. Então, as curvas mostradas na Figura 42 correspondem ao Tipo 3 (vermelho) e ao Tipo 2 (azul). Conhecendo α basta projetar até a curva e conhecer o fator k .

As expressões que descrevem as curvas para os compensadores do Tipo 2 e Tipo 3 são mostradas nas Equações 2.54 e 2.55, respectivamente.

$$k = \tan\left(\frac{\alpha}{2} + 45\right) \quad (2.54)$$

$$k = \left[\tan\left(\frac{\alpha}{4} + 45\right)\right]^2 \quad (2.55)$$

Figura 42 – Curvas de avanço de fase em função do fator k.



Fonte: Próprio Autor.

Passo 7: Determinar o valor absoluto do ganho encontrado em *dB* para a frequência de cruzamento no Passo 3 usando a Equação 2.56:

$$G_c = 10^{\frac{|AV|}{20}} \quad (2.56)$$

Passo 8: Baseado em Lei e Man (2004) são apresentadas as equações para encontrar os componentes dos compensadores do Tipo 2 e do Tipo 3.

Assumindo um valor padrão para R_1 , de acordo com as Equações 2.57, 2.58 e 2.59 determina-se os valores para R_2 , C_1 e C_2 , para o compensador do Tipo 2, como mostra a Figura 43:

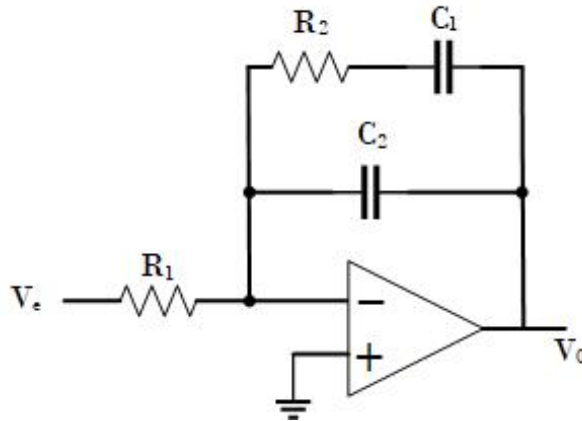
$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot G_c \cdot k \cdot R_1} \quad (2.57)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (k^2 - 1) \quad (2.58)$$

$$R_2 = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1} \quad (2.59)$$

De maneira semelhante ao compensador do Tipo 2 assumi-se um valor padrão para R_1 , de acordo com as Equações 2.60, 2.61, 2.62, 2.63 e 2.64 determina-se os valores para R_2 , R_3 ,

Figura 43 – Compensador do Tipo 2.



Fonte: (LEI; MAN, 2004)

C_1 , C_2 e C_3 , para o compensador do Tipo 3, como mostra a Figura 44:

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot G_c \cdot R_1} \quad (2.60)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (k - 1) \quad (2.61)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{k}}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1} \quad (2.62)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{k - 1} \quad (2.63)$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \sqrt{k} \cdot R_3} \quad (2.64)$$

Portanto, a função de transferência do compensador de malha de tensão é expressa por:

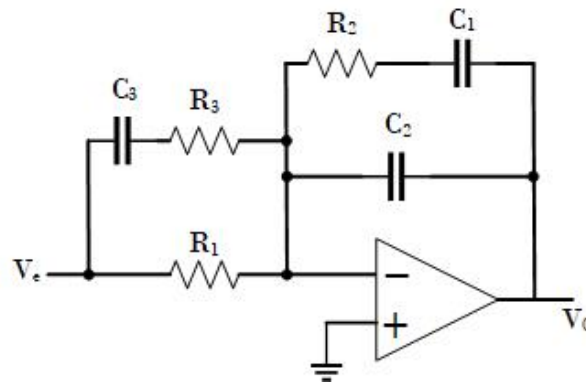
$$C_v(s) = \frac{1 + s \cdot C_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot s \cdot (C_1 + C_2 + s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)} \quad (2.65)$$

Passo 9: Finalmente, incluindo a função de transferência do compensador é verificada a frequência de cruzamento e a margem de fase, ambos adotados inicialmente.

Por fim, a função de transferência de laço aberto com compensador ($FTLA_c(s)$) do sistema é igual:

$$FTLA_c(s) = FTLA(s) \cdot C_v(s) \quad (2.66)$$

Figura 44 – Compensador do Tipo 3.



Fonte: (LEI; MAN, 2004)

2.6 Conclusão

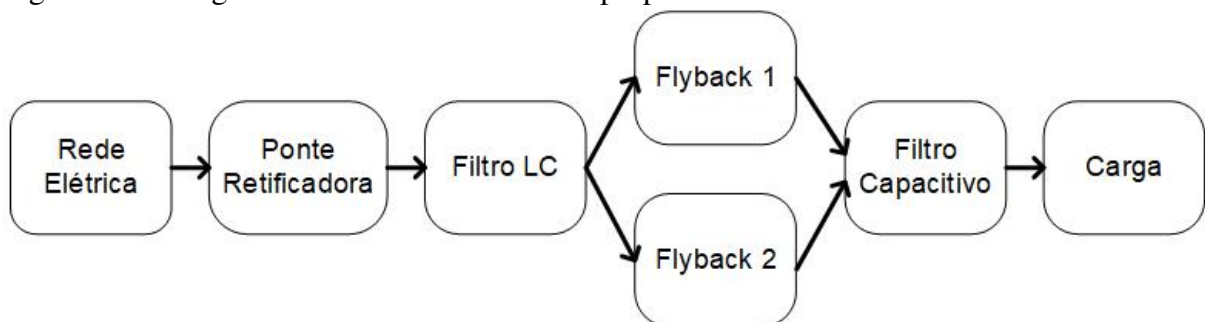
Diante disso, para o conversor proposto foram realizadas as análises qualitativas mostrando as etapas de operação. O qual mostra a divisão de corrente e tensão pelos componentes envolvidos. Também foram mostradas as formas de onda de alguns componentes, o qual proporcionam uma noção dos resultados a serem esperados por meio de simulação. São apresentados as equações de projeto para o dimensionamento do conversor proposto. Finalmente foi apresentada a estratégia de controle para realizar a correção do fator de potência e regular a tensão de saída. Para esta finalidade foi usado o controle por modo de corrente crítica, o qual permite menor circulação de correntes eficazes nos componentes e evita o aparecimento de singularidades na planta como o caso de zeros no semiplano direito.

3 EXEMPLO DE PROJETO

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um exemplo de projeto do conversor proposto que é composto por um retificador de diodos de entrada, um filtro LC de entrada, dois conversores Flybacks de duas chaves com dois transformadores cada um e um filtro capacitivo na saída resultante da combinação de capacitores em série. O dimensionamento dos componentes está baseado na determinação de esforços de corrente e de tensão neles. O intercalamento é feito por dois conversores Flybacks e por ambos processarem a mesma potência o dimensionamento será feito por um conversor Flyback processando metade da potência. Porém o retificador de entrada, o filtro LC de entrada e o capacitor filtro de saída é dimensionado para a potência total.

Figura 45 – Diagrama de blocos do conversor proposto.



Fonte: Próprio Autor.

3.2 Especificações e considerações

A seguir são indicadas as especificações de entrada e saída do conversor proposto que opera em modo de condução crítica e com correção de fator de potência.

3.2.1 Especificações

Para a tensão de entrada nominal de 220V é considerada a variação da mesma de +/-40% e para a tensão de entrada nominal de 110V é considerada a variação da mesma de +/-55%.

Também são dadas as especificações de saída do conversor Flyback proposto com correção de fator de potência operando em modo de condução crítica.

Tabela 1 – Especificações do conversor proposto

Grandeza	220V	110V
Tensão mínima ($V_{redemin}$)	176 V	90 V
Tensão máxima ($V_{redemax}$)	264 V	150 V
Frequência (f)	60 Hz	
Tensão de saída (V_0)	250 V	
Corrente de saída (I_0)	4 A	

Fonte: Próprio Autor

3.2.2 Considerações de projeto

As considerações de projeto são:

Tabela 2 – Considerações de projeto do conversor proposto

Grandeza	Valor
Rendimento (η)	0,9
Frequência de chaveamento mínima (f_{smin})	30000 Hz
Permeabilidade do ar (μ_0)	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{T \cdot m}{A}$
Tensão do secundário referida para o lado primário (V_r)	150 V
Queda de tensão no diodo (V_f)	1,5 V
Potência de saída do conversor (P_0)	1000 W
Potência de entrada (P_{in})	1111,11 W

Fonte: Próprio Autor

3.3 Determinação de parâmetros do circuito de potência

A seguir são determinados os parâmetros de projeto do conversor para os níveis de tensão de entrada de 110V e 220V.

3.3.1 Cálculos para $V_{in} = 220V$

O dimensionamento será feito de acordo com as equações apresentadas na Seção 2.4:

As grandezas para as tensões de entrada máxima e mínima são apresentadas a seguir:

$$V_{PKmin} = \sqrt{2} \cdot V_{redemin} = \sqrt{2} \cdot 176 = 248,90V \quad (3.1)$$

$$V_{PKmax} = \sqrt{2} \cdot V_{redemax} = \sqrt{2} \cdot 264 = 373,35V \quad (3.2)$$

Determinação do parâmetro K_v .

$$K_{vmin} = \frac{V_{PKmin}}{V_r} = \frac{248,90}{150} = 1,66 \quad (3.3)$$

$$K_{vmax} = \frac{V_{PKmax}}{V_r} = \frac{373,35}{150} = 2,49 \quad (3.4)$$

Cálculo da função F2:

$$F2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^2}{1 + K_{vmin} \cdot \sin(x)} dx = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^2}{1 + 1,66 \cdot \sin(x)} dx = 0,211 \quad (3.5)$$

A corrente de pico do primário:

$$I_{PKp} = \frac{2 \cdot \frac{P_{in}}{2}}{V_{pkmin} \cdot F2} = \frac{2 \cdot \frac{1111,11}{2}}{248,90 \cdot 0,211} = 21,17A \quad (3.6)$$

A corrente eficaz no enrolamento primário:

$$I_{RMSp} = I_{PKp} \cdot \sqrt{\frac{F2}{3}} = 21,17 \cdot \sqrt{\frac{0,211}{3}} = 5,61A \quad (3.7)$$

Determinação da função F1:

$$F1 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)}{1 + K_{vmin} \cdot \sin(x)} dx = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)}{1 + 1,66 \cdot \sin(x)} dx = 0,286 \quad (3.8)$$

A corrente média no primário:

$$I_{DCp} = \frac{1}{2} \cdot I_{PKp} \cdot F1 = \frac{1}{2} \cdot 21,17 \cdot 0,286 = 3,03A \quad (3.9)$$

A relação de transformação do transformador é igual a:

$$n = \frac{V_r}{V_0 \cdot V_F} = \frac{150}{250 \cdot 1,5} = 0,6 \quad (3.10)$$

A corrente de pico e corrente média no secundário:

$$I_{PKs} = n \cdot I_{PKp} = 0,6 \cdot 21,17 = 12,7A \quad (3.11)$$

$$I_{DC_s} = \frac{I_{PK_s} \cdot K_{v_{min}} \cdot F2}{2} = \frac{12,7 \cdot 1,66 \cdot 0,211}{2} = 2,22A \quad (3.12)$$

Determinação da função F3:

$$F3 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^3}{1 + K_{v_{min}} \cdot \sin(x)} dx = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^3}{1 + 1,66 \cdot \sin(x)} dx = 0,174 \quad (3.13)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário:

$$I_{RMS_s} = I_{PK_s} \cdot \sqrt{K_{v_{min}} \cdot \frac{F3}{3}} = 12,7 \cdot \sqrt{1,66 \cdot \frac{0,174}{3}} = 3,94A \quad (3.14)$$

A corrente eficaz da rede:

$$I_{RMS} = \frac{\frac{P_{in}}{2}}{V_{redemin}} = \frac{\frac{1111,11}{2}}{176} = 3,17A \quad (3.15)$$

A corrente eficaz na entrada do conversor:

$$I_{RMS_{in}} = \frac{1}{2} \cdot I_{PK_p} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin(x)}{1 + K_{v_{min}} \cdot \sin(x)} \right)^2 dx} \quad (3.16)$$

$$I_{RMS_{in}} = \frac{1}{2} \cdot 21,17 \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin(x)}{1 + 1,66 \cdot \sin(x)} \right)^2 dx} = 3,2A$$

O fator de potência:

$$FP = \frac{I_{RMS}}{I_{RMS_{in}}} = \frac{3,17}{3,2} = 0,991 \quad (3.17)$$

Determinação do fator de potência em função de $K_{v_{min}}$ e $K_{v_{max}}$

$$PF(K_{v_{min}}) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot K_{v_{min}} + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot K_{v_{min}}^2 \quad (3.18)$$

$$PF(K_{v_{min}}) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,66 + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot 1,66^2 = 0,987$$

$$PF(K_{v_{max}}) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot K_{v_{max}} + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot K_{v_{max}}^2 \quad (3.19)$$

$$PF(K_{v_{max}}) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,49 + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot 2,49^2 = 0,982$$

As taxas de distorção harmônica da corrente de entrada:

$$TDH_{K_{v_{max}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{PF(K_{v_{max}})^2} - 1} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{0,982^2} - 1} = 19,26\% \quad (3.20)$$

$$TDH_{K_{v_{min}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{PF(K_{v_{min}})^2} - 1} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{0,987^2} - 1} = 15,96\% \quad (3.21)$$

3.3.2 Cálculos para $V_{in} = 110V$

O dimensionamento será feito de acordo com as equações apresentadas na Seção 2.4:

As grandezas para as tensões de entrada máxima e mínima são apresentadas a seguir:

$$V_{PKmin} = \sqrt{2} \cdot V_{redemin} = \sqrt{2} \cdot 90 = 127,28V \quad (3.22)$$

$$V_{PKmax} = \sqrt{2} \cdot V_{redemax} = \sqrt{2} \cdot 150 = 212,13V \quad (3.23)$$

Determinação do parâmetro K_v .

$$K_{vmin} = \frac{V_{PKmin}}{V_r} = \frac{127,28}{150} = 0,85 \quad (3.24)$$

$$K_{vmax} = \frac{V_{PKmax}}{V_r} = \frac{212,13}{150} = 1,41 \quad (3.25)$$

Cálculo da função F2:

$$F2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^2}{1 + K_{vmin} \cdot \sin(x)} dx = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^2}{1 + 0,85 \cdot \sin(x)} dx = 0,293 \quad (3.26)$$

A corrente de pico do primário:

$$I_{PKp} = \frac{2 \cdot \frac{P_{in}}{2}}{V_{pkmin} \cdot F2} = \frac{2 \cdot \frac{1111,11}{2}}{127,28 \cdot 0,293} = 29,79A \quad (3.27)$$

A corrente eficaz no enrolamento primário:

$$I_{RMSp} = I_{PKp} \cdot \sqrt{\frac{F2}{3}} = 29,79 \cdot \sqrt{\frac{0,293}{3}} = 9,31A \quad (3.28)$$

Determinação da função F1:

$$F1 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)}{1 + K_{vmin} \cdot \sin(x)} dx = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)}{1 + 0,85 \cdot \sin(x)} dx = 0,388 \quad (3.29)$$

A corrente média no primário:

$$I_{DCp} = \frac{1}{2} \cdot I_{PKp} \cdot F1 = \frac{1}{2} \cdot 29,79 \cdot 0,388 = 5,78A \quad (3.30)$$

A relação de transformação do transformador é igual a:

$$n = \frac{V_r}{V_0 \cdot V_F} = \frac{150}{250 \cdot 1,5} = 0,6 \quad (3.31)$$

A corrente de pico e corrente média no secundário:

$$I_{PK_s} = n \cdot I_{PK_p} = 0,6 \cdot 29,79 = 17,87A \quad (3.32)$$

$$I_{DC_s} = \frac{I_{PK_s} \cdot K_{v_{min}} \cdot F2}{2} = \frac{17,87 \cdot 0,85 \cdot 0,293}{2} = 2,23A \quad (3.33)$$

Determinação da função F3:

$$F3 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^3}{1 + K_{v_{min}} \cdot \sin(x)} dx = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sin(x)^3}{1 + 0,85 \cdot \sin(x)} dx = 0,244 \quad (3.34)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário:

$$I_{RMS_s} = I_{PK_s} \cdot \sqrt{K_{v_{min}} \cdot \frac{F3}{3}} = 17,87 \cdot \sqrt{0,85 \cdot \frac{0,244}{3}} = 4,7A \quad (3.35)$$

A corrente eficaz da rede:

$$I_{RMS} = \frac{P_{in}}{2 \cdot V_{redemin}} = \frac{1111,11}{2 \cdot 90} = 6,17A \quad (3.36)$$

A corrente eficaz na entrada do conversor:

$$I_{RMS_{in}} = \frac{1}{2} \cdot I_{PK_p} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin(x)}{1 + K_{v_{min}} \cdot \sin(x)} \right)^2 dx} \quad (3.37)$$

$$I_{RMS_{in}} = \frac{1}{2} \cdot 29,79 \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin(x)}{1 + 0,85 \cdot \sin(x)} \right)^2 dx} = 6,21A$$

O fator de potência:

$$FP = \frac{I_{RMS}}{I_{RMS_{in}}} = \frac{6,17}{6,21} = 0,994 \quad (3.38)$$

Determinação do fator de potência em função de $K_{v_{min}}$ e $K_{v_{max}}$

$$PF(K_{v_{min}}) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot K_{v_{min}} + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot K_{v_{min}}^2 \quad (3.39)$$

$$PF(K_{v_{min}}) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,85 + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,85^2 = 0,993$$

$$PF(K_{v_{max}}) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot K_{v_{max}} + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot K_{v_{max}}^2 \quad (3.40)$$

$$PF(K_{v_{max}}) = 1 - 8,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,41 + 3,4 \cdot 10^{-4} \cdot 1,41^2 = 0,989$$

As taxas de distorção harmônica da corrente de entrada:

$$TDH_{K_{v_{max}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{PF(K_{v_{max}})^2} - 1} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{0,989^2} - 1} = 14,08\% \quad (3.41)$$

$$TDH_{K_{v_{min}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{PF(K_{v_{min}})^2} - 1} = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{0,993^2} - 1} = 11,57\% \quad (3.42)$$

3.4 Dimensionamento dos componentes de potência

Neste item são dimensionados os componentes do conversor proposto.

3.4.1 Ponte retificadora de entrada

A partir das equações apresentadas da Seção 2.3.2 e dos valores calculados na Seção 3.3 é possível determinar a ponte retificadora que será utilizada na entrada do conversor.

Determinando a corrente eficaz do diodo, que é igual a corrente eficaz de entrada máxima, determinada pela razão da potência total de entrada do conversor pela tensão mínima da rede, em um semiciclo da rede:

$$I_{Dx_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi I_{in_{max}}(\omega t)^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi 17,46(\omega t)^2 d\omega t} = 8,73A \quad (3.43)$$

Onde x representa a sequência do diodo da ponte retificadora.

Determinando a corrente média do diodo, que é igual a corrente média máxima de entrada em um semiciclo da rede:

$$I_{Dx_M} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi I_{in_{max}}(\omega t) d\omega t = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi 17,46(\omega t) d\omega t = 5,56A \quad (3.44)$$

E por último, calculando a tensão reversa máxima no diodo que é igual a tensão de pico máxima:

$$V_{Dx_{revmax}} = -V_{PKmax} = -373,35V \quad (3.45)$$

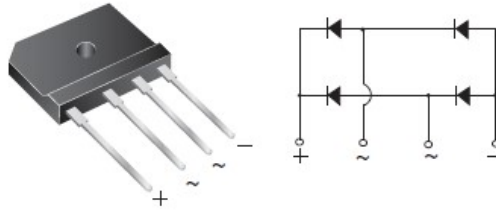
Para a ponte retificadora foi adotado o modelo GSIB2580N, como mostra a Figura 46, do fabricante *Vishay General Semiconductor*, (VISHAY, 2011), cujos dados são apresentados a seguir:

Tabela 3 – Especificações da ponte retificadora de entrada

Grandeza	Valor
Máxima tensão reversa (V_{RRM})	800 V
Máxima corrente média (I_{FN})	12,5 A
Tensão em condução (V_{FN})	1 V
Resistência térmica entre junção-cápsula ($R_{D_{jc}}$)	1 °C/W

Fonte: (VISHAY, 2011)

Figura 46 – Encapsulamento da ponte retificadora GSIB2580N.



Fonte: (VISHAY, 2011)

A perda de potência de condução na ponte retificadora é dada pela seguinte expressão:

$$P_{D_{cond}} = V_{FO} \cdot I_{DM} + \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{FN}} \cdot I_{D_{RMS}}^2 = 0,5 \cdot 5,56 + \frac{1 - 0,5}{12,5} \cdot 8,73^2 = 5,83W \quad (3.46)$$

A perda de potência na comutação dos diodos da ponte retificadora é aproximadamente igual a zero. Neste modo a corrente através dos diodos durante o bloqueio é zero.

$$P_{D_{com}} = 0 \quad (3.47)$$

A perda total é igual a:

$$P_{D_{tot}} = P_{D_{cond}} + P_{D_{com}} = 5,83 + 0 = 5,83W \quad (3.48)$$

Assumindo a temperatura máxima de operação da junção de $T_j = 100^\circ C$, a temperatura da junção do diodo da ponte retificadora é igual a:

$$T_D = T_j - P_{D_{tot}} \cdot R_{D_{jc}} = 100 - 5,83 \cdot 1 = 94,17^\circ C \quad (3.49)$$

Tomando como base uma temperatura ambiente máxima de $T_a = 40^\circ C$, a resistência térmica do dissipador é:

$$R_D = \frac{T_D - T_a}{P_{D_{tot}}} = \frac{94,17 - 40}{5,83} = 9,29^\circ C/W \quad (3.50)$$

3.4.2 Interruptores controlados

A partir das equações apresentadas da Seção 2.3.3 e dos valores calculados na Seção 3.3 é possível determinar os interruptores que serão utilizados no conversor.

Para a corrente eficaz do primário será escolhida referente a tensão de entrada de 110V por possuir um valor maior:

$$I_{S_{RMS}} = I_{RMS_p} = 9,31A \quad (3.51)$$

Para a corrente média será escolhida referente a tensão de entrada de 110V por possuir um valor maior:

$$I_{S_m} = I_{DC_p} = 5,78A \quad (3.52)$$

Para a tensão de pico máxima será escolhida referente a tensão de entrada de 220V por possuir um valor maior:

$$V_{CE_{max}} = V_{PK_{max}} + V_r = 373,35 + 150 = 523,35V \quad (3.53)$$

Para os interruptores controlados foi adotado o IGBT, cujo modelo é IRGP50B60PD, como mostra a Figura 47, do fabricante *infineon*, (INFINEON, 2004), cujos dados são apresentados a seguir:

Tabela 4 – Especificações dos interruptores controlados

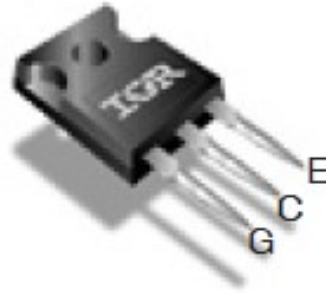
Grandeza	Valor
Queda de tensão no limiar do IGBT (V_{ceo})	1 V
Queda de tensão coletor-emissor (V_{cen})	2,5 V
Corrente média no coletor (I_{cn})	33 A
Tempo de descida (t_{fn})	43 ns
Tempo de subida (t_{rn})	26 ns
Resistência térmica por junção ($R_{S_{jc}}$)	0,32 °C/W
Resistência térmica por junção ($R_{S_{cd}}$)	0,5 °C/W

Fonte: (INFINEON, 2004)

A perda de potência de condução no interruptor é dada pela seguinte expressão:

$$P_{S_{cond}} = \frac{V_{cen} - V_{ceo}}{I_{cn}} \cdot I_{C_{IGBT_{RMS}}}^2 + V_{ceo} \cdot I_{C_{IGBT_m}} = \frac{2,5 - 1}{33} \cdot 9,13^2 + 1 \cdot 5,78 = 9,57W \quad (3.54)$$

Figura 47 – Encapsulamento do IGBT IRGP50B60PD.



Fonte: (INFINEON, 2004)

As perdas de comutação que ocorrem na condução e no bloqueio são aproximadas usando a seguinte expressão:

$$P_{S_{com}} = \frac{1}{2} \cdot V_{CE_{max}} \cdot I_{C_{IGBT_{RMS}}} \cdot (t_{fn} + t_{rn}) \cdot f_{smin} = \frac{1}{2} \cdot 523,35 \cdot 9,13 \cdot 69 \cdot 10^{-9} \cdot 30000 = 4,95W \quad (3.55)$$

A perda total será:

$$P_{S_{tot}} = P_{S_{cond}} + P_{S_{com}} = 9,57 + 4,95 = 14,52W \quad (3.56)$$

Assumindo a temperatura máxima de operação da junção de $T_j = 100^\circ C$, a temperatura do dissipador é igual a:

$$T_d = T_j - P_{S_{tot}} \cdot (R_{S_{jc}} + R_{S_{cd}}) = 100 - 14,52 \cdot (0,32 + 0,5) = 90,09^\circ C \quad (3.57)$$

Tomando como base uma temperatura ambiente máxima de $T_a = 40^\circ C$, a resistência térmica do dissipador é:

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_{S_{tot}}} = \frac{90,09 - 40}{14,52} = 4,14^\circ C/W \quad (3.58)$$

3.4.3 Transformadores

A partir das equações apresentadas da Seção 2.3.4 e dos valores calculados na Seção 3.3 é possível determinar o transformador que será utilizado no conversor.

Assumindo, para o fator de onda $k_v = 0,4$, para o fator de utilização $k_u = 0,41$, para a densidade de corrente $J = 600A/cm^2$ e para a variação de densidade de fluxo $\Delta B = 0,25T$. Como serão utilizados dois transformadores para cada Flyback, no cálculo será adotado a metade do valor da potência de saída de cada Flyback. Calcula-se o produto de áreas do núcleo do

transformador:

$$A_e \cdot A_w = \frac{\frac{P_0}{4} \cdot 10^4}{k_v \cdot k_u \cdot J \cdot f_{smin} \cdot \Delta B} = \frac{250 \cdot 10^4}{0,4 \cdot 0,41 \cdot 600 \cdot 30000 \cdot 0,25} = 3,3887 \text{ cm}^4 \quad (3.59)$$

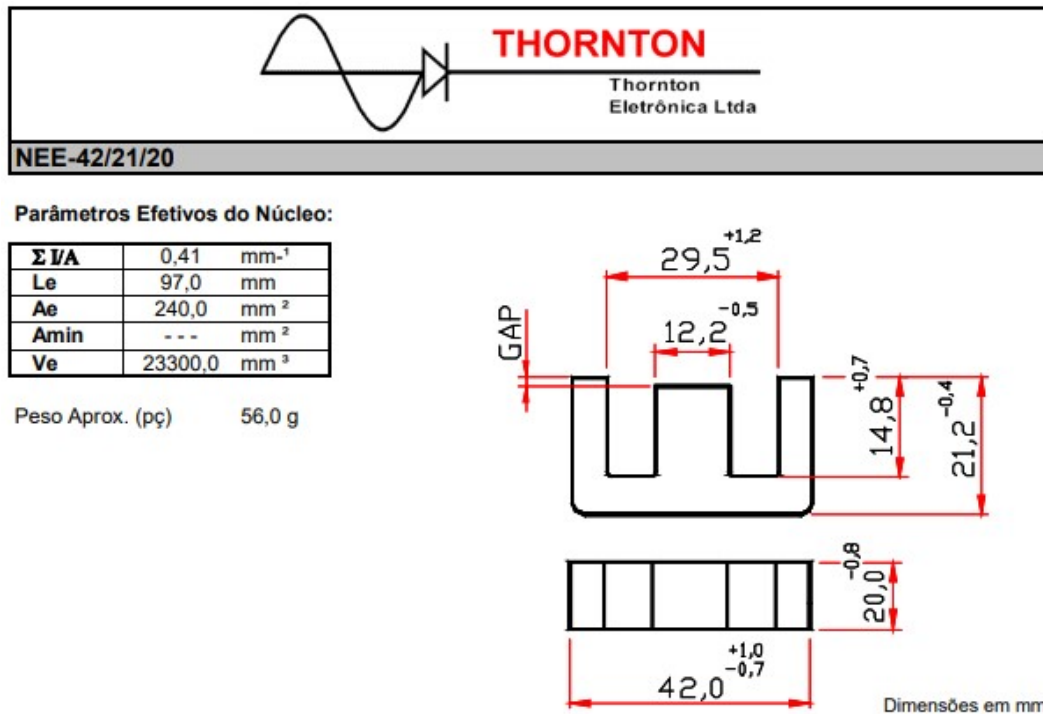
Para o produto de áreas estabelecido na Equação 3.59 será utilizado o núcleo NEE-42/21/20, como mostrado na Figura 48, do fabricante *Thornton Eletrônica LTDA*, (THORNTON, 2008). Os dados obtidos no catálogo do núcleo são:

$$A_e = 2,4 \text{ cm}^2 \quad (3.60)$$

$$A_w = 1,57 \text{ cm}^2 \quad (3.61)$$

$$A_e \cdot A_w = 3,768 \text{ cm}^4 \quad (3.62)$$

Figura 48 – Detalhe do núcleo NEE-42/21/20 da Thornton.



Fonte: (THORNTON, 2008)

O valor do entreferro total:

$$l_g = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{P_m}{4}}{\Delta B^2 \cdot A_e \cdot \eta \cdot f_{smin}} \cdot 10^6 = \frac{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 277,78}{0,25^2 \cdot 2,4 \cdot 0,9 \cdot 30000} \cdot 10^6 = 0,172 \text{ cm} \quad (3.63)$$

No núcleo com formato EE, normalmente é feito para não ter entreferro, o entreferro deve ser ajustado propositalmente na metade do l_g .

$$\delta = \frac{l_g}{2} = \frac{0,172}{2} = 0,086cm \quad (3.64)$$

No cálculo da indutância do primário para os valores de tensão de pico mínima ($V_{PK_{min}}$), ($K_{V_{min}}$) e corrente de pico do primário (I_{PK_p}) serão utilizados os valores correspondentes a tensão de entrada de 220V:

$$L_p = \frac{V_{PK_{min}} \cdot 0,95}{(1 + K_{V_{min}}) \cdot f_{smin} \cdot I_{PK_p}} = \frac{248,9 \cdot 0,95}{(1 + 1,66) \cdot 30000 \cdot 21,17} = 1,399 \cdot 10^{-4}H \quad (3.65)$$

Determinação do número de espiras do primário:

$$N_p = \frac{\frac{L_p}{2} \cdot I_{PK_p} \cdot 10^4}{A_e \cdot \Delta B} = \frac{\frac{1,399 \cdot 10^{-4}}{2} \cdot 21,17 \cdot 10^4}{2,4 \cdot 0,25} = 24,68 \text{ espiras} \quad (3.66)$$

Devido ao fator de espraiamento (*fringing flux factor*)(F) na região de entreferro deve ser feita a correção do número de espiras. Portanto o fator de espraiamento é encontrado usando a Equação 3.67.

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \frac{2 \cdot G}{l_g} = 1,1964cm^4 \quad (3.67)$$

A partir do fator de espraiamento , calcula-se o novo número de espiras.

$$N_p = \sqrt{\frac{l_g \cdot \frac{L_p}{2}}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = 12,91 \text{ espiras} \quad (3.68)$$

Será adotado um valor de 13 espiras para o primário do transformador.

Número de espiras no secundário pode ser expresso como:

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{13}{0,6} = 21,67 \text{ espiras} \quad (3.69)$$

Será adotado um valor de 22 espiras para o secundário do transformador.

Determinação das seções dos condutores dos enrolamentos primário e secundário.

$$S_p = \frac{I_{RMS_p}}{J} = \frac{5,61}{600} = 0,00935cm^2 \quad (3.70)$$

$$S_s = \frac{I_{RMS_s}}{J} = \frac{3,94}{600} = 0,00657cm^2 \quad (3.71)$$

Cálculo da profundidade de penetração da corrente no condutor:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_{smin}}} = \frac{7,5}{\sqrt{30000}} = 0,0433cm \quad (3.72)$$

Portando, o diâmetro máximo será:

$$D_{max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,0433 = 0,0866cm \quad (3.73)$$

Para o transformador será adotado o fio 26AWG, cuja, área da seção é de $S_{26AWG} = 0,001287cm^2$

O número de fios em paralelo no enrolamento primário é dado pela expressão:

$$N_{paralelo_p} = \frac{S_p}{S_{26AWG}} = \frac{0,00935}{0,001287} = 7,26 \quad (3.74)$$

O número de fios em paralelo no enrolamento secundário é dado pela expressão:

$$N_{paralelo_s} = \frac{S_s}{S_{26AWG}} = \frac{0,006957}{0,001287} = 5,10 \quad (3.75)$$

Assumindo a área de isolamento do cobre de $S_{iso} = 0,001671cm^2$ é possível determinar a seção total do cobre:

$$S_{tot_p} = S_{iso} \cdot N_p \cdot N_{paralelo_p} = 0,001671 \cdot 13 \cdot 7,26 = 0,1577cm^2 \quad (3.76)$$

$$S_{tot_s} = S_{iso} \cdot N_s \cdot N_{paralelo_s} = 0,001671 \cdot 22 \cdot 5,10 = 0,1875cm^2 \quad (3.77)$$

$$S_{tot} = S_{tot_p} + S_{tot_s} = 0,1577 + 0,1875 = 0,3452cm^2 \quad (3.78)$$

O fator de utilização da janela é encontrado relacionando a seção total do cobre com a seção da janela do núcleo.

$$q = \frac{S_{tot}}{A_w} = \frac{0,3452}{1,57} = 0,2199 \quad (3.79)$$

3.4.4 Diodos retificadores de saída

A partir das equações apresentadas da Seção 2.3.5 e dos valores calculados na Seção 3.3 é possível determinar o diodo que será utilizado na saída do conversor.

Para a corrente eficaz do secundário será escolhida referente a tensão de entrada de 110V por possuir um valor maior:

$$I_{D_{RMS}} = \frac{I_{RMS_s}}{4} = \frac{4,7}{4} = 1,18A \quad (3.80)$$

A corrente média através de cada diodo será 1/4 da corrente total da carga :

$$I_{D_m} = \frac{I_0}{4} = \frac{4}{1} = 1A \quad (3.81)$$

Para a tensão reversa máxima será escolhida a referente a tensão de entrada de 220V por possuir um valor maior:

$$V_{revmax} = \frac{V_{PKmax}}{2 \cdot n} + V_0 = \frac{373,35}{2 \cdot 0,6} + 250 = 561,13V \quad (3.82)$$

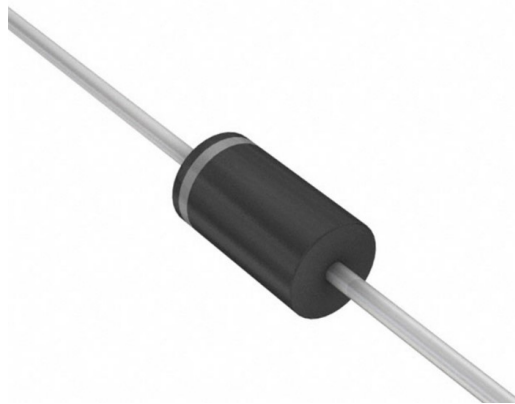
Para o diodo de saída foi adotado o modelo ultra-rápido UF5408, como mostra a Figura 49, do fabricante *Micro Commercial Components*, (COMPONENTS, 2015), os quais os dados são apresentados a seguir:

Tabela 5 – Especificações dos diodos retificadores de saída

Grandeza	Valor
Tensão catodo-anodo (V_{RRM})	1000 V
Máxima corrente contínua direta nominal (I_{FN})	3 A
Tensão direta máxima nominal (V_{FN})	1,7 V
Resistência térmica por junção ($R_{S_{jc}}$)	20 °C/W

Fonte: (COMPONENTS, 2015)

Figura 49 – Diodo Retificador de Recuperação Ultra-Rápida UF5408.



Fonte: (COMPONENTS, 2015)

A perda de potência de condução no diodo de saída é dada pela seguinte expressão:

$$P_{D_{cond}} = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_{FN}} \cdot I_{D_{RMS}}^2 + V_{FO} \cdot I_{D_m} = \frac{1,7 - 1}{3} \cdot 1,18^2 + 1 \cdot 1 = 2,32W \quad (3.83)$$

A perda de potência na comutação do diodo de saída é aproximadamente igual a zero, pois o conversor opera em modo crítico. Neste modo a corrente através do diodo durante o bloqueio é zero.

$$P_{D_{com}} = 0 \quad (3.84)$$

A perda total é igual a:

$$P_{D_{tot}} = P_{D_{cond}} + P_{D_{com}} = 2,32 + 0 = 2,32W \quad (3.85)$$

3.4.5 Capacitores de saída

Assumindo o valor de *Hold-up time* de $\Delta t = 8,33ms$ e uma tensão de descarga igual a $V_{descarga} = 55V$ é possível calcular o valor da capacitância de saída de acordo com a Equação 2.41.

$$C_{0_{eq}} = \frac{2 \cdot P_0 \cdot \Delta t}{V_0^2 - V_{descarga}^2} = \frac{2 \cdot 1000 \cdot 8,33 \cdot 10^{-3}}{250^2 - 55^2} = 280,12\mu F \quad (3.86)$$

Para o conversor serão adotados quatro capacitores em série de $1000\mu F/250V$ ($C_{0_{eq}} = 250\mu F$) do modelo B43509, como mostra a Figura 50, do fabricante EPCOS, (AG, 2019).

Figura 50 – Capacitor eletrolítico de alumínio.



Fonte: (AG, 2019)

3.5 Dimensionamento do controle

Para o dimensionamento da planta de controle é levado em consideração as expressões demonstradas na Seção 2.6.

3.5.1 Dimensionamento do compensador de tensão

Cálculo da indutância do secundário:

$$L_s = \frac{L_p}{n^2} = \frac{1,399 \cdot 10^{-4}}{0,6^2} = 3,886 \cdot 10^{-4} H \quad (3.87)$$

Na determinação do fator K a corrente de pico do secundário utilizada corresponde a tensão de entrada de 110V pois possui um valor maior e será assumido um valor de $maxV_c = 2,5V$ para a máxima tensão de controle:

$$K = \frac{I_{PK_s}}{maxV_c} = \frac{18,86}{2,5} = 7,544 \quad (3.88)$$

A função de transferência no estágio de potência:

$$G(s) = K \cdot \sqrt{\frac{R_0 \cdot L_s \cdot f_{smin}}{2}} \cdot \frac{(C_0 \cdot R_{se}) \cdot s + 1}{(C_0 \cdot R_0) \cdot s + 1}$$

$$G(s) = 7,544 \cdot \sqrt{\frac{125 \cdot 3,886 \cdot 10^{-4} \cdot 30000}{2}} \cdot \frac{(C_0 \cdot R_{se}) \cdot s + 1}{(C_0 \cdot R_0) \cdot s + 1} \quad (3.89)$$

$$G(s) = 203,64 \cdot \frac{(C_0 \cdot R_{se}) \cdot s + 1}{(C_0 \cdot R_0) \cdot s + 1}$$

Determinação dos zeros (f_z) e polos (f_p) da função:

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{0eq} \cdot R_{se}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 250 \cdot 10^{-6} \cdot 0,136} = 4,681 \cdot 10^3 Hz \quad (3.90)$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{0eq} \cdot R_0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 250 \cdot 10^{-6} \cdot 125} = 5,093 Hz \quad (3.91)$$

Determinando a expressão que define a função $H_v(s)$, Assumindo $V_{ref} = 2,5V$, temos:

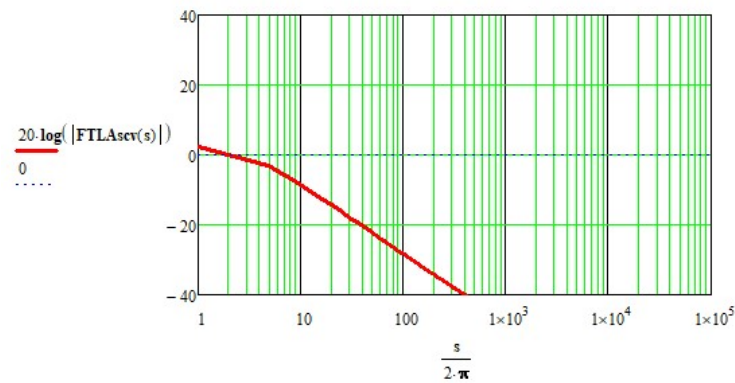
$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_0} = \frac{2,5}{250} = 0,01 \cdot (s) \quad (3.92)$$

Passo 1: Traçar o diagrama de Bode da FTLA(s)

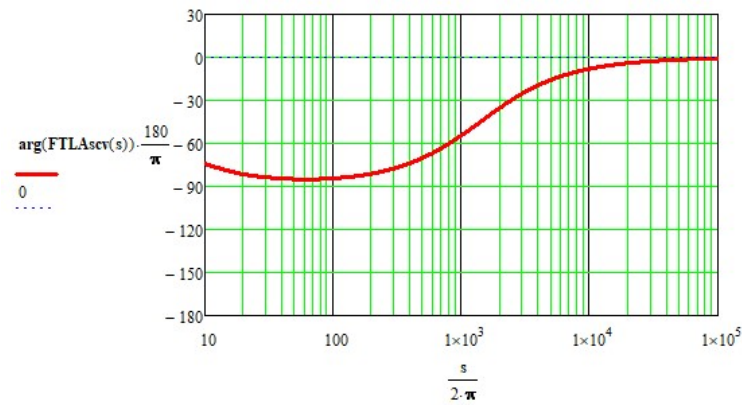
A partir da determinação das expressões de $G(s)$ e $H_v(s)$ é possível estabelecer a função de transferência de laço aberto FTLA(s). O diagrama de Bode da função é apresentado a seguir:

$$FTLA(s) = G(s) \cdot H_v(s) \quad (3.93)$$

Figura 51 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto $FTLA(s)$, (a) ganho, (b) fase



(a)



(b)

Fonte: Próprio Autor

Passo 2: Escolha da frequência de cruzamento:

Para o dimensionamento do compensador serão usadas as expressões determinadas na Seção 2.5.3.

$$f_c = \frac{2 \cdot f}{6} = \frac{2 \cdot 60}{4} = 20 \text{ Hz} \quad (3.94)$$

Passo 3: Determinação do ganho e da fase de $FTLA(s)$ para a frequência de cruzamento:

$$P = \arg(FTLA(f_c \cdot 2 \cdot \pi)) \cdot \frac{180}{\pi} = \arg(FTLA(20 \cdot 2 \cdot \pi)) \cdot \frac{180}{\pi} = -81,47^\circ \quad (3.95)$$

$$AV = -20 \cdot \log(|FTLA(f_c \cdot 2 \cdot \pi)|) = -20 \cdot \log(|FTLA(20 \cdot 2 \cdot \pi)|) = 14,298 \text{ dB} \quad (3.96)$$

Passo 4: Determinação da margem de fase ($MF = 60^\circ$).

Passo 5: Calcula-se o avanço de fase (α):

$$\alpha = MF - P - 90 = 60 - (-81,47) - 90 = 51,47^\circ \quad (3.97)$$

Passo 6: A partir do valor de avanço de fase α . É possível determinar o valor do fator k para o compensador do Tipo 2, pois o ângulo α é menor que 90° :

$$k = \tan\left(\frac{\alpha}{2} + 45\right) = 2,86 \quad (3.98)$$

Passo 7: O valor absoluto do ganho encontrado em dB para a frequência de cruzamento no Passo 3:

$$G_c = 10^{\frac{|AV|}{20}} = 10^{\frac{|14,298|}{20}} = 5,187 \quad (3.99)$$

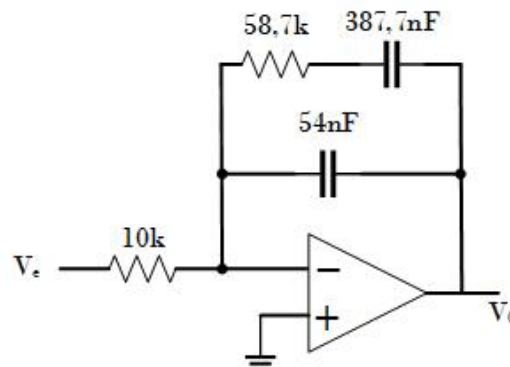
Passo 8: Determinado a utilização do compensador do Tipo 2, é possível calcular o valor dos componentes a serem utilizados. Assumindo um valor de $R_1 = 10000\Omega$, determina-se os valores para R_2 , C_1 e C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot G_c \cdot k \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 5,187 \cdot 2,86 \cdot 10000} = 54nF \quad (3.100)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (k^2 - 1) = 54 \cdot 10^{-9} \cdot (2,86^2 - 1) = 387,7nF \quad (3.101)$$

$$R_2 = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1} = \frac{2,86}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 387,7 \cdot 10^{-9}} = 58,7k\Omega \quad (3.102)$$

Figura 52 – Compensador da malha de tensão.



Fonte: Próprio Autor.

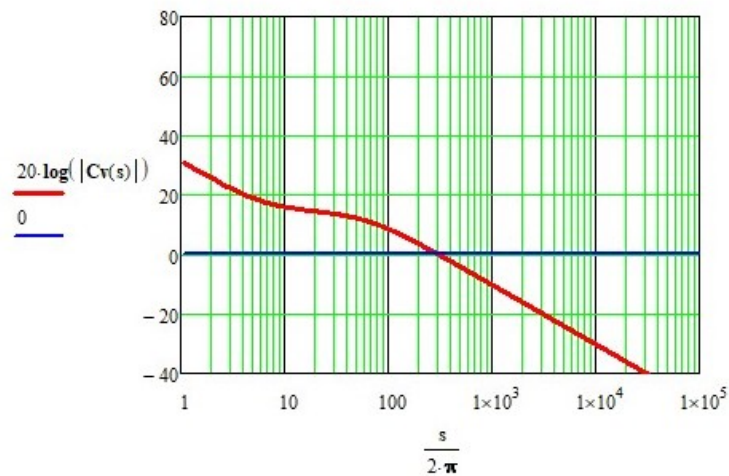
Portanto, a função de transferência do compensador de malha de tensão é expressa por:

$$C_v(s) = \frac{1 + s \cdot C_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot s \cdot (C_1 + C_2 + s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)} \quad (3.103)$$

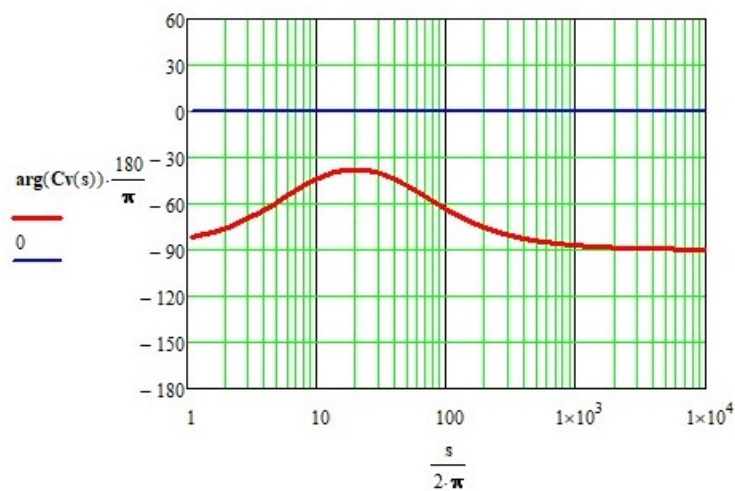
$$C_v(s) = \frac{1 + s \cdot 387,7 \cdot 58,7 \cdot 10^{-6}}{10^4 \cdot s \cdot (387,7 \cdot 10^{-9} + 54 \cdot 10^{-9} + s \cdot 58,7 \cdot 387,7 \cdot 54 \cdot 10^{-15})} \quad (3.104)$$

O diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$ é apresentado na Figura 53, onde são mostrados o ganho em função da frequência e a fase em função da frequência, respectivamente.

Figura 53 – Diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$, (a) ganho, (b) fase.



(a)



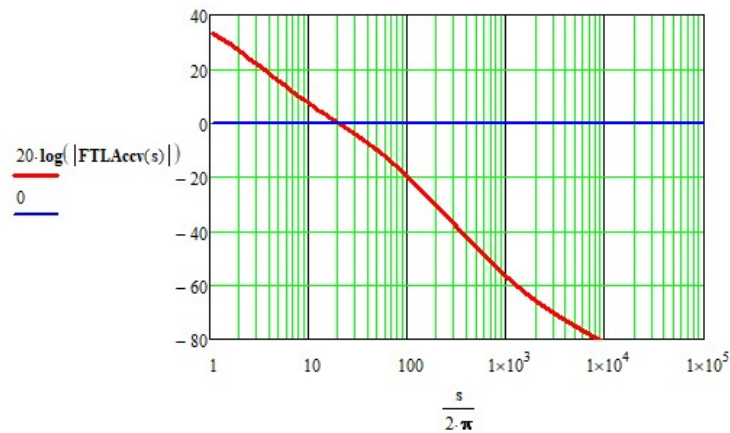
(b)

Passo 9: Por fim, a função de transferência de laço aberto com compensador ($F T L A_c(s)$) do sistema é igual:

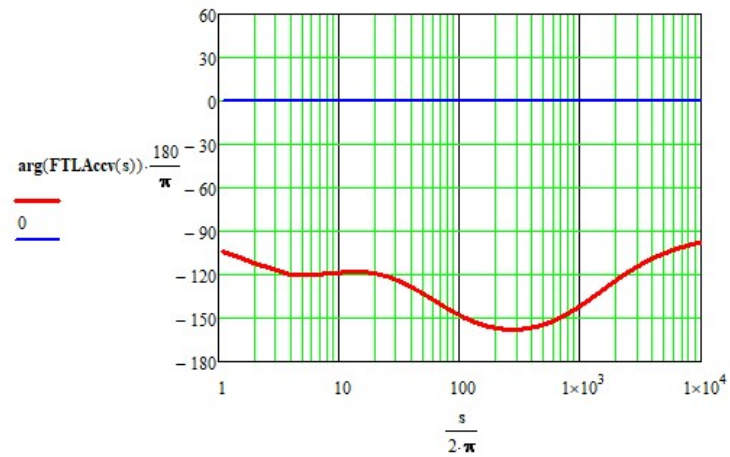
$$F T L A_c(s) = F T L A(s) \cdot C_v(s) \quad (3.105)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com compensador ($F T L A_c(s)$) é apresentado na Figura 54:

Figura 54 – Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto com compensador ($F T L A_c(s)$), (a) ganho, (b) fase.



(a)



(b)

Fonte: Próprio Autor

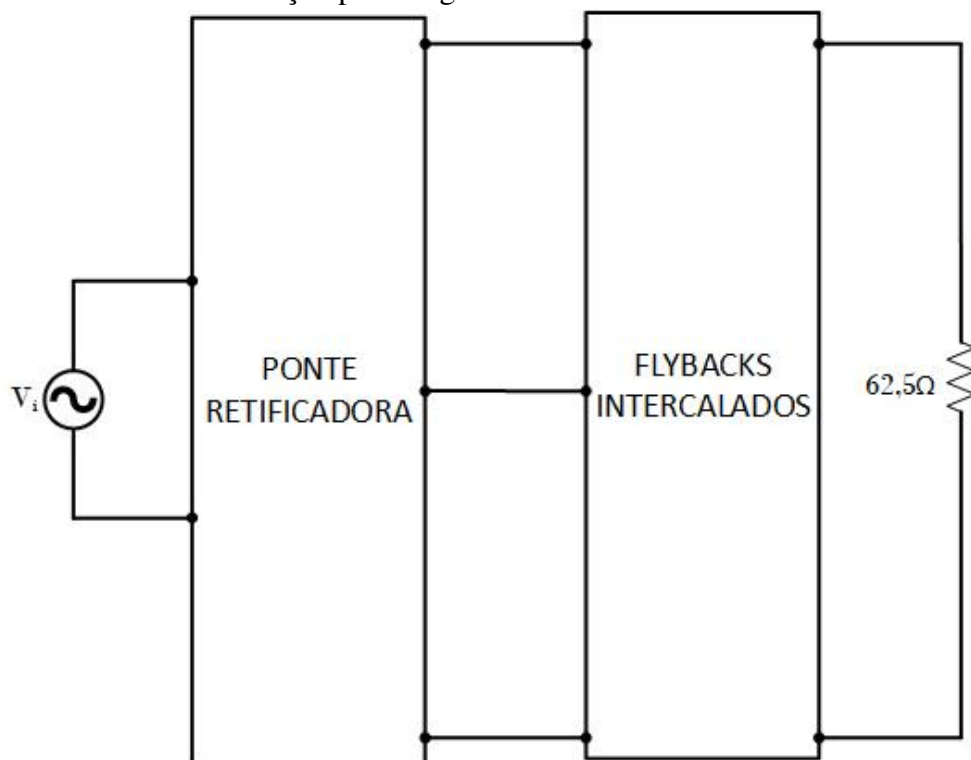
3.6 Dimensionamento de cargas

3.6.1 Carga resistiva pura

O valor da resistência da carga linear é calculado a seguir, o circuito equivalente é mostrado na Figura 55:

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} = \frac{250^2}{1000} = 62,5\Omega \quad (3.106)$$

Figura 55 – Circuito de simulação para carga linear.



Fonte: Próprio Autor

3.6.2 Carga não linear

O dimensionamento da carga não linear é feita conectando uma chave controlada (transistor) operando em $120Hz$ em série com um resistor, de modo que a relação de correntes de pico e eficaz resulte no valor de 3, que é chamado de fator de crista, como mostra a Figura 56.

Primeiramente deve-se calcular a corrente média da onda pulsada:

$$I_0 = \frac{1}{T_c} \int_0^{D \cdot T_c} I_{PK_{pulsada}} dt = I_{PK_{pulsada}} \cdot D \quad (3.107)$$

A corrente eficaz da onda pulsada:

$$I_{RMS_{pulsada}} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{D \cdot T_c} I_{PK_{pulsada}}^2 dt} = I_{PK_{pulsada}} \cdot \sqrt{D} \quad (3.108)$$

Portanto o fator de crista:

$$FC = \frac{I_{PK_{pulsada}}}{I_{RMS_{pulsada}}} = \frac{I_{PK_{pulsada}}}{I_{PK_{pulsada}} \cdot \sqrt{D}} = \frac{1}{\sqrt{D}} \quad (3.109)$$

$$D = \left(\frac{1}{FC}\right)^2 = \left(\frac{1}{3}\right)^2 = 0,1111 \quad (3.110)$$

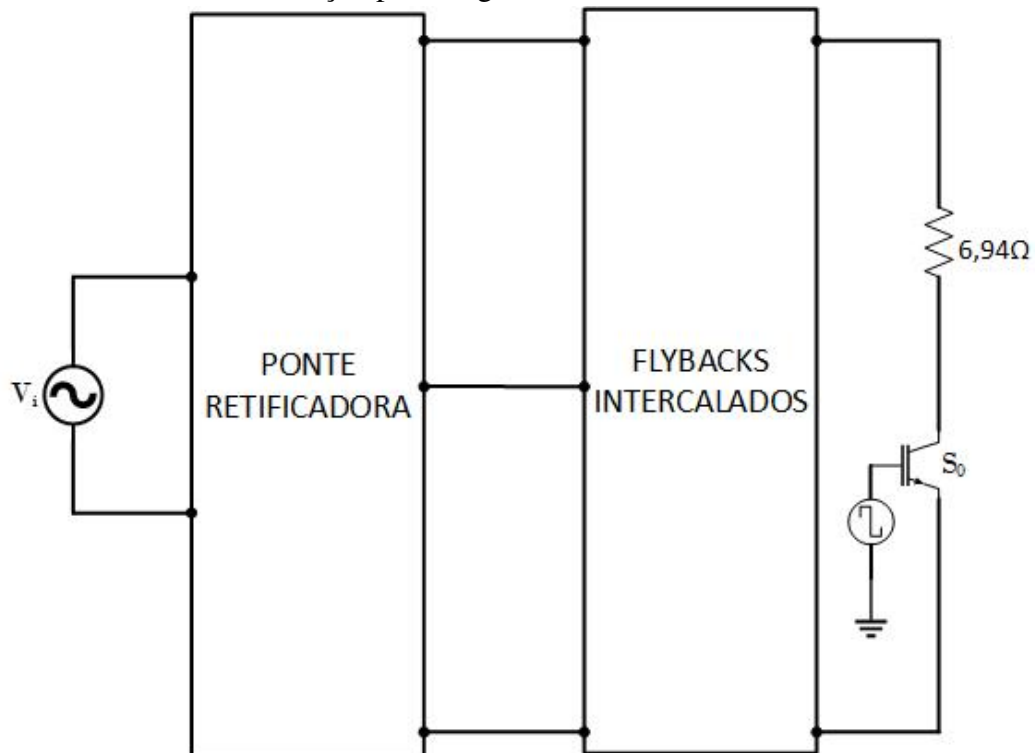
Finalmente:

$$I_{PK_{pulsada}} = \frac{I_0}{D} = \frac{4}{0,1111} = 36A \quad (3.111)$$

Conclui-se que para permitir a circulação de 36A o resistor em série com a chave deve ser de:

$$R_{ONL} = \frac{V_0}{I_{PK_{pulsada}}} = \frac{250}{36} = 6,94\Omega \quad (3.112)$$

Figura 56 – Circuito de simulação para carga não linear.



Fonte: Próprio Autor

3.7 Projeto do filtro LC de entrada do conversor

O filtro LC de entrada do conversor proposto, (Byungcho Choi; Cho, 1995), trata-se de um filtro de alta frequência destinado a filtrar a corrente de entrada chaveada acima da frequência de $30kHz$. Esse filtro é necessário para diminuir a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada da rede elétrica.

Para o projeto é considerado o valor equivalente da associação no seguinte valor:

$$C_{filtro} = 2,2 \cdot 10^{-6} F \quad (3.113)$$

Considerando a frequência do filtro quatro vezes menor que a mínima frequência dos pulsos de corrente, têm-se:

$$f_{filtro} = \frac{f_{smin}}{4,5} = \frac{30000}{4,5} = 6,67 \cdot 10^3 Hz \quad (3.114)$$

A indutância do indutor do filtro é igual a:

$$L_{filtro} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{filtro})^2 \cdot C_{filtro}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 6,67 \cdot 10^3)^2 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} = 2,591 \cdot 10^{-4} H \quad (3.115)$$

Para a determinação da escolha do elemento magnético será adotado o fator de utilização da janela de $K_u = 0,7$, $J_{max} = 600A/cm^2$ para a densidade de corrente máxima e $B_{max} = 0,35T$ para a densidade de fluxo máxima.

$$IL_{filtroef} = \frac{P_{in}}{V_{redemin}} = \frac{1111,11}{176} = 6,31A \quad (3.116)$$

$$IL_{filtroPK} = \sqrt{2} \cdot IL_{filtroef} = \sqrt{2} \cdot 6,31 = 8,93A \quad (3.117)$$

Para a área do núcleo do transformador:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{filtro} \cdot IL_{filtroef} \cdot IL_{filtroPK}}{K_u \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = \frac{2,591 \cdot 10^{-4} \cdot 6,31 \cdot 8,93}{0,7 \cdot 600 \cdot 0,35} \cdot 10^4 = 0,9932cm^4 \quad (3.118)$$

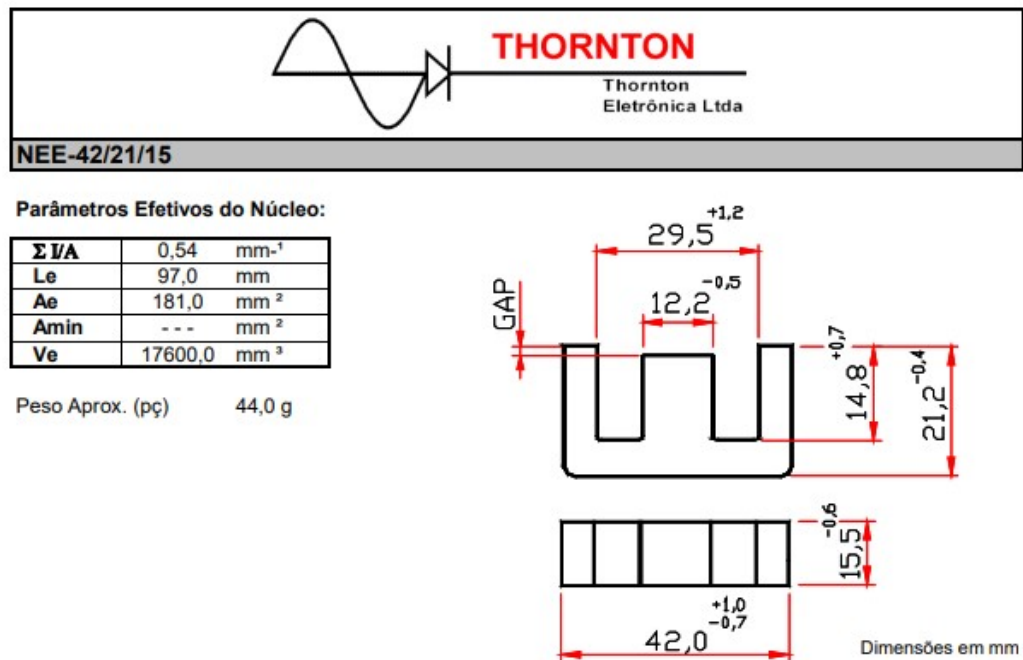
Para conseguir esse produto deve ser utilizado um núcleo NEE-42/21/15, como mostra a Figura 57, do fabricante *Thornton Eletrônica LTDA*, (THORNTON, 2008), cujas especificações são:

$$A_e = 1,81cm^2 \quad (3.119)$$

$$A_w = 1,57 \text{ cm}^2 \quad (3.120)$$

$$A_e \cdot A_w = 2,84 \text{ cm}^4 \quad (3.121)$$

Figura 57 – Detalhe do núcleo NEE-42/21/15 da Thornton.



Fonte: (THORNTON, 2008)

O número de espiras é calculado usando a seguinte expressão:

$$N_{filtro} = \frac{L_{filtro} \cdot IL_{filtroPK}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = \frac{2,591 \cdot 10^{-4} \cdot 8,93}{1,81 \cdot 0,35} \cdot 10^4 = 36,52 \text{ espiras} \quad (3.122)$$

Para o cálculo do entreferro do núcleo é utilizado a expressão a seguir:

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot N_{filtro}^2 \cdot A_e}{L_{filtro}} \cdot 10^{-2} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 37^2 \cdot 1,81}{2,591 \cdot 10^{-4}} \cdot 10^{-2} = 0,12 \text{ cm} \quad (3.123)$$

Ajustando:

$$\delta = \frac{l_g}{2} = \frac{0,12}{2} = 0,06 \text{ cm} \quad (3.124)$$

Devido ao fator de espraiamento (*fringing flux factor*)(F) na região de entreferro deve ser feita a correção do número de espiras. Portanto o fator de espraiamento é encontrado usando a Equação 3.125

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \frac{2 \cdot G}{l_g} = 1,2859 \text{ cm}^4 \quad (3.125)$$

A partir do fator de espraçamento, calcula-se o novo número de espiras.

$$N_{filtro} = \sqrt{\frac{l_g \cdot L_{filtro}}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = 32,6 \text{ espiras} \quad (3.126)$$

Portanto $N_{filtro} = 32 \text{ espiras}$.

A seção total do condutor é encontrada usando a seguinte expressão:

$$S_{filtro} = \frac{IL_{filtroef}}{J_{max}} = \frac{3,34}{600} = 0,00557 \text{ cm}^2 \quad (3.127)$$

As espiras dos enrolamentos devem ser feitas com fios de 26AWG, cuja, área de seção é de $S_{26AWG} = 0,001287 \text{ cm}^2$, sem isolamento e $S_{iso} = 0,001671 \text{ cm}^2$ com isolamento.

O número de fios em paralelo deve ser:

$$N_{paralelo_{filtro}} = \frac{S_{filtro}}{S_{26AWG}} = \frac{0,00557}{0,001287} = 5 \text{ fios em paralelo} \quad (3.128)$$

A área total ocupada pelo fio de cobre:

$$A_{cu_{filtro}} = N_{paralelo_{filtro}} \cdot S_{iso} \cdot N_{filtro} = 5 \cdot 0,001671 \cdot 32 = 0,267 \text{ cm}^2 \quad (3.129)$$

O fator de utilização da janela é encontrado relacionando a seção total do cobre com a seção da janela do núcleo.

$$q = \frac{A_{cu_{filtro}}}{A_w} = \frac{0,267}{0,85} = 0,314 \quad (3.130)$$

3.8 Conclusão

Diante disso, para este capítulo foi apresentado um exemplo prático do conversor proposto para os dois níveis de tensão de entrada, 220V e 110V, o retificador de entrada, o filtro LC de entrada, Diodos de saída e o capacitor de saída foram dimensionados para a potência de 1000W, os Flyback foram dimensionados para uma potência de 500W e cada transformador foi dimensionado para 250W. Foram calculadas as principais grandezas do conversor proposto, entre elas tensões de pico da rede, corrente de pico e eficazes do primário e secundário, fator de potência, taxa de distorção harmônica, tomando como base as equações demonstradas no capítulo anterior. Além disso, a partir das grandezas calculadas foi feita a escolha dos principais componentes que faram parte do projeto do conversor, ponte retificadora de entrada, interruptores controlados, transformadores, diodos de saída e capacitores de saída. É destacado que a tensão de entrada é crítica em termos de esforço de tensão e corrente para cada parte do conversor proposto.

Também foi dimensionado a malha de controle com o uso do compensador de tensão, estratégia que foi demonstrada no Capítulo 2. E por último foi projetado o filtro LC de entrada do conversor pra filtragem em alta frequência.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1 Introdução

Para validar a análise teórica do conversor proposto é fundamental que sejam feitas simulações numéricas em *softwares* dedicados. Com os resultados de simulação é possível verificar possíveis erros, falhas ou aspectos não considerados que podem inviabilizar a construção do conversor.

A simulação foi realizada no *software Psim* versão 9.1.1. São estruturadas tabelas de comparação dos resultados teóricos e simulados para os dois níveis de tensão de entrada. As formas de onda da tensão e corrente dos principais elementos são mostradas, bem como as curvas de rendimento e o fator de potência.

4.2 Circuitos de simulação

A seguir são apresentados os circuitos que foram simulados no *software Psim*, os mesmo estão divididos em três. Primeiramente, os circuitos de potência, Figura 58, para o conversor operando em regime permanente, Figura 59, para o conversor operando em degrau de carga e Figura 60 para o conversor operando com carga não linear, onde se encontra a fonte de entrada, a chave seletora de tensão, a ponte retificadora, os Flyback's intercalados, os transformadores, diodos de saída, capacitores de saída e a carga.

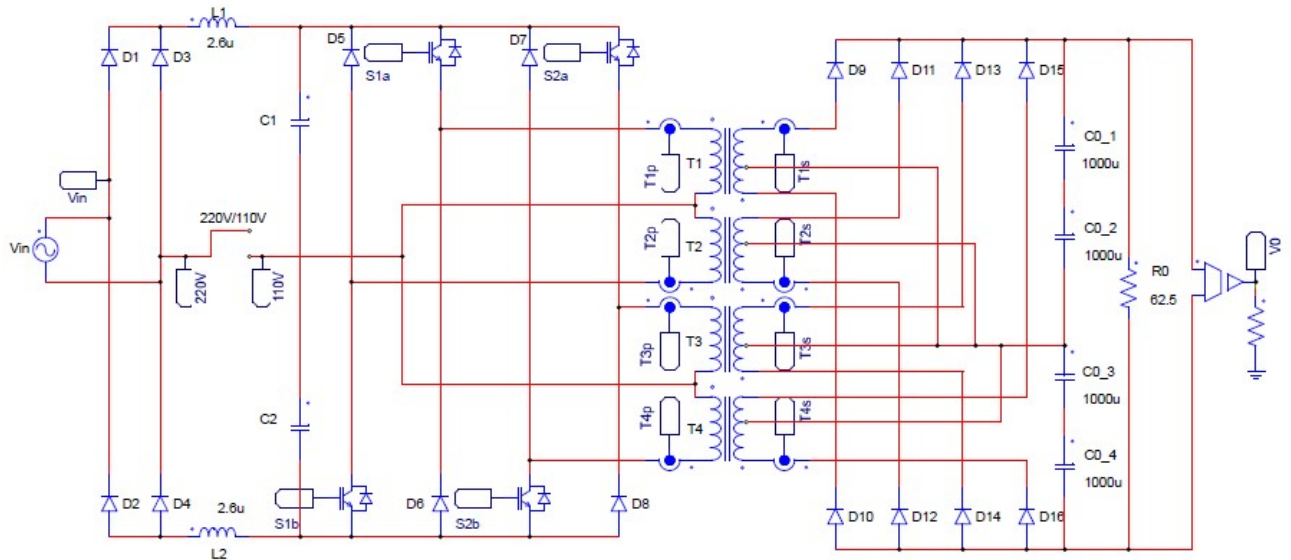
Em seguida, o circuito que realiza a medição de corrente, Figura 61, primária e secundária dos transformadores e envia a informação para a malha de controle. E por último, a malha de controle, Figura 62, com o compensador de tensão, que processa a informação medida de corrente e tensão e devolve a informação para os interruptores.

Na primeira situação, Figura 58, é simulado o conversor operando com uma carga puramente resistiva simulando uma operação em regime permanente, uma versão mais simples. Nas outras duas situações é simulado uma operação em regime dinâmico sendo uma um degrau de carga, Figura 59, e a outra uma carga não linear, Figura 60.

O degrau de carga têm o objetivo de simular uma perturbação na rede em um determinado instante de tempo e verificar a resposta do controle na regulação da tensão de saída. A carga não linear ela é feita por meio de uma carga pulsante que visa verificar a distorção corrente de entrada em relação a tensão de entrada.

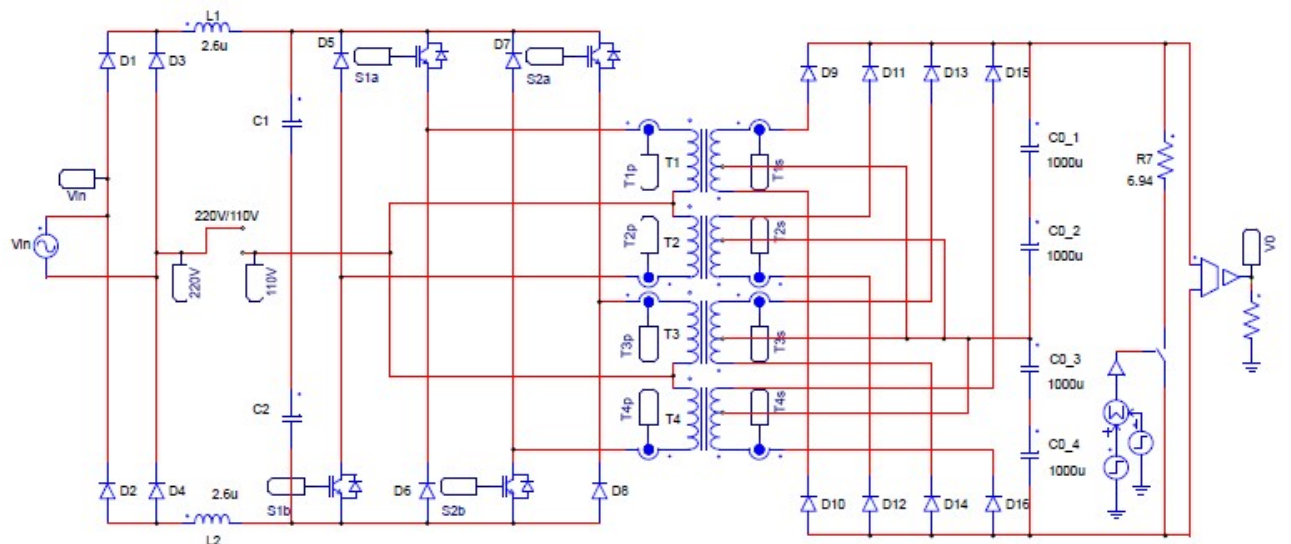
Para a metodologia de controle utilizada nas simulações dos circuitos não há o deslocamento de fase que é esperado usando a técnica de intercalamento de conversores, foi adotado apenas o paralelismo de conversores. Os resultados serão semelhantes.

Figura 58 – Circuito de potência do conversor proposto simulado no Psim operando em regime permanente.



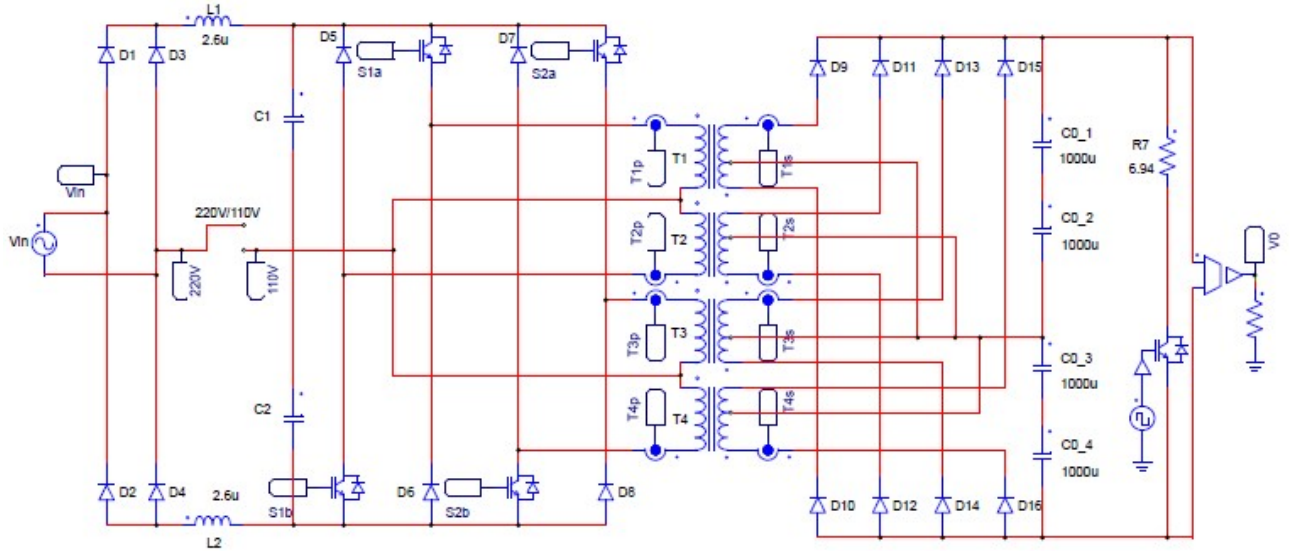
Fonte: Próprio Autor

Figura 59 – Circuito de potência do conversor proposto simulado no Psim operando com degrau de carga.



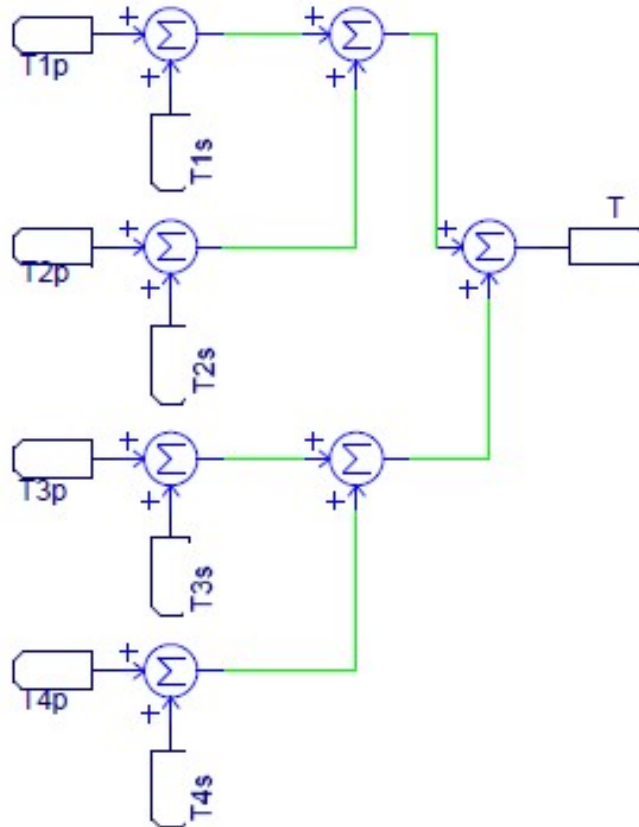
Fonte: Próprio Autor

Figura 60 – Circuito de potência do conversor proposto simulado no Psim operando com carga não linear.



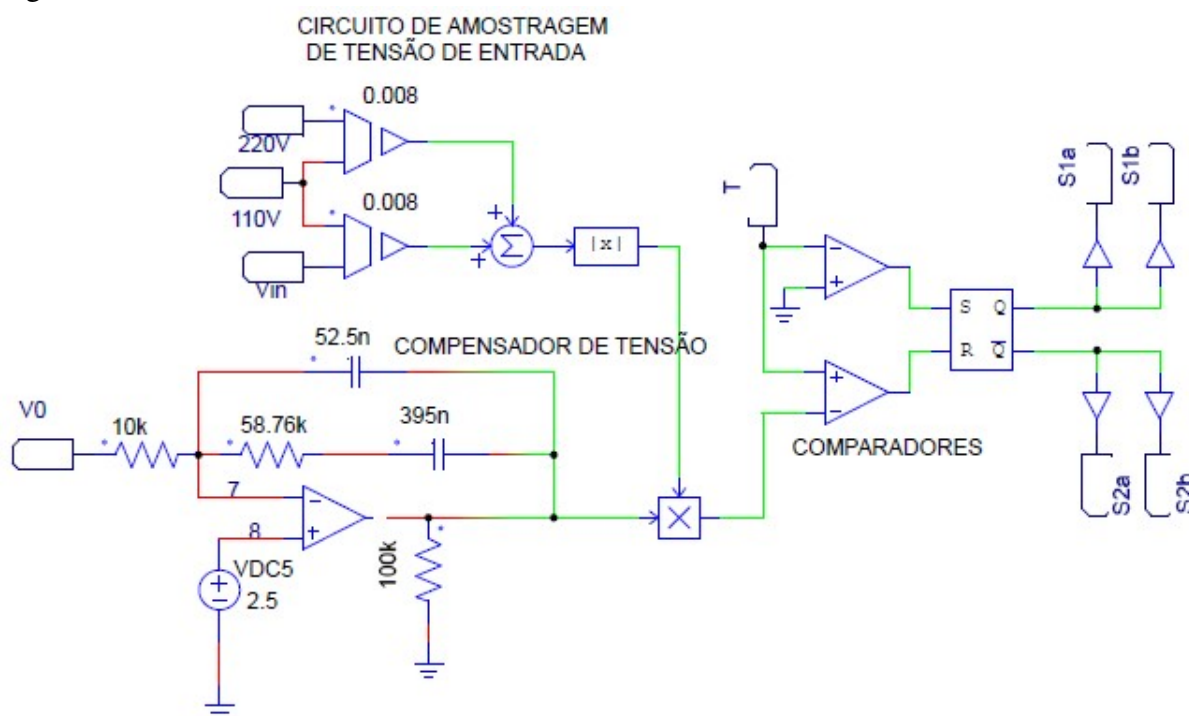
Fonte: Próprio Autor

Figura 61 – Circuito de medição de corrente simulado no Psim.



Fonte: Próprio Autor

Figura 62 – Circuito da malha de controle simulado no Psim.



Fonte: Próprio Autor

4.3 Operação em regime permanente

Nesta seção serão apresentadas as principais formas de onda, para os dois níveis de tensão de entrada, quando o conversor proposto está operando em regime permanente, ou seja, com uma carga puramente resistiva, são elas: Tensão de saída e corrente de saída, tensão de entrada e corrente de entrada, tensão retificada, corrente no primário dos transformadores, tensão nos interruptores e tensão nos diodos de saída.

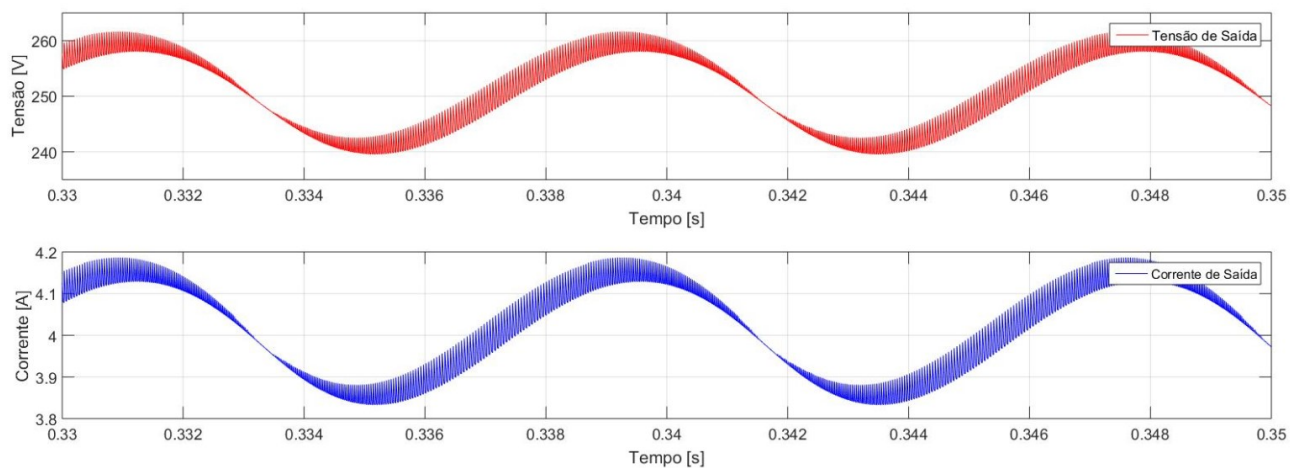
4.3.1 Tensão de entrada ($V_{in} = 220V$)

A partir do valor de tensão de entrada é adotado um valor nominal ($220V$), um valor mínimo ($176V$) e um valor máximo ($264V$).

A. Tensão Nominal

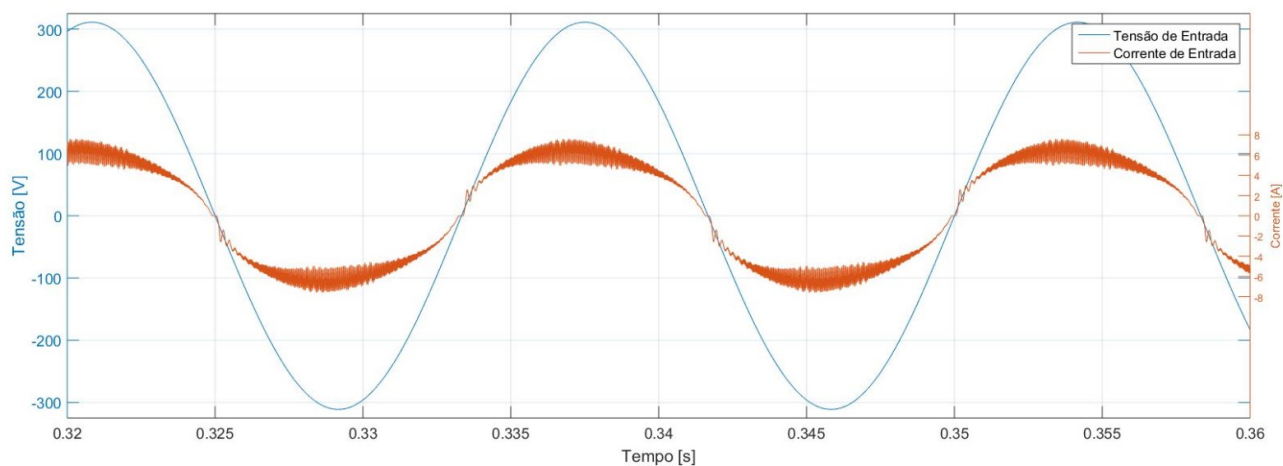
A Figura 63 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 64 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), a Figura 65 representa a forma de onda da tensão retificada, a Figura 66 representa a forma de onda da corrente do primário (I_p), a Figura 67 representa a forma de onda da tensão nos interruptores (V_S) e a Figura 68 representa a forma de onda da tensão nos diodos de saída (V_D), são resultados quando o conversor está operando com a tensão nominal de entrada de $220V$.

Figura 63 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 220V.



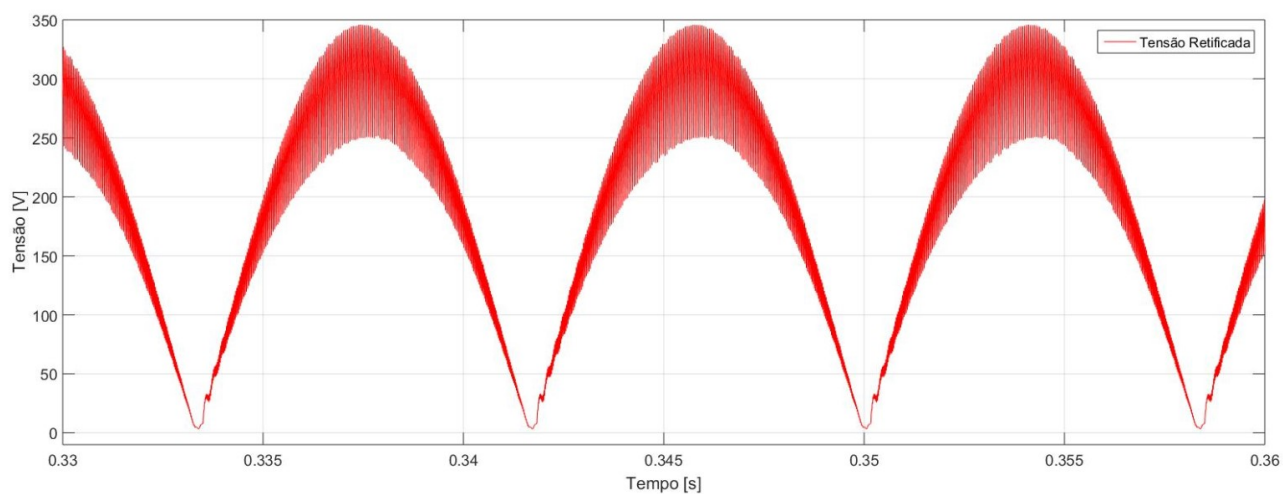
Fonte: Próprio Autor

Figura 64 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 220V.



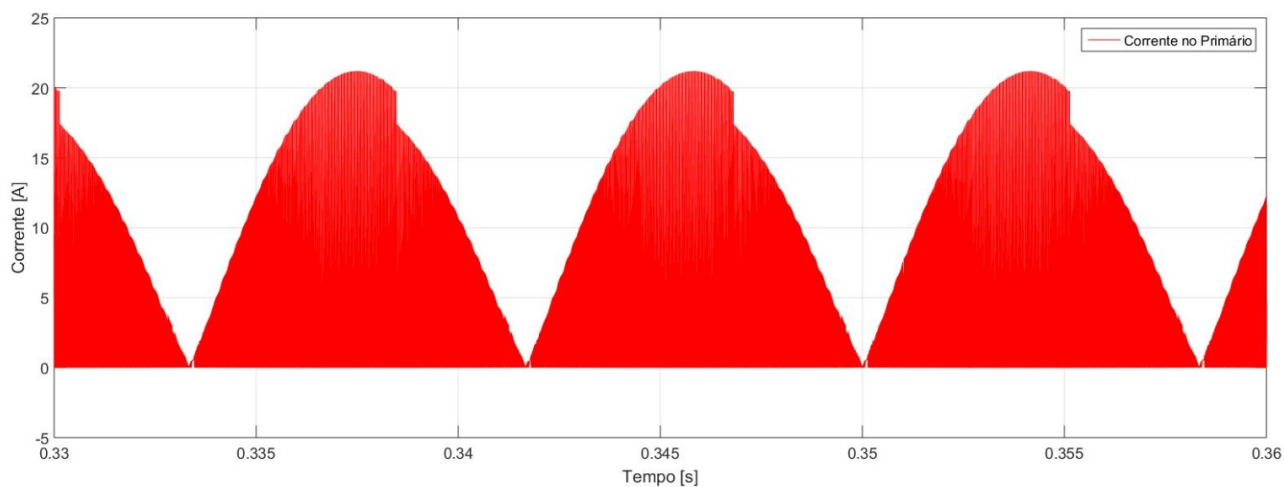
Fonte: Próprio Autor

Figura 65 – Forma de onda da tensão retificada em 220V.



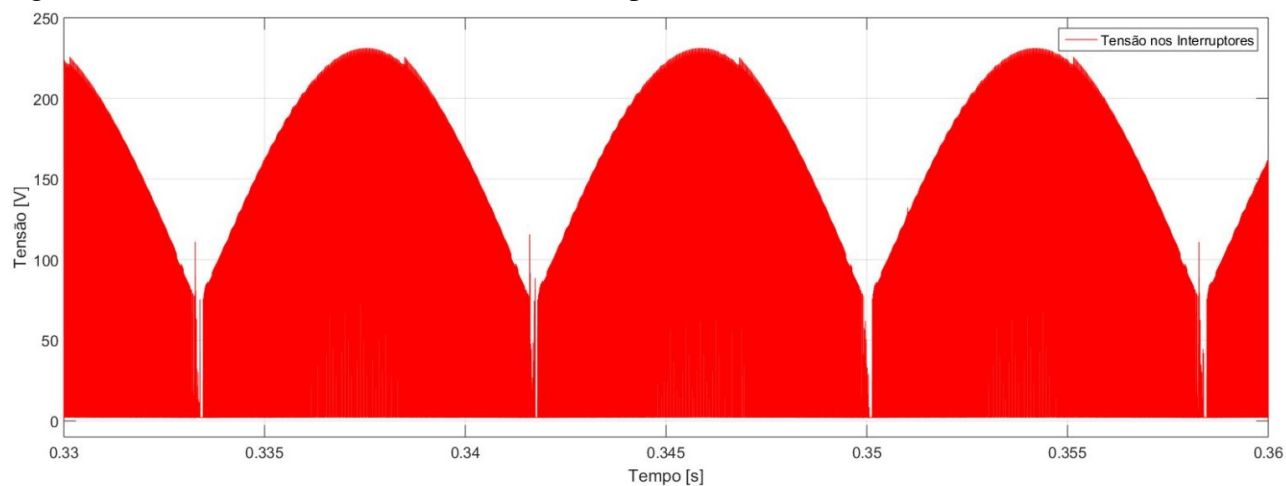
Fonte: Próprio Autor

Figura 66 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 220V.



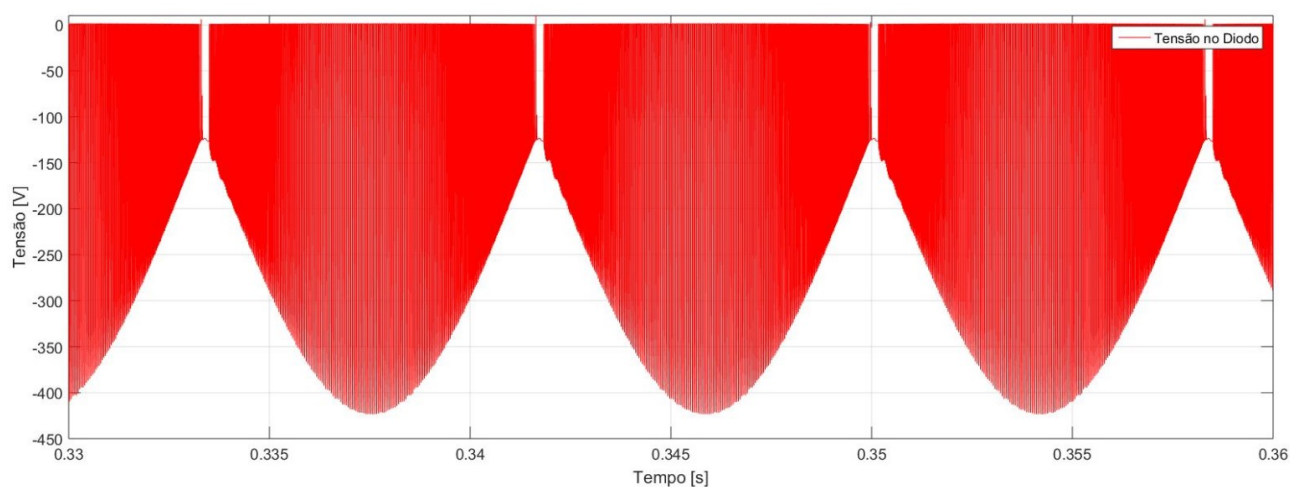
Fonte: Próprio Autor

Figura 67 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 220V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 68 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 220V.



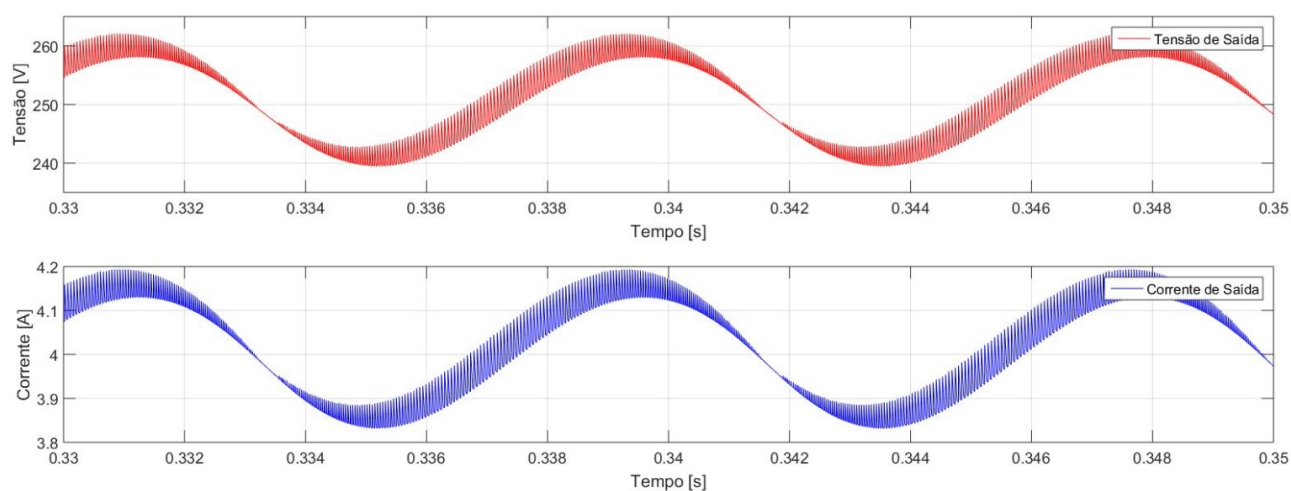
Fonte: Próprio Autor

B. Tensão Mínima

A Figura 69 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 70 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), a Figura 71 representa a forma de onda da tensão retificada, a Figura 72 representa a forma de onda da corrente do primário dos transformadores (I_p), a Figura 73 representa a forma de onda da tensão nos interruptores (V_S) e a Figura 74 representa a forma de onda da tensão nos diodos de saída (V_D).

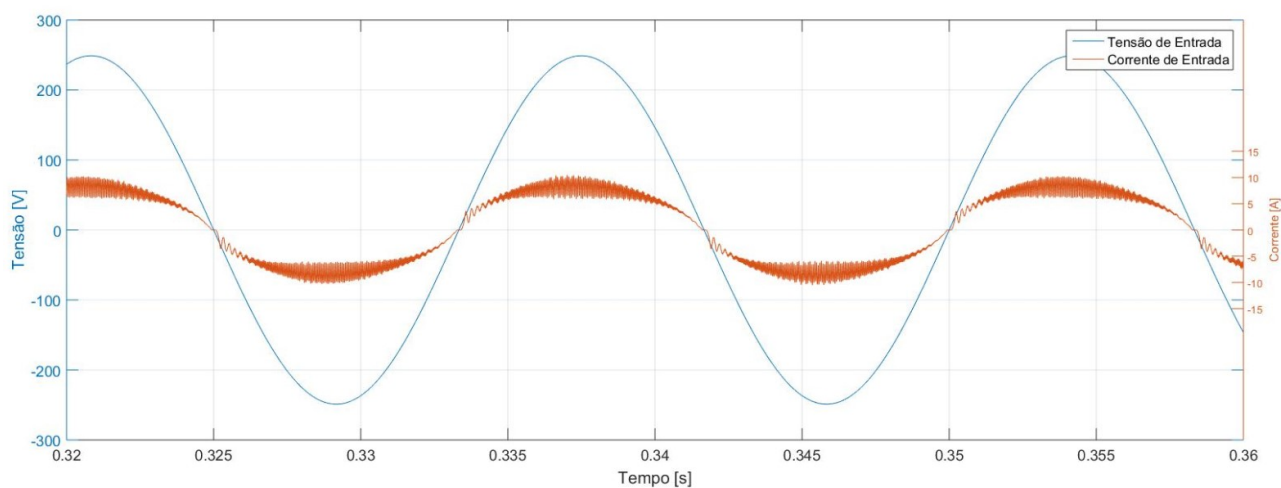
Todos os resultados apresentados quando o conversor está operando com a tensão mínima de entrada de 176V.

Figura 69 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 176V.



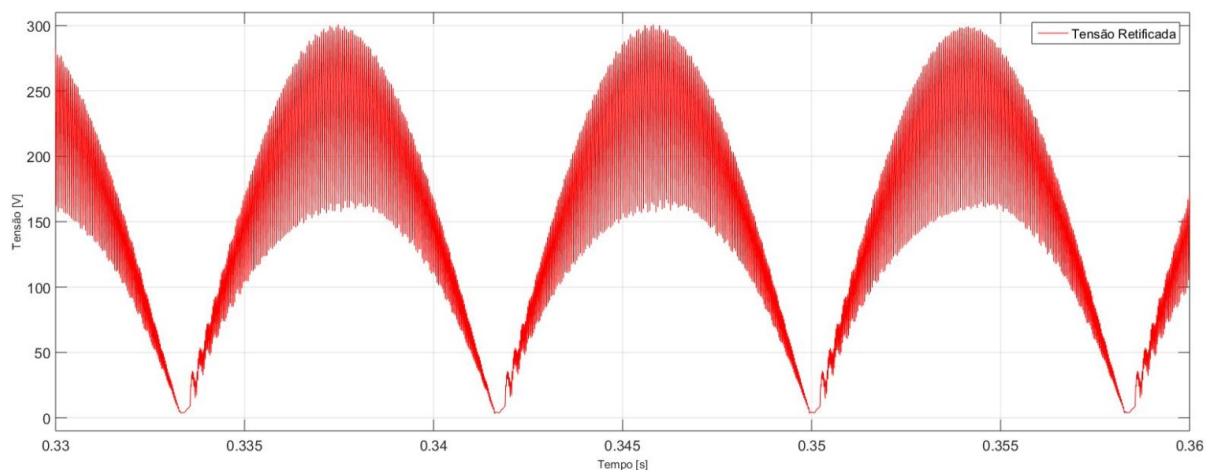
Fonte: Próprio Autor

Figura 70 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 176V.



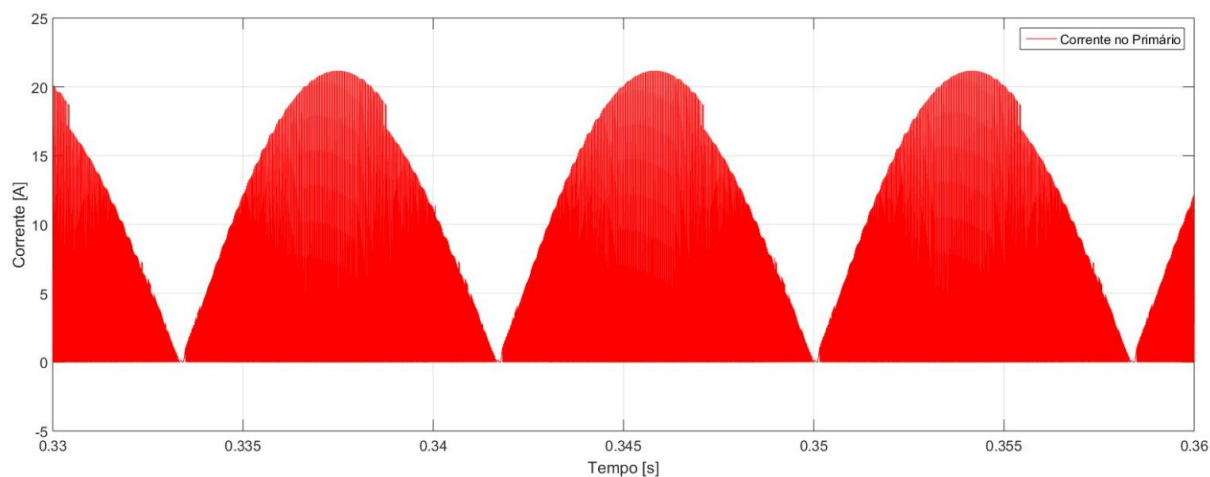
Fonte: Próprio Autor

Figura 71 – Forma de onda da tensão retificada em 176V.



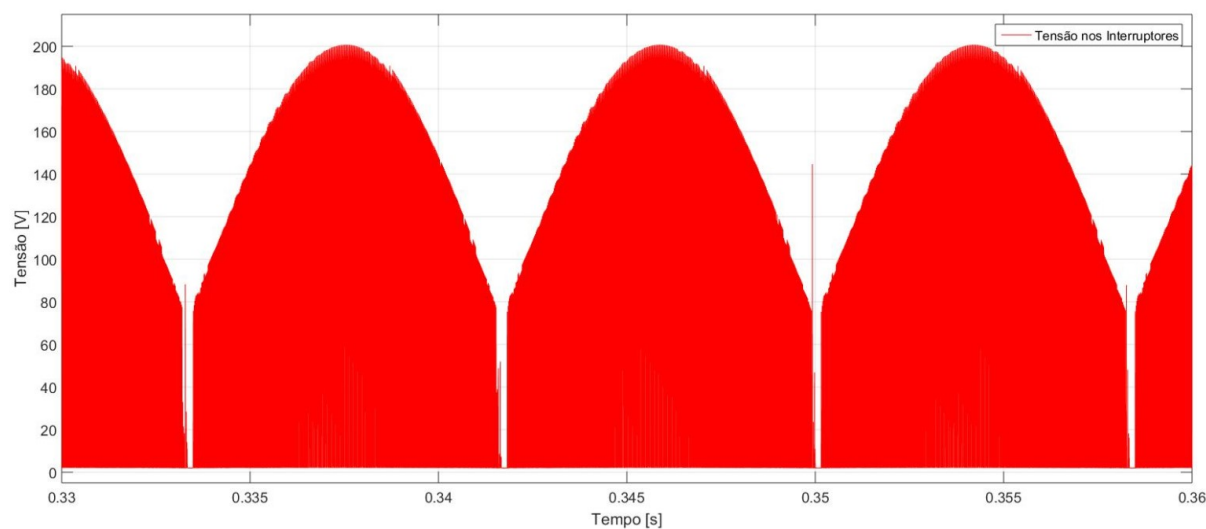
Fonte: Próprio Autor

Figura 72 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 176V.



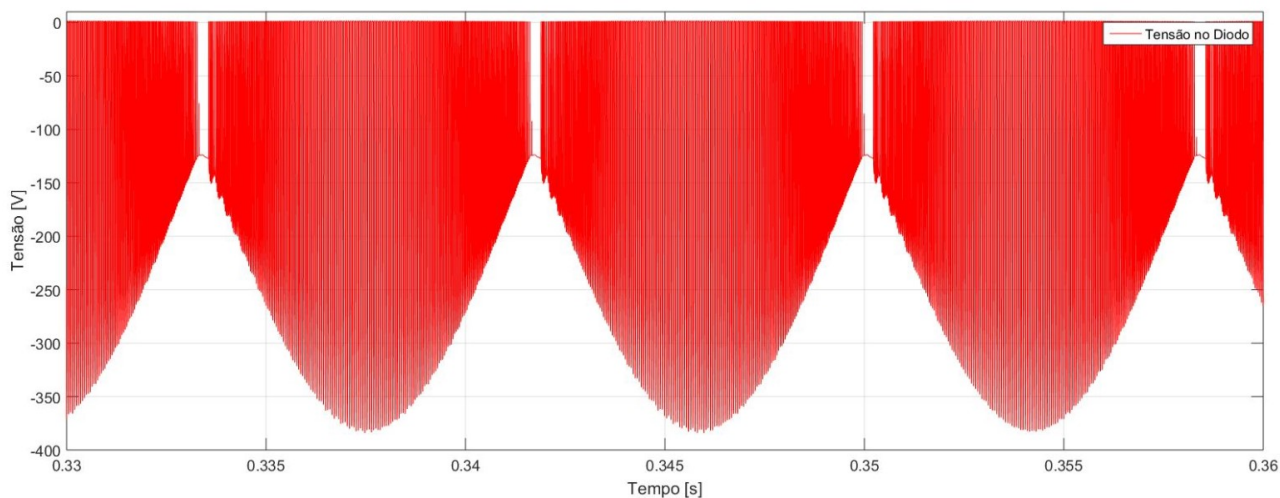
Fonte: Próprio Autor

Figura 73 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 176V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 74 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 176V.



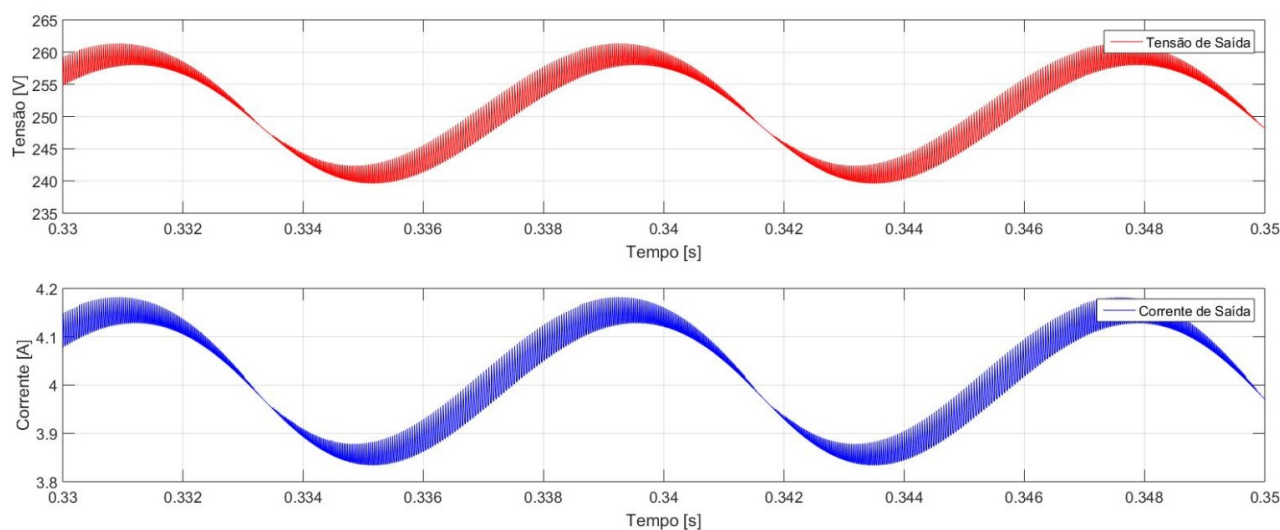
Fonte: Próprio Autor

C. Tensão Máxima

A Figura 75 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 76 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), a Figura 77 representa a forma de onda da tensão retificada, a Figura 78 representa a forma de onda da corrente do primário dos transformadores (I_p), a Figura 79 representa a forma de onda da tensão nos interruptores (V_S) e a Figura 80 representa a forma de onda da tensão nos diodos de saída (V_D).

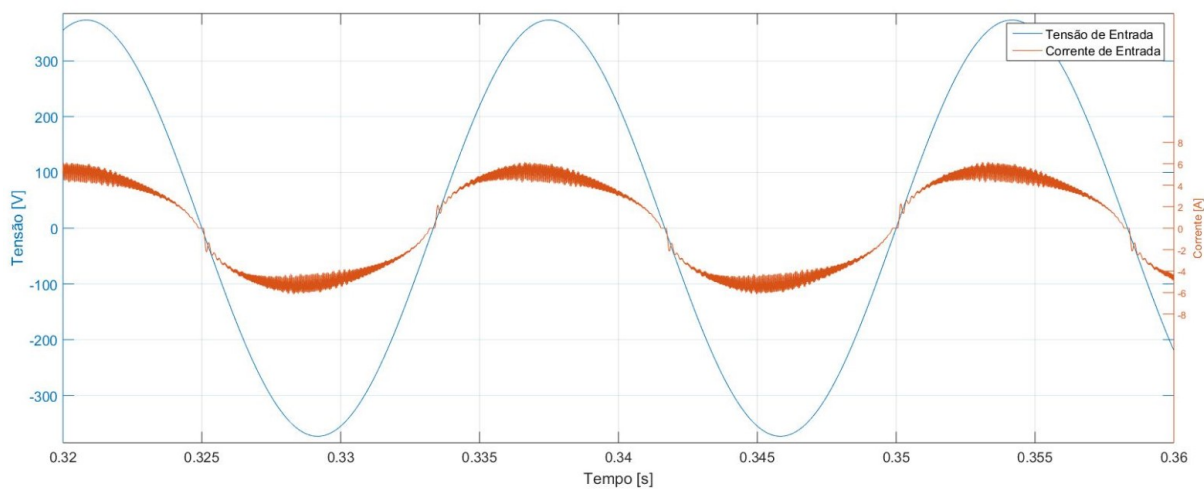
Todos os resultados apresentados quando o conversor está operando com a tensão máxima de entrada de 264V.

Figura 75 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 264V.



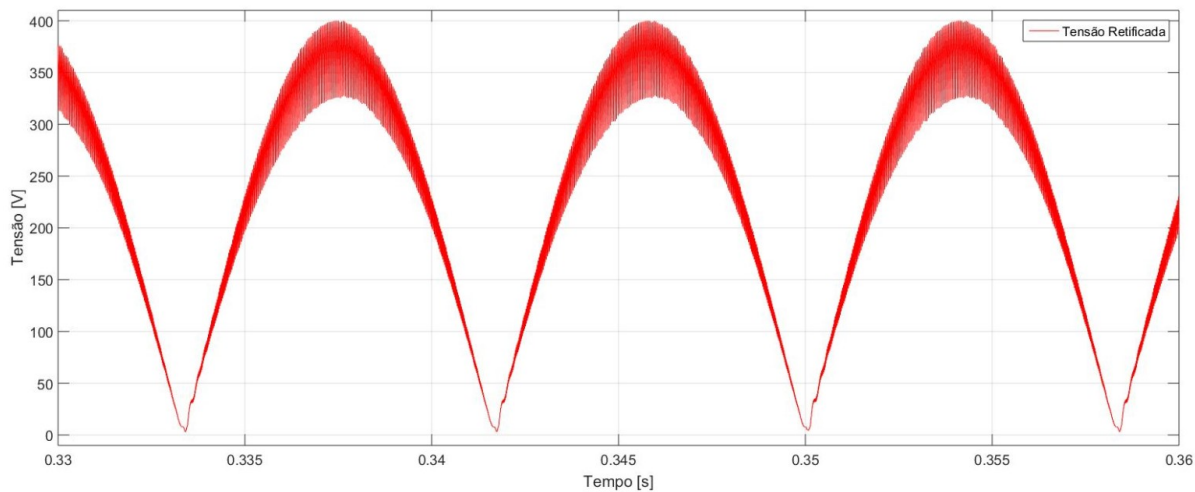
Fonte: Próprio Autor

Figura 76 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 264V.



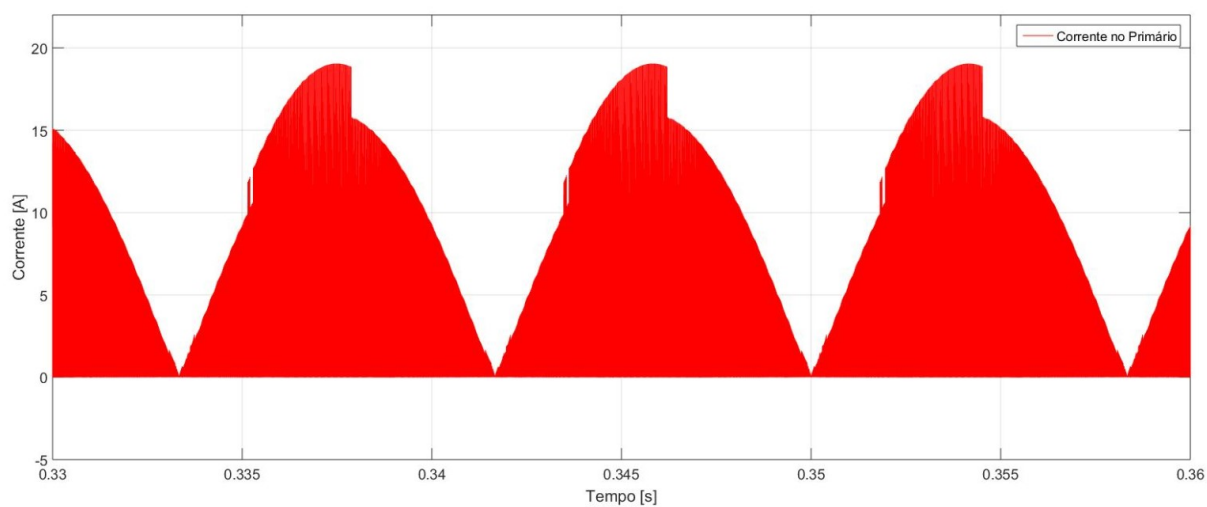
Fonte: Próprio Autor

Figura 77 – Forma de onda da tensão retificada em 264V.



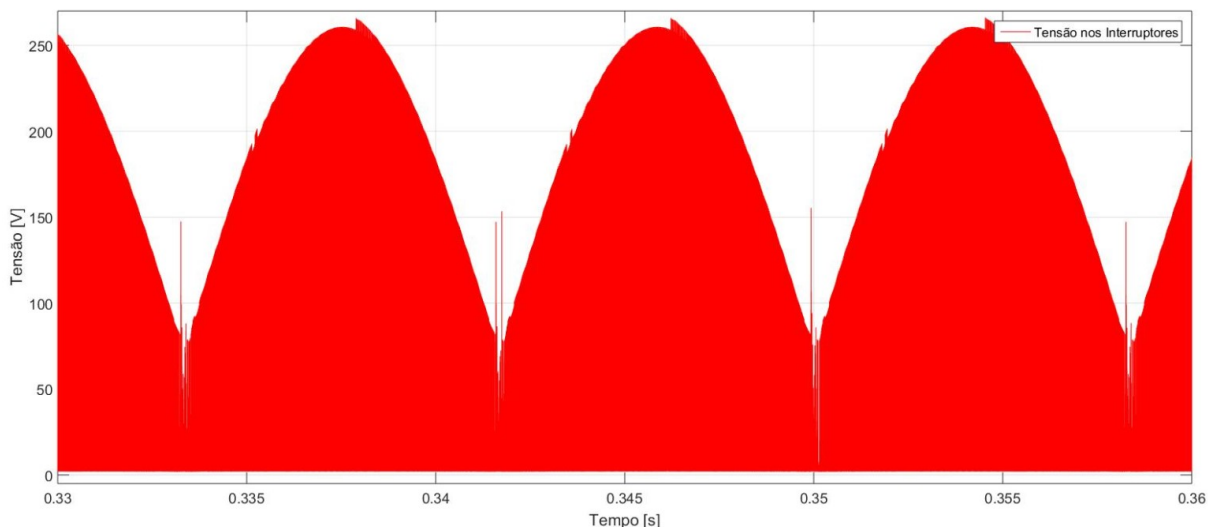
Fonte: Próprio Autor

Figura 78 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 264V.



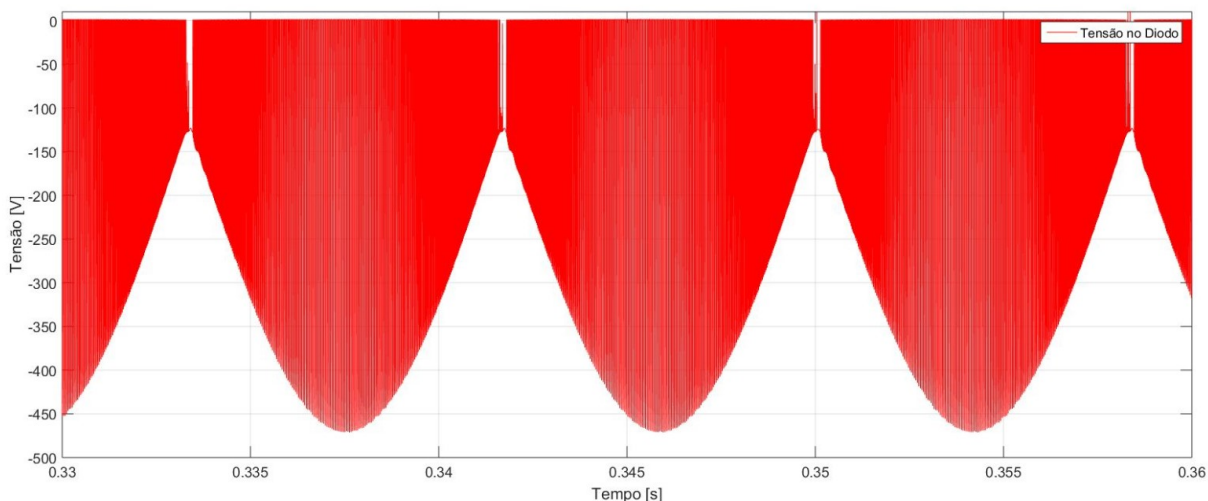
Fonte: Próprio Autor

Figura 79 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 264V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 80 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 264V.



Fonte: Próprio Autor

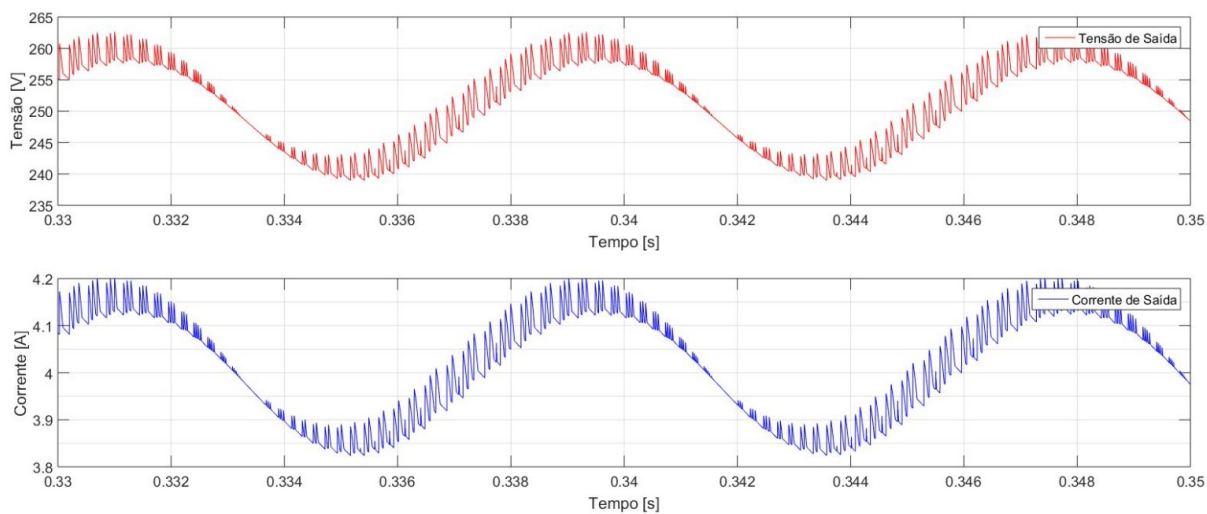
4.3.2 Tensão de entrada ($V_{in} = 110V$)

A partir do valor de tensão de entrada é adotado um valor nominal (110V), um valor mínimo (90V) e um valor máximo (150V).

A. Tensão Nominal

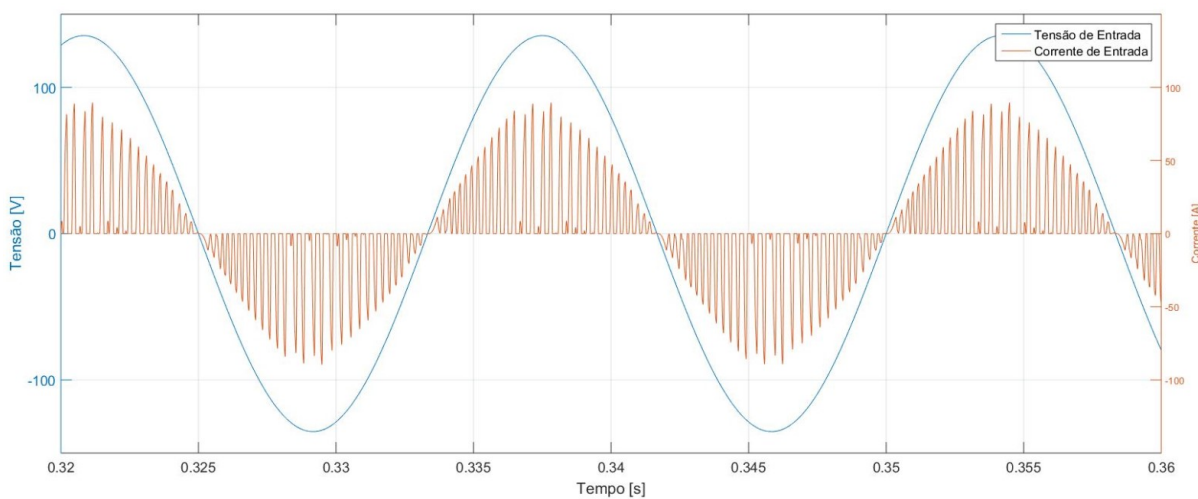
A Figura 81 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 82 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), a Figura 83 representa a forma de onda da tensão retificada, a Figura 84 representa a forma de onda da corrente do primário (I_p), a Figura 85 representa a forma de onda da tensão nos interruptores (V_S) e a Figura 86 representa a forma de onda da tensão nos diodos de saída (V_D), são resultados quando o conversor está operando com a tensão nominal de entrada de 110V.

Figura 81 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 110V.



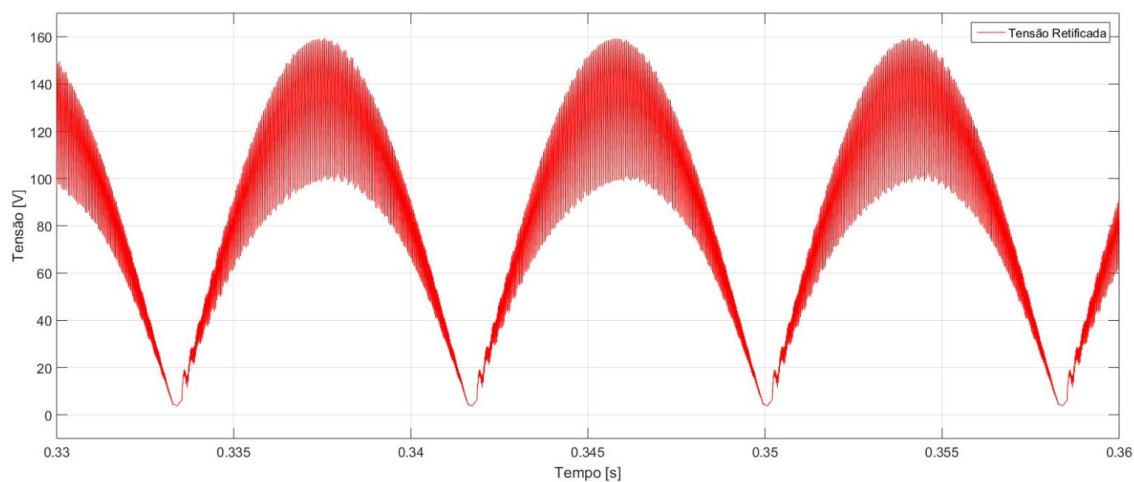
Fonte: Próprio Autor

Figura 82 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 110V.



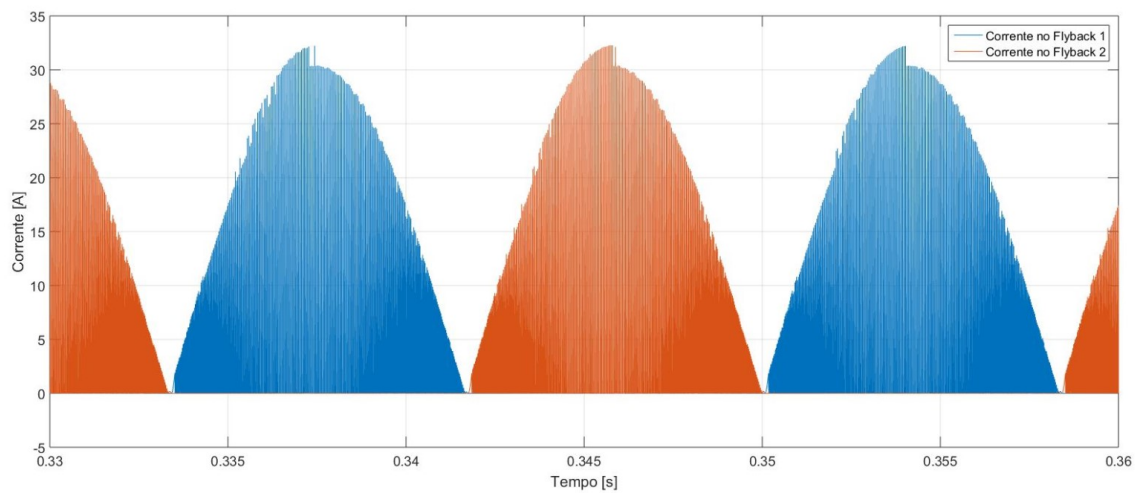
Fonte: Próprio Autor

Figura 83 – Forma de onda da tensão retificada em 110V.



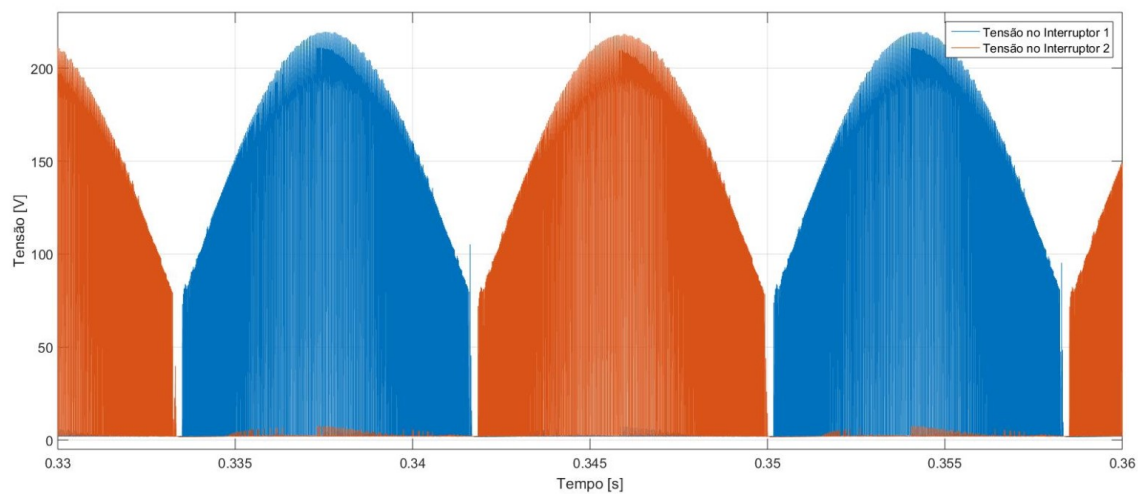
Fonte: Próprio Autor

Figura 84 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 110V.



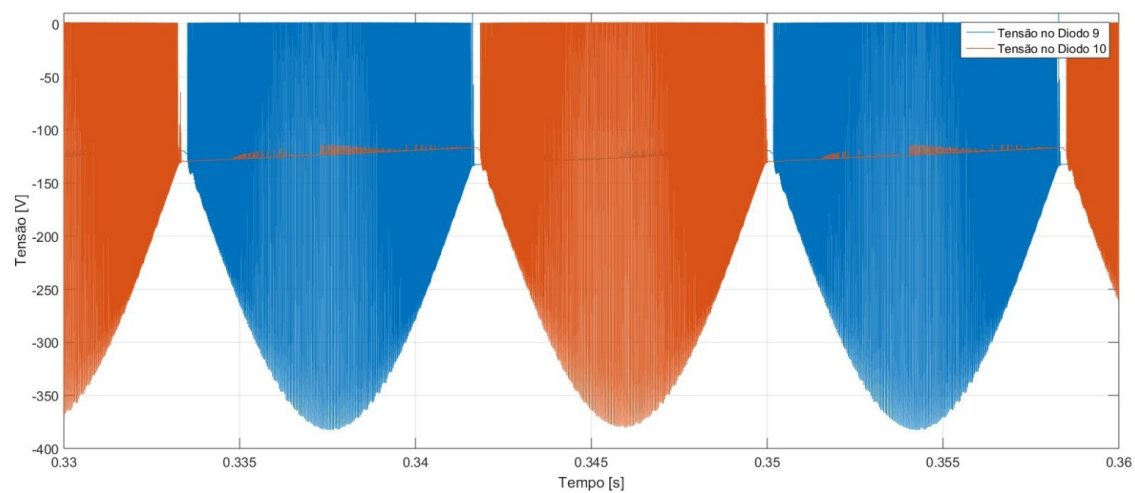
Fonte: Próprio Autor

Figura 85 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 110V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 86 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 110V.



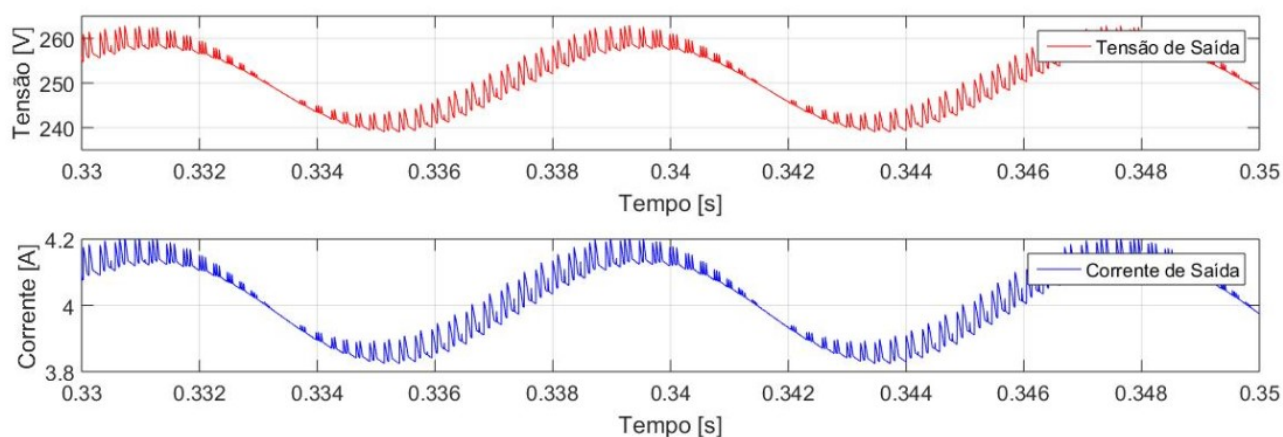
Fonte: Próprio Autor

B. Tensão Mínima

A Figura 87 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 88 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), a Figura 89 representa a forma de onda da tensão retificada, a Figura 90 representa a forma de onda da corrente do primário dos transformadores (I_p), a Figura 91 representa a forma de onda da tensão nos interruptores (V_S) e a Figura 92 representa a forma de onda da tensão nos diodos de saída (V_D).

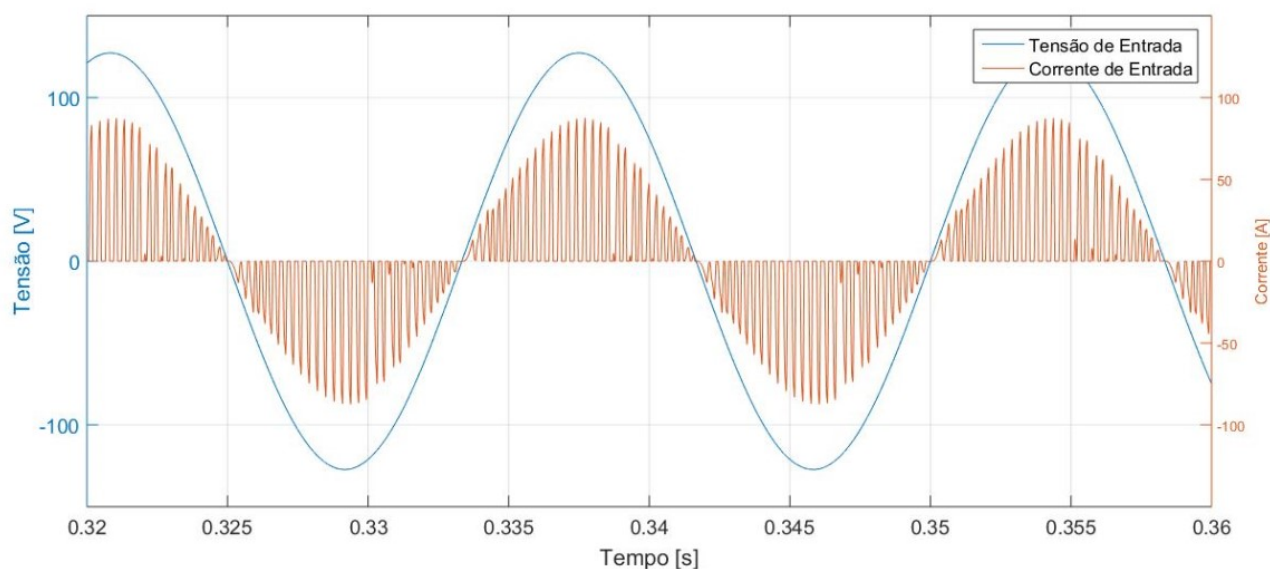
Todos os resultados apresentados quando o conversor está operando com a tensão mínima de entrada de 90V.

Figura 87 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 90V.



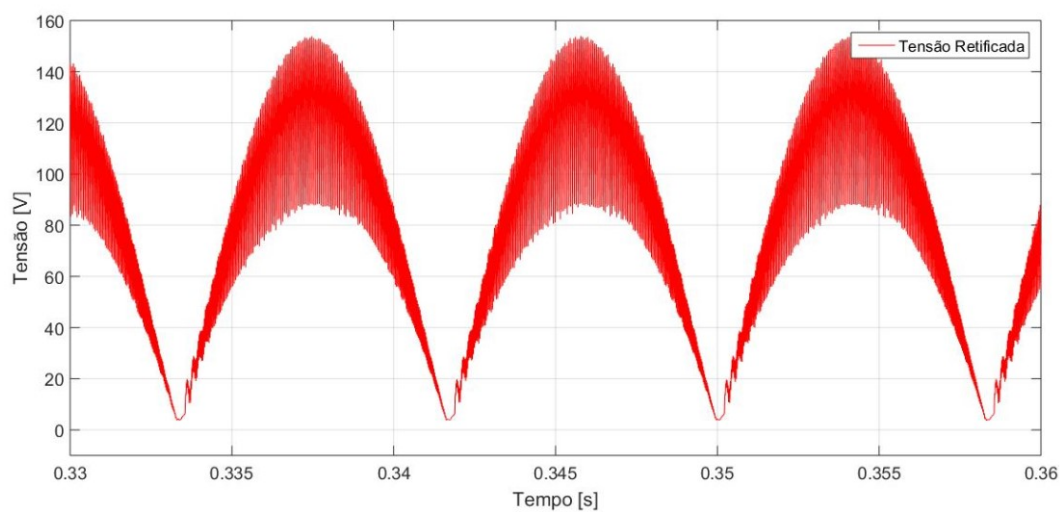
Fonte: Próprio Autor

Figura 88 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 90V.



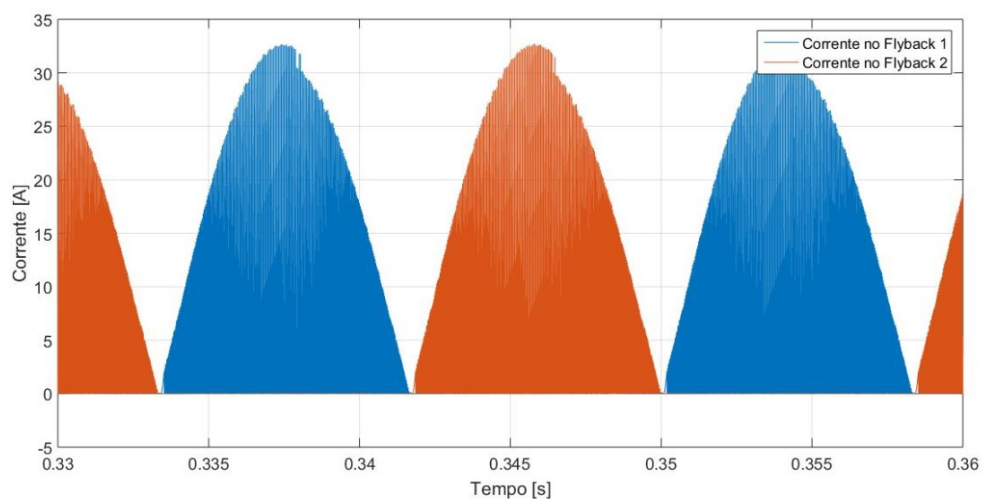
Fonte: Próprio Autor

Figura 89 – Forma de onda da tensão retificada em 90V.



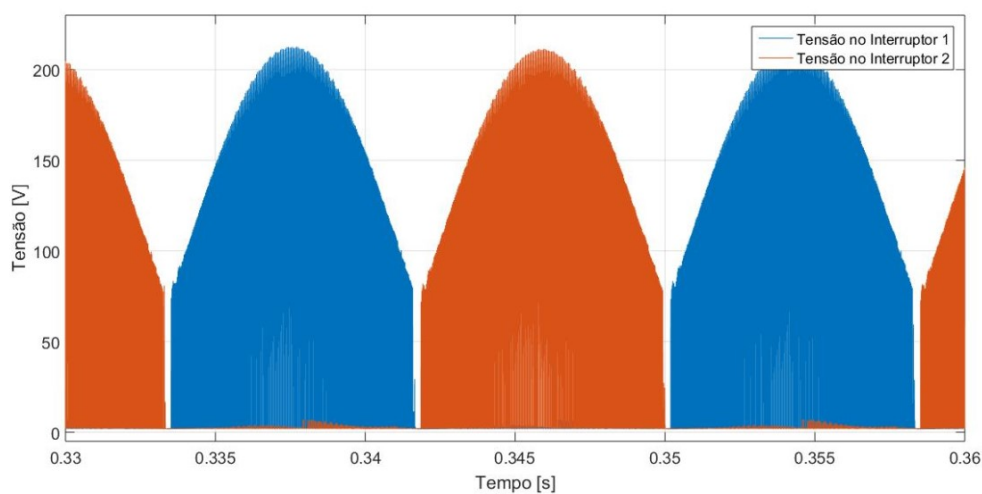
Fonte: Próprio Autor

Figura 90 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 90V.



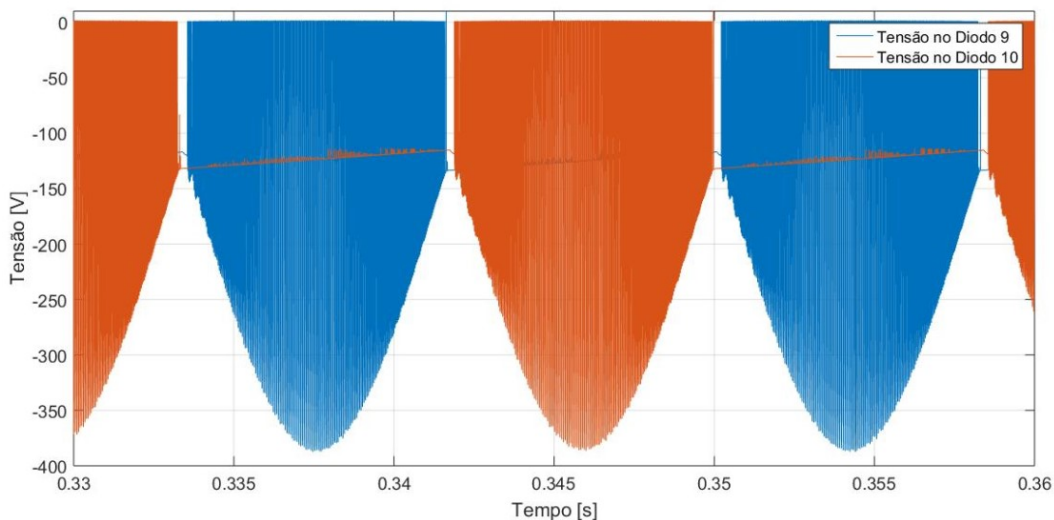
Fonte: Próprio Autor

Figura 91 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 90V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 92 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 90V.



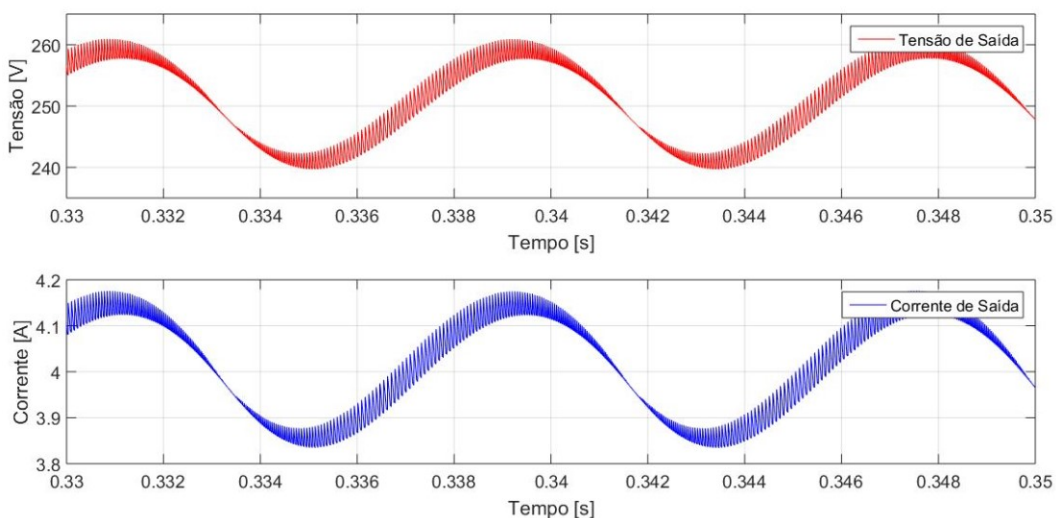
Fonte: Próprio Autor

C. Tensão Máxima

A Figura 93 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 94 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada (I_{in}), a Figura 95 representa a forma de onda da tensão retificada, a Figura 96 representa a forma de onda da corrente do primário dos transformadores (I_p), a Figura 97 representa a forma de onda da tensão nos interruptores (V_S) e a Figura 98 representa a forma de onda da tensão nos diodos de saída (V_D).

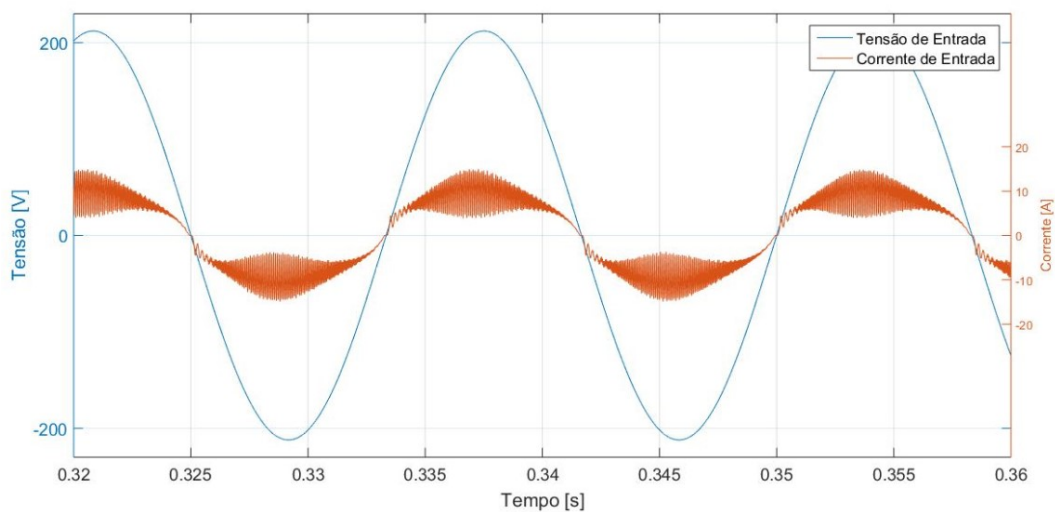
Todos os resultados apresentados quando o conversor está operando com a tensão máxima de entrada de 150V.

Figura 93 – Formas de onda da tensão de saída e corrente de saída em 150V.



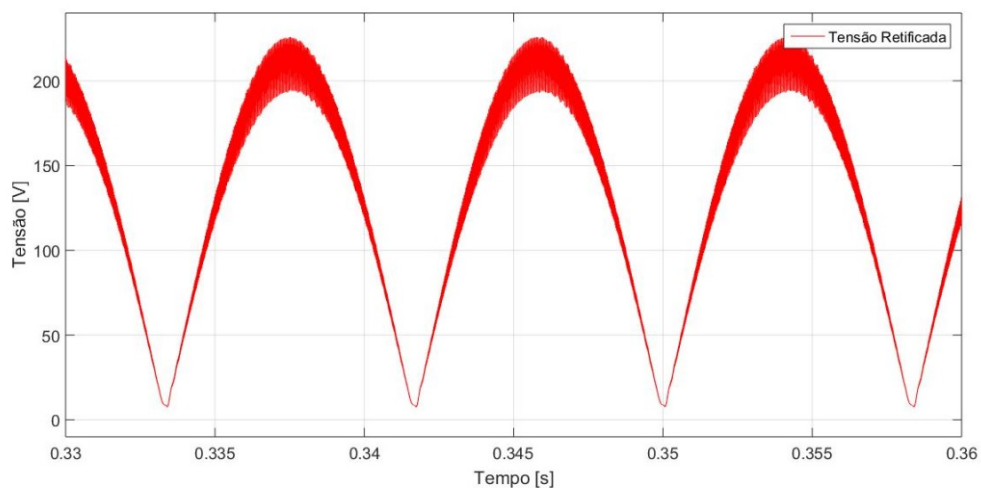
Fonte: Próprio Autor

Figura 94 – Formas de onda da tensão de entrada e corrente de entrada em 150V.



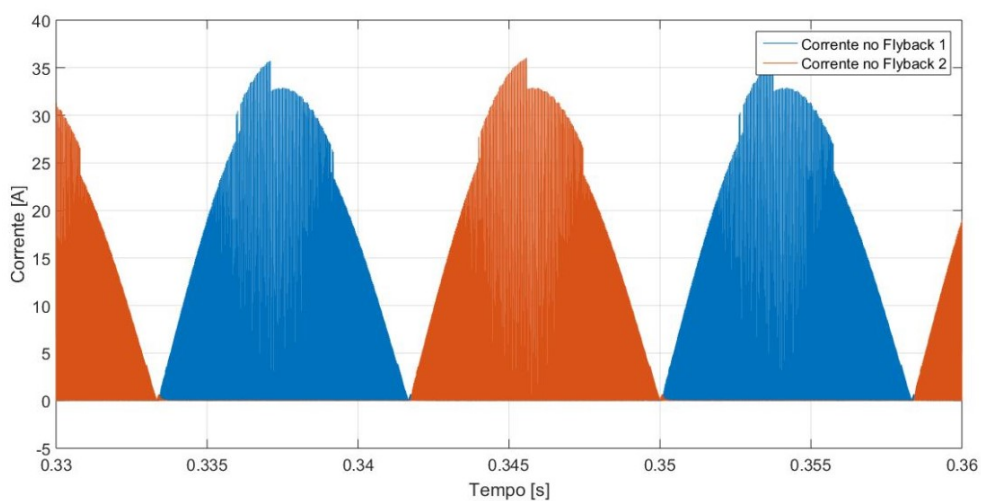
Fonte: Próprio Autor

Figura 95 – Forma de onda da tensão retificada em 150V.



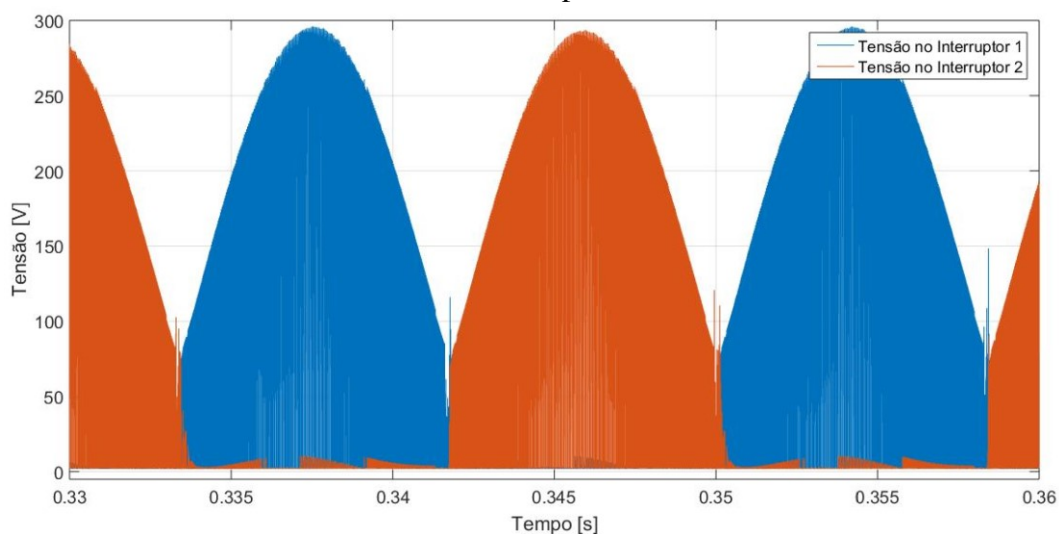
Fonte: Próprio Autor

Figura 96 – Forma de onda da corrente no primário dos transformadores em 150V.



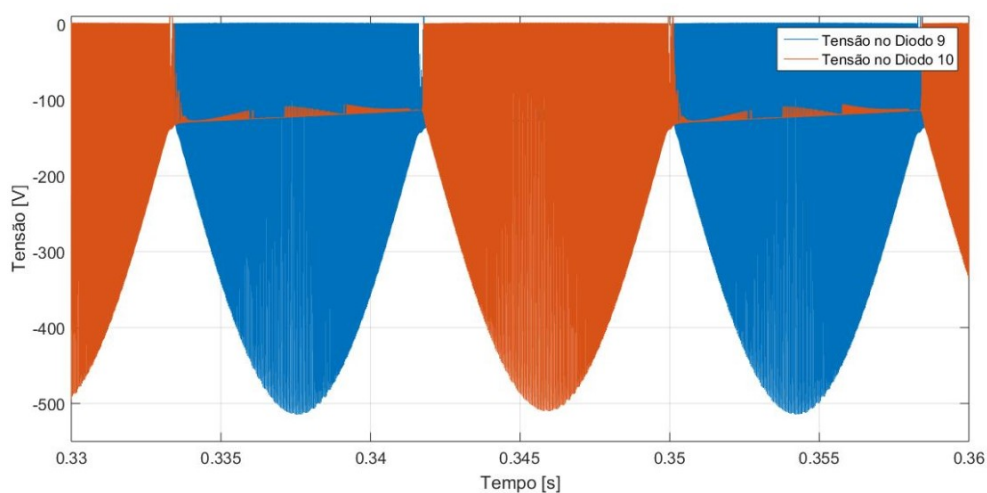
Fonte: Próprio Autor

Figura 97 – Forma de onda da tensão nos interruptores controlados em 150V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 98 – Forma de onda da tensão nos diodos de saída em 150V.



Fonte: Próprio Autor

4.4 Operação em regime dinâmico

Nesta seção serão apresentadas as principais formas de onda, para os dois níveis de tensão de entrada, quando o conversor proposto está operando em regime dinâmico, primeiramente, com um degrau de carga e também com uma carga não linear, são elas: Tensão de saída e corrente de saída, tensão de entrada e corrente de entrada, tensão na chave pulsada e a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

4.4.1 Degrau de carga

É alocado outro resistor em série com um gerador da função degrau e os mesmo em paralelo com a carga, o intuito da função degrau é simular uma perturbação na rede e testar o

funcionamento do controle do conversor. O *overshoot* adotado foi de $0,01ms$.

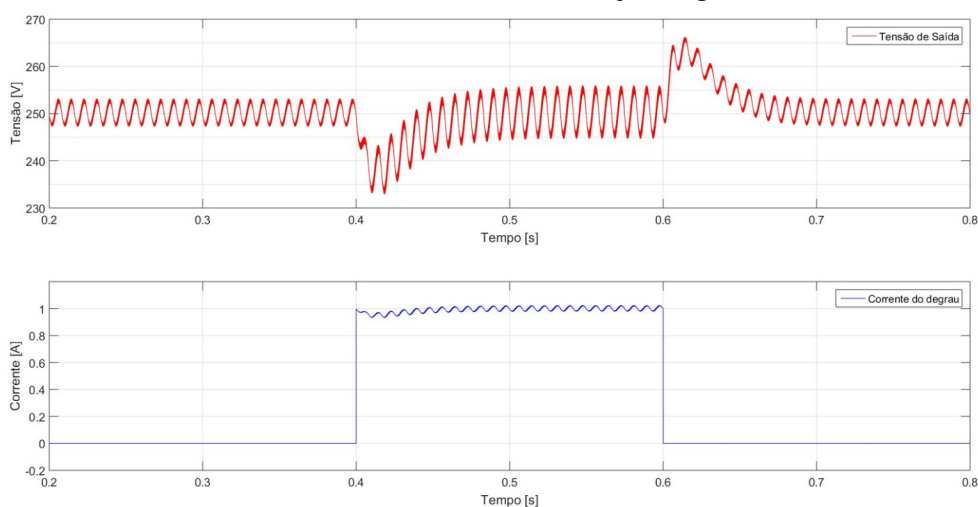
A. Tensão de entrada ($V_{in} = 220V$)

A partir do valor de tensão de entrada é adotado um valor nominal ($220V$), um valor mínimo ($176V$) e um valor máximo ($264V$).

- Tensão Nominal

A Figura 99 representa as formas de onda da tensão de saída e da função degrau quando o conversor está operando e com a tensão nominal de entrada de $220V$.

Figura 99 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em $220V$.

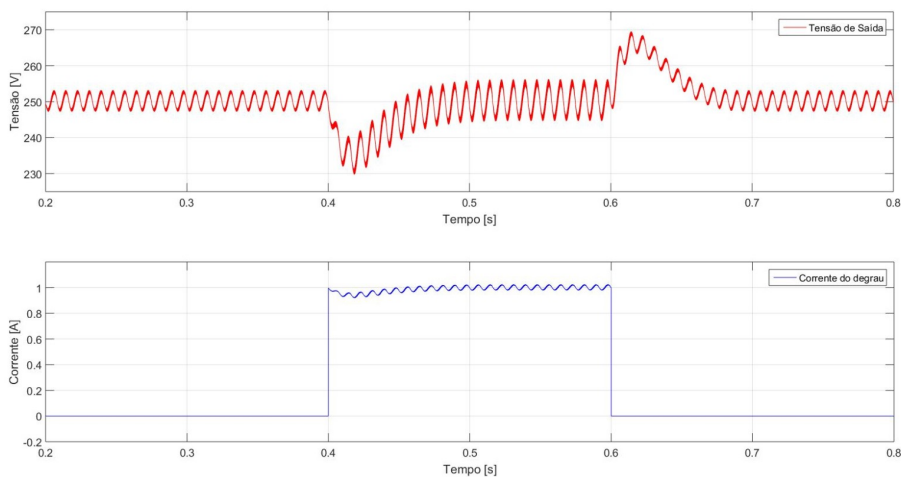


Fonte: Próprio Autor

- Tensão Mínima

A Figura 100 representa as formas de onda da tensão de saída e da função degrau quando o conversor está operando com a tensão mínima de entrada de $176V$.

Figura 100 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em $176V$.

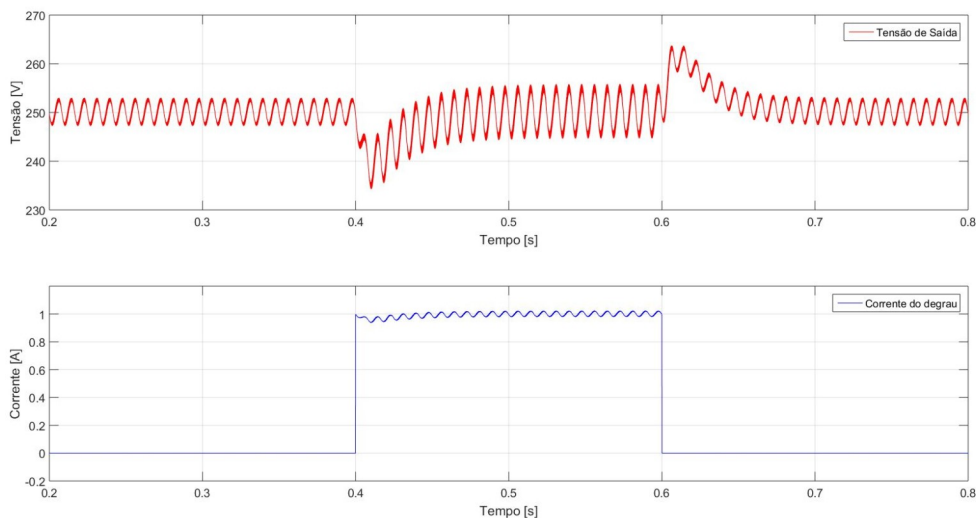


Fonte: Próprio Autor

- Tensão Máxima

A Figura 101 representa as formas de onda da tensão de saída e da função degrau quando o conversor está operando com a tensão máxima de entrada de 264V.

Figura 101 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 264V.



Fonte: Próprio Autor

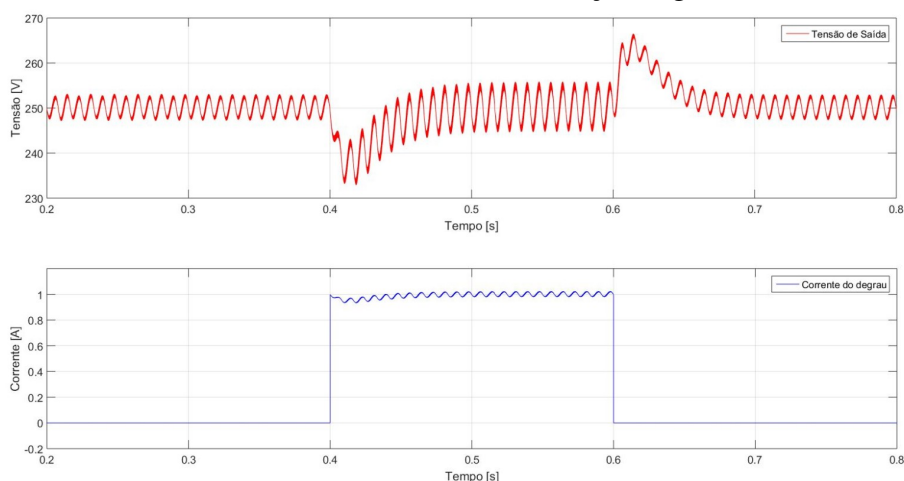
B. Tensão de entrada ($V_{in} = 110V$)

A partir do valor de tensão de entrada é adotado um valor nominal (110V), um valor mínimo (90V) e um valor máximo (150V).

- Tensão Nominal

A Figura 102 representa as formas de onda da tensão de saída e da função degrau quando o conversor está operando em regime dinâmico com degrau de carga e com a tensão nominal de entrada de 110V.

Figura 102 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 110V.

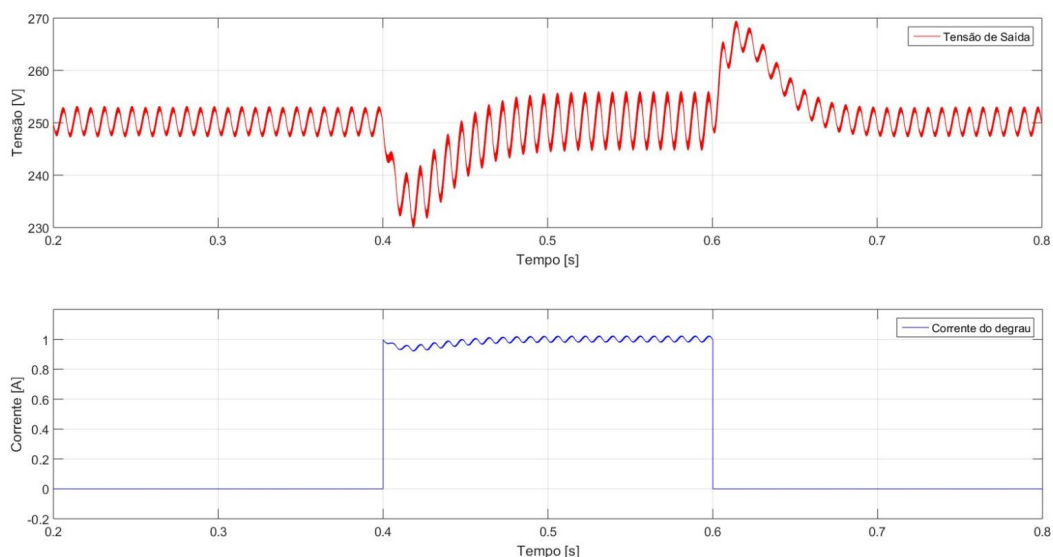


Fonte: Próprio Autor

- Tensão Mínima

A Figura 103 representa as formas de onda da tensão de saída e da função degrau quando o conversor está operando em regime dinâmico com degrau de carga e com a tensão nominal de entrada de 90V.

Figura 103 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 90V.

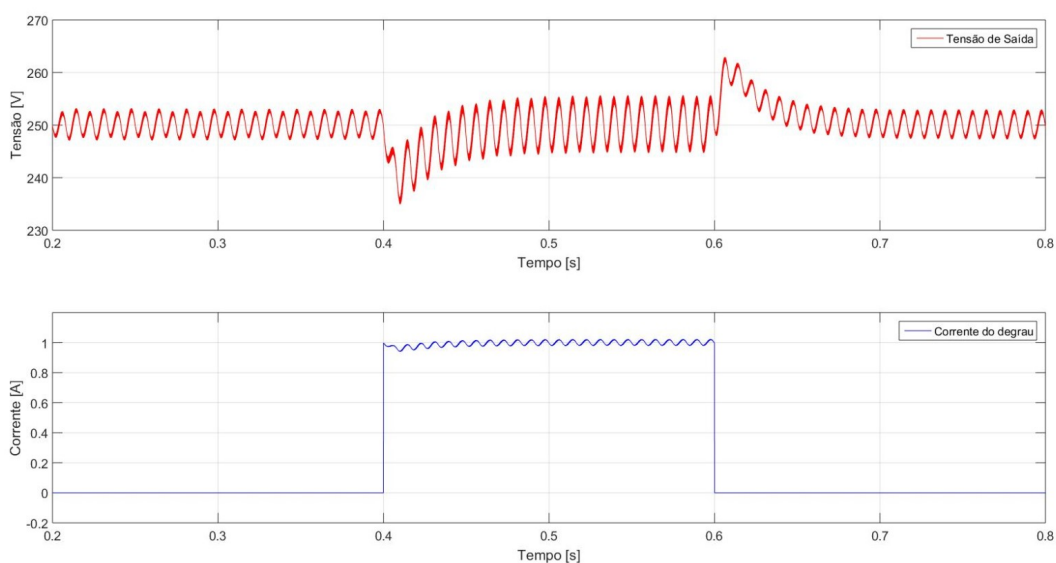


Fonte: Próprio Autor

- Tensão Máxima

A Figura 104 representa as formas de onda da tensão de saída e da função degrau quando o conversor está operando em regime dinâmico com degrau de carga e com a tensão nominal de entrada de 150V.

Figura 104 – Formas de onda da tensão de saída e da função degrau em 150V.



Fonte: Próprio Autor

4.4.2 Carga não linear

É alocado um resistor em série com uma chave pulsada a uma frequência de 180Hz , o intuito do resistor em série com a chave é simular uma carga não linear conectada ao conversor e verificar a distorção da corrente na entrada.

A. Tensão de entrada ($V_{in} = 220\text{V}$)

A partir do valor de tensão de entrada é adotado um valor nominal (220V), um valor mínimo (176V) e um valor máximo (264V).

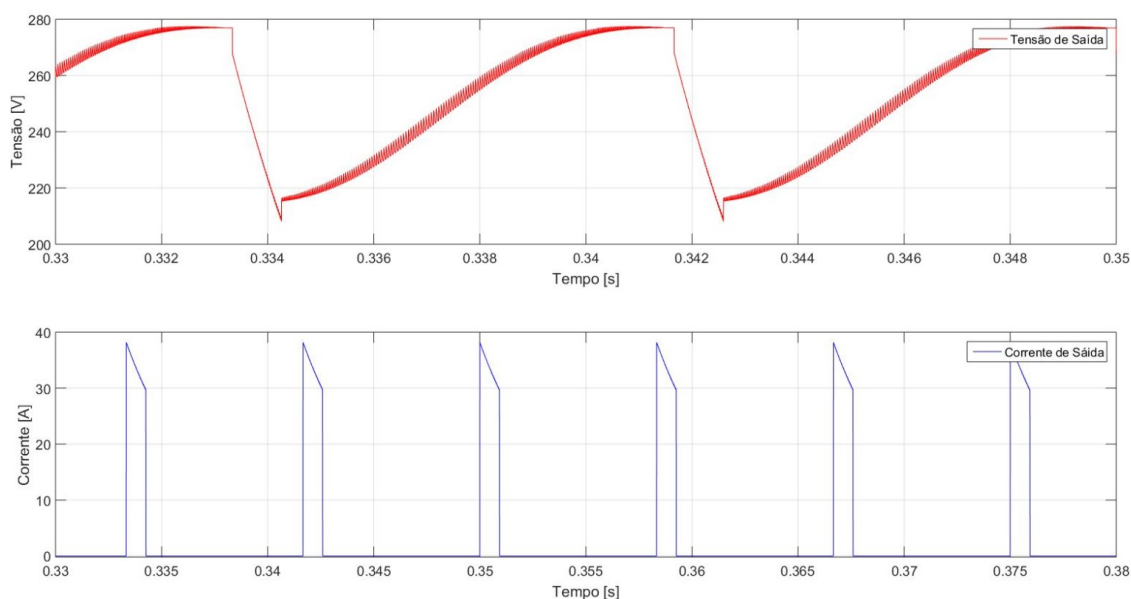
- Tensão Nominal

A Figura 105 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 106 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e da corrente de entrada (I_{in}) e a Figura 107 representa a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (TDH).

Todos os resultados apresentados quando o conversor proposto está operando em tensão nominal de 220V .

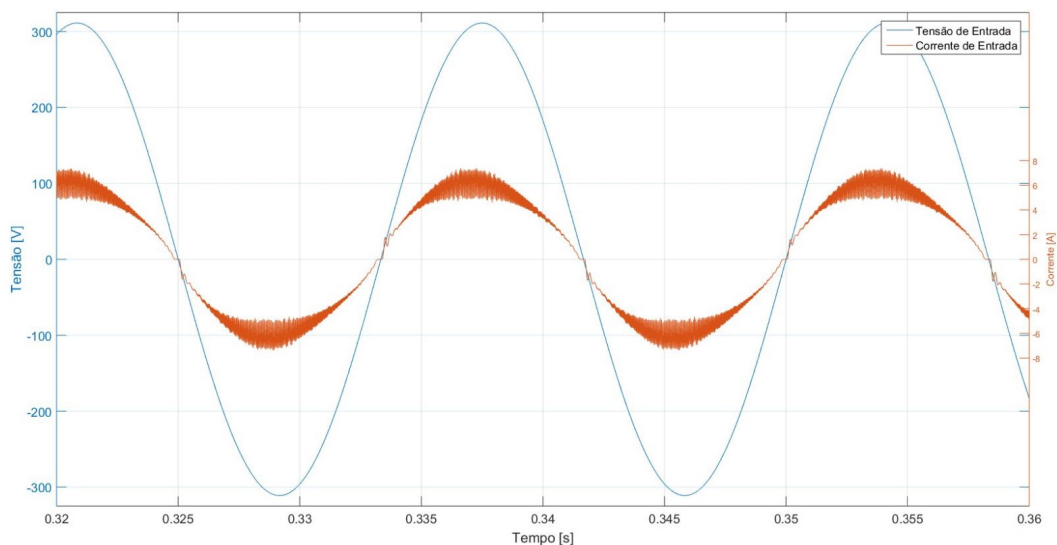
O *duty cycle* da chave que fica em série com o resistor é calculado levando-se em consideração o valor de pico da corrente e o valor eficaz, que é determinado de acordo com a frequência de chaveamento, sendo adotado 180Hz , e o valor médio, essa relação compõe o fator de crista que foi regulado para o valor de 3.

Figura 105 – Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída com carga não linear em 220V .



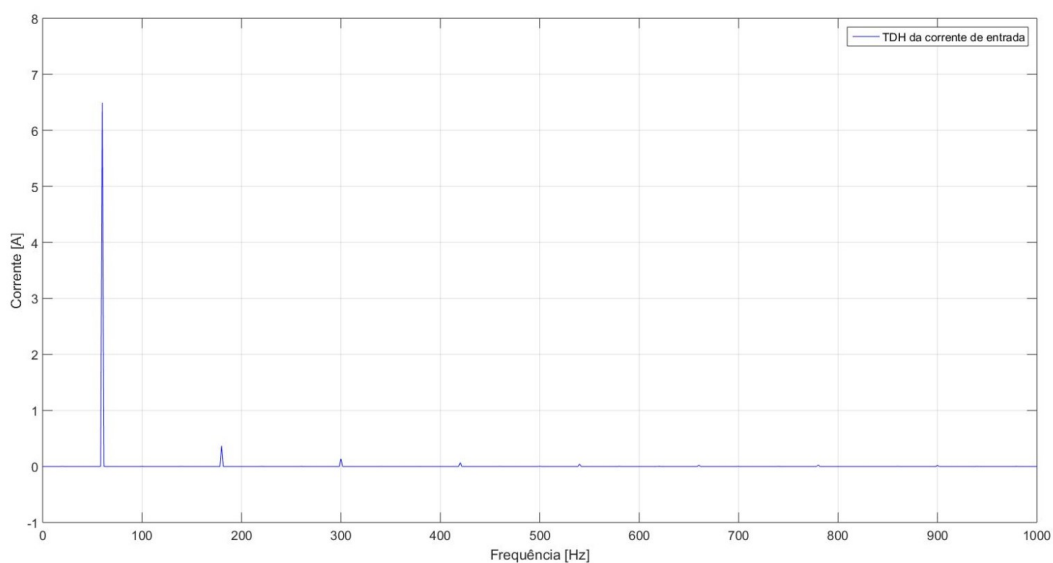
Fonte: Próprio Autor

Figura 106 – Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada com carga não linear em 220V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 107 – Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada com carga não linear em 220V.



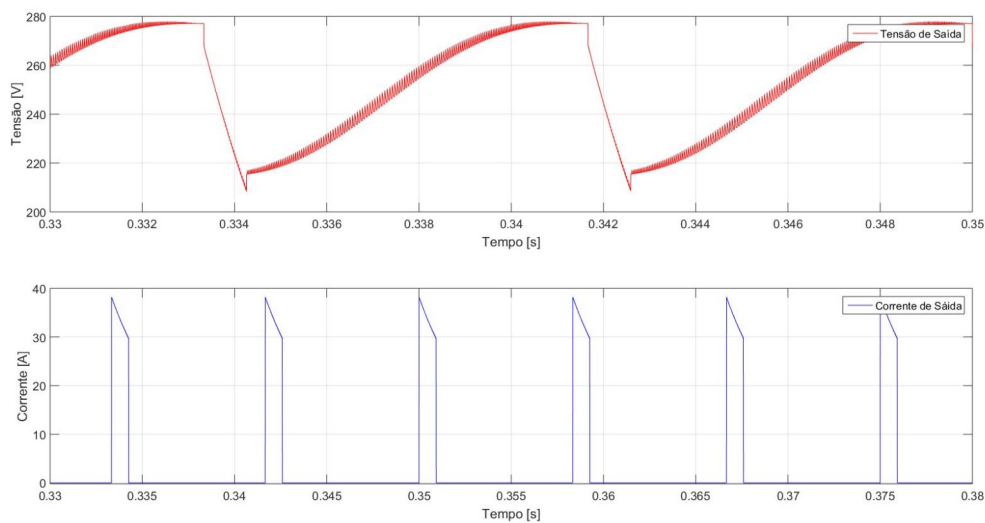
Fonte: Próprio Autor

- Tensão Mínima

A Figura 108 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 109 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e da corrente de entrada (I_{in}) e a Figura 110 representa a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (TDH).

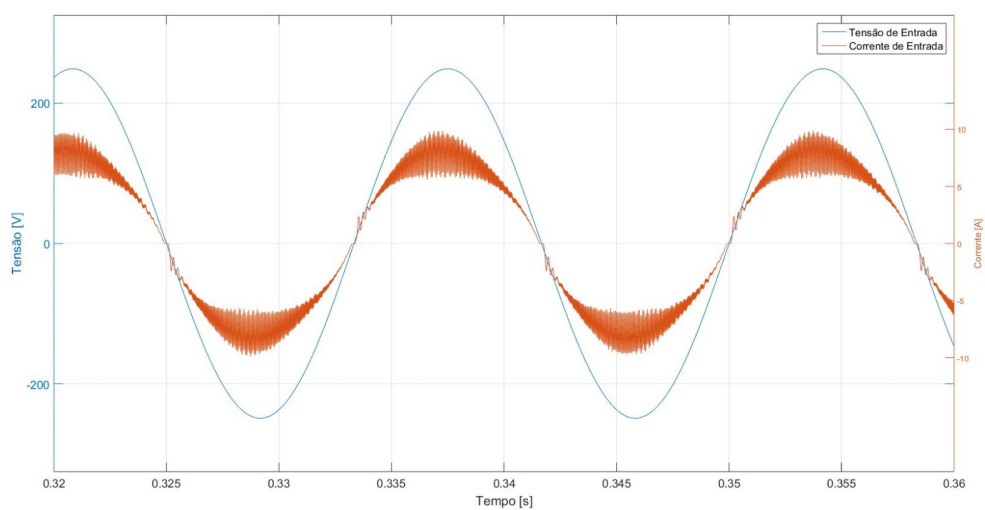
Todos os resultados apresentados quando o conversor proposto está operando em tensão mínima de 176V. Nota-se nas formas de onda apresentadas que a corrente de saída é pulsada com picos de até 36A.

Figura 108 – Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída em 176V.



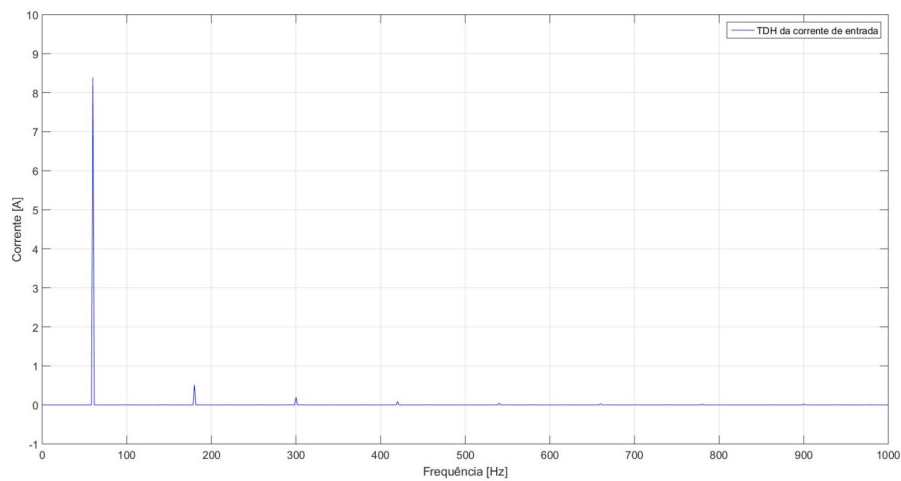
Fonte: Próprio Autor

Figura 109 – Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada em 176V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 110 – Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada em 176V.



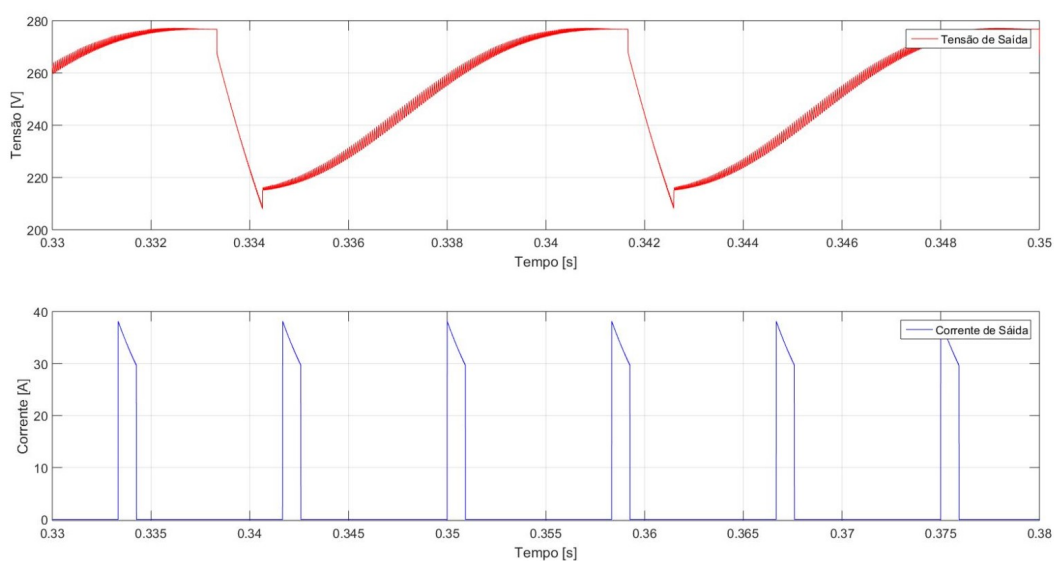
Fonte: Próprio Autor

- Tensão Máxima

A Figura 111 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 112 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e da corrente de entrada (I_{in}) e a Figura 113 representa a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (TDH), sendo essa sob o domínio da frequência.

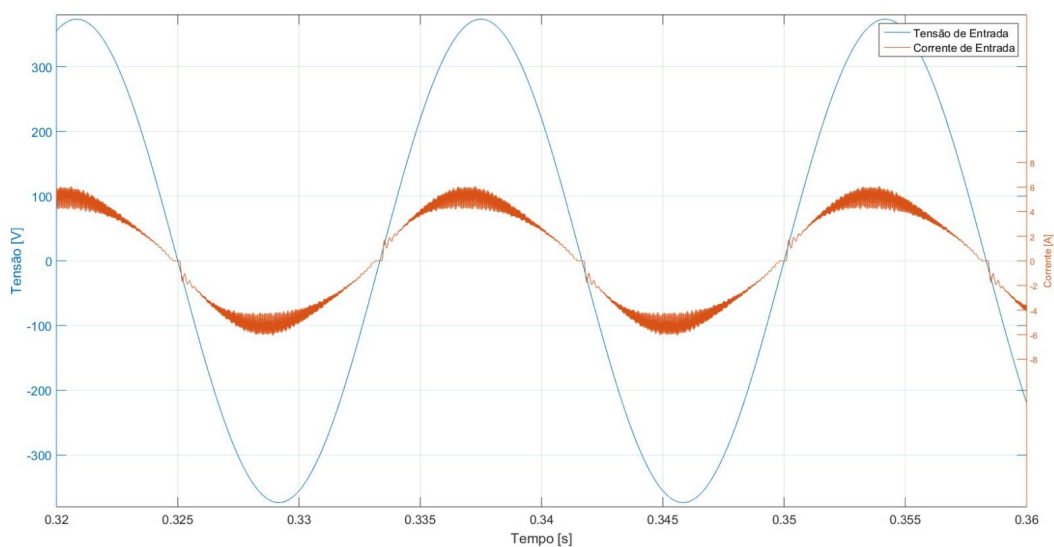
Todos os resultados apresentados quando o conversor proposto está operando em tensão máxima de 264V.

Figura 111 – Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída com carga não linear em 264V.



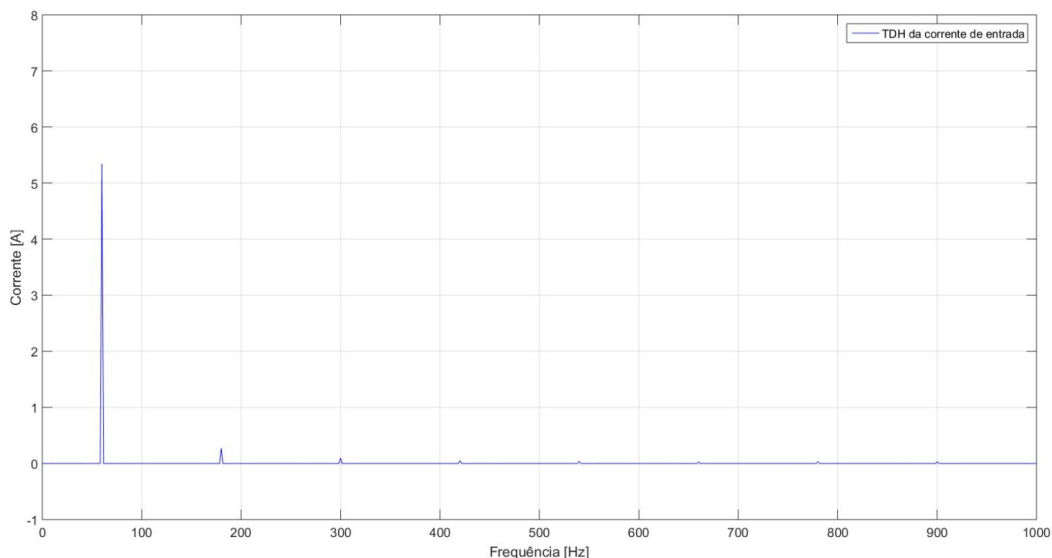
Fonte: Próprio Autor

Figura 112 – Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada com carga não linear em 264V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 113 – Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada com carga não linear em 264V.



Fonte: Próprio Autor

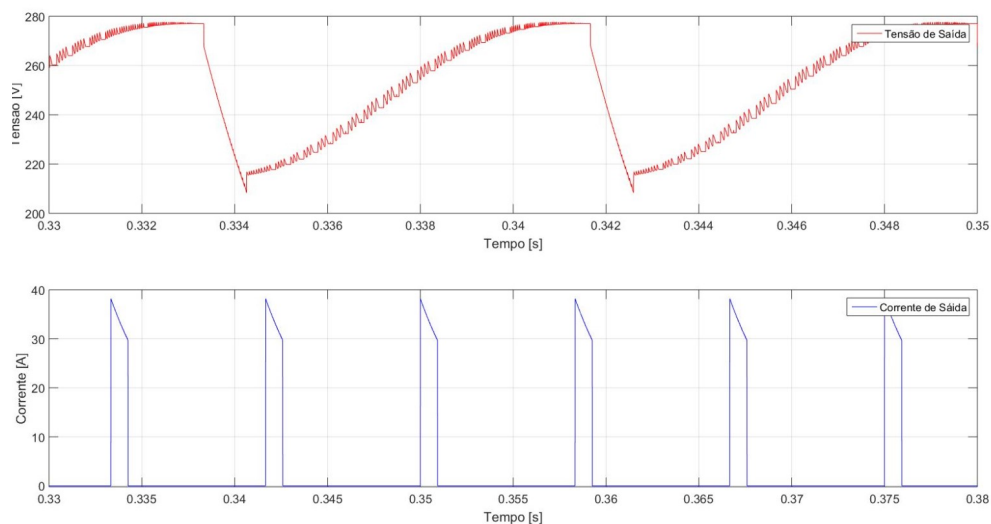
B. Tensão de entrada ($V_{in} = 110V$)

A partir do valor de tensão de entrada é adotado um valor nominal (110V), um valor mínimo (90V) e um valor máximo (150V).

- Tensão Nominal

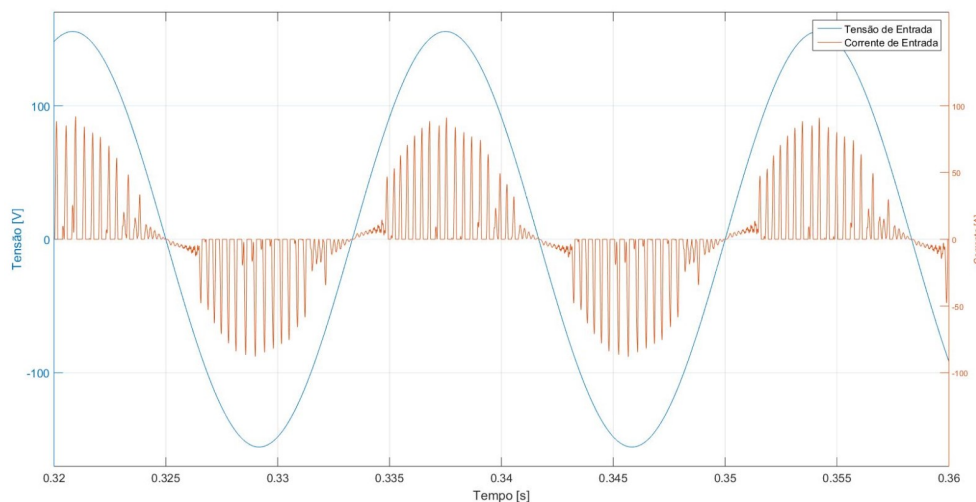
A Figura 114 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 115 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e da corrente de entrada (I_{in}) e a Figura 116 representa a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (TDH).

Figura 114 – Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída com carga não linear em 110V.



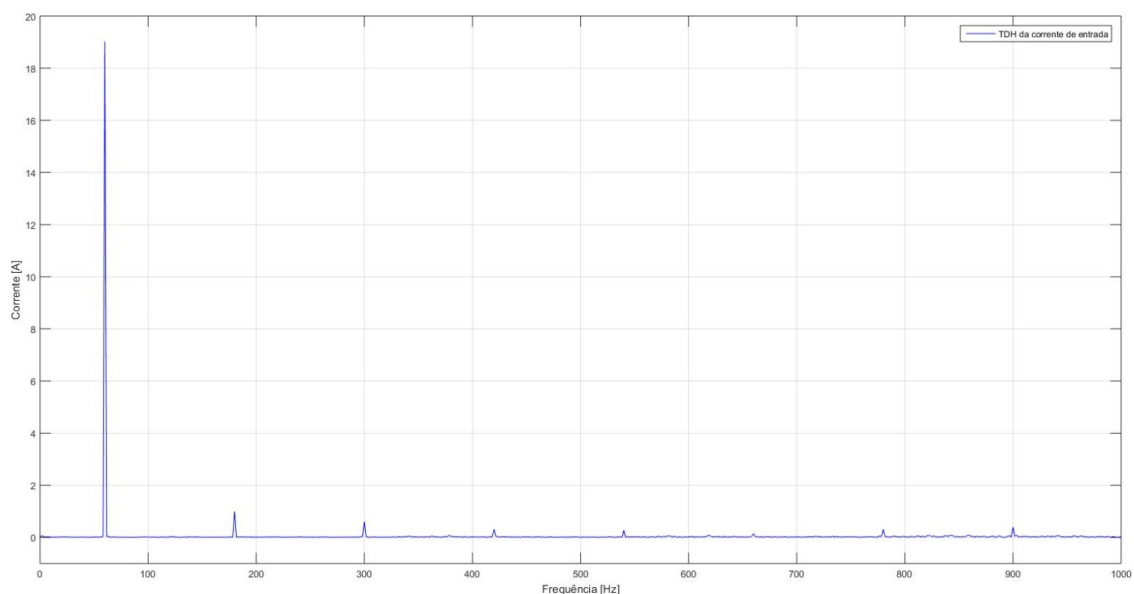
Fonte: Próprio Autor

Figura 115 – Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada com carga não linear em 110V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 116 – Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada com carga não linear em 110V.



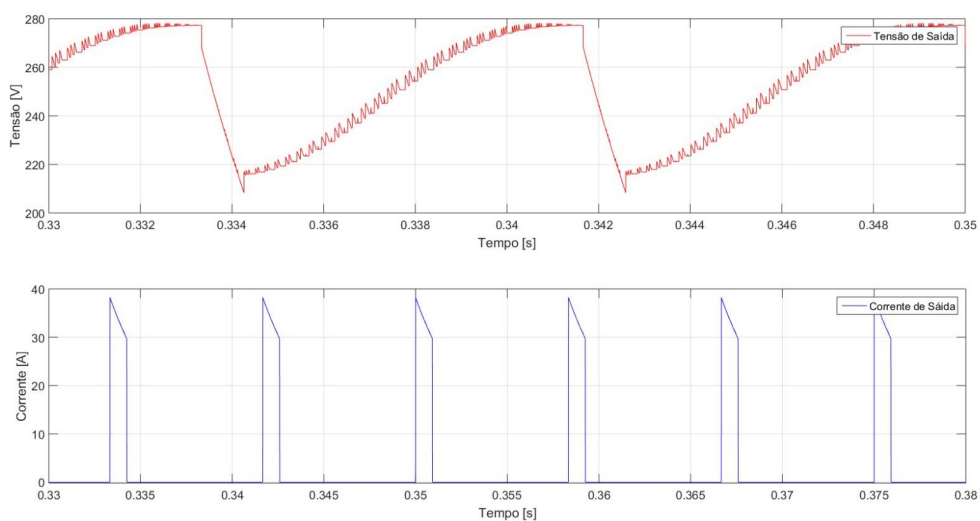
Fonte: Próprio Autor

- Tensão Mínima

A Figura 117 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 118 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e da corrente de entrada (I_{in}) e a Figura 119 representa a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (TDH), sob o domínio da frequência.

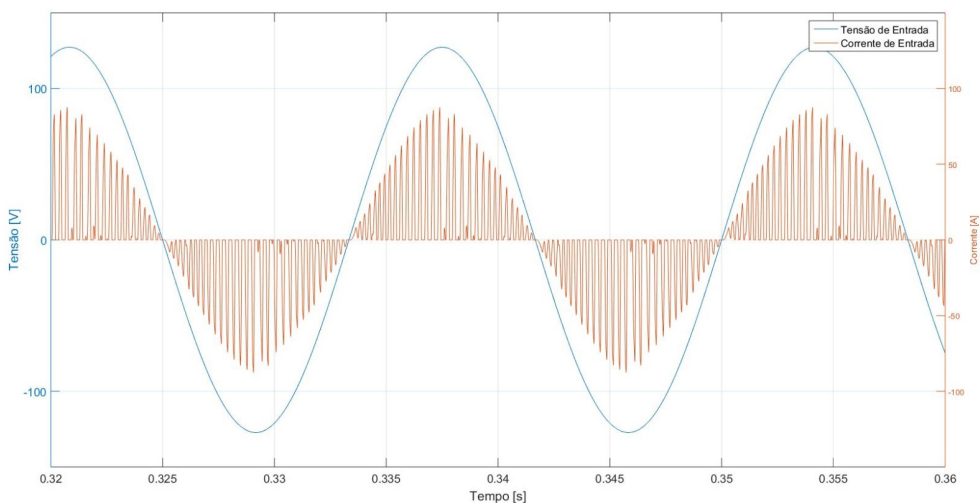
Todos os resultados apresentados quando o conversor proposto está operando em tensão mínima de 90V.

Figura 117 – Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída em 90V.



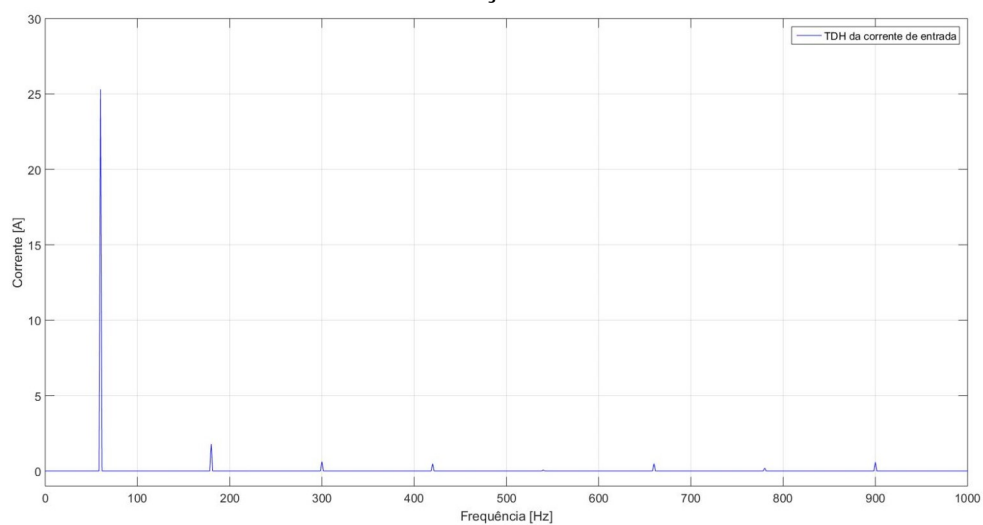
Fonte: Próprio Autor

Figura 118 – Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada em 90V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 119 – Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada em 90V.

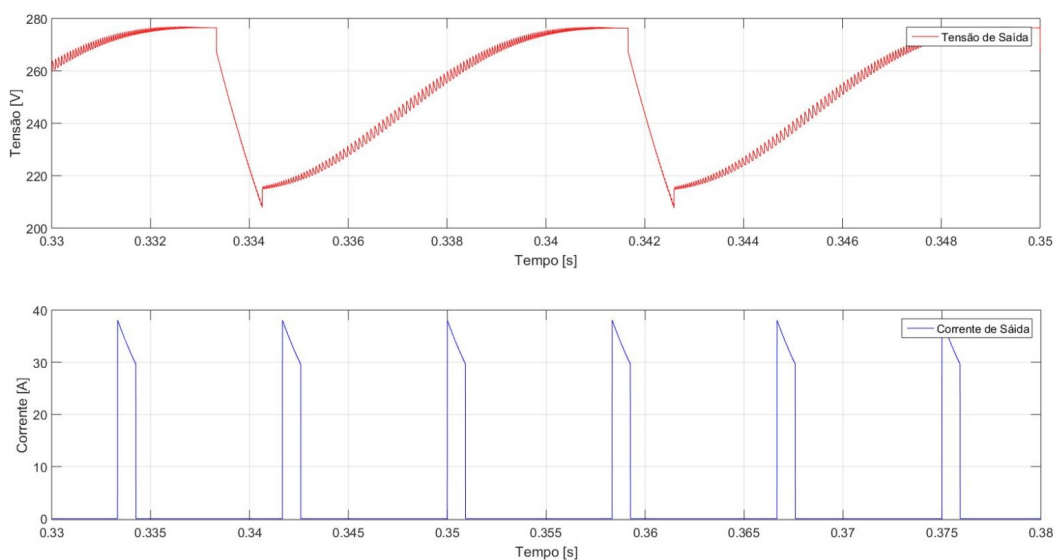


Fonte: Próprio Autor

- Tensão Máxima

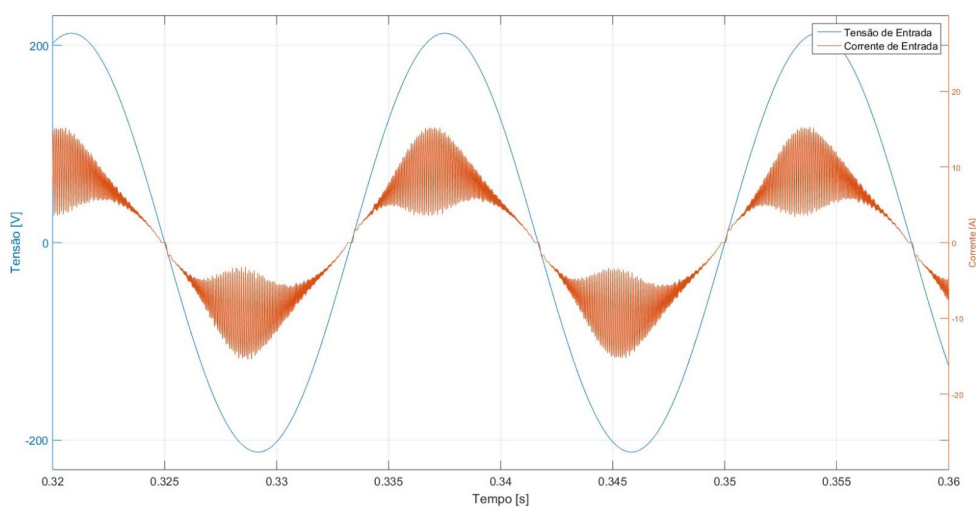
A Figura 120 representa as formas de onda da tensão de saída (V_0) e corrente de saída (I_0), a Figura 121 representa as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) e da corrente de entrada (I_{in}) e a Figura 122 representa a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (TDH), sob o domínio da frequência.

Figura 120 – Formas de onda da tensão de saída e da corrente de saída com carga não linear em 150V.



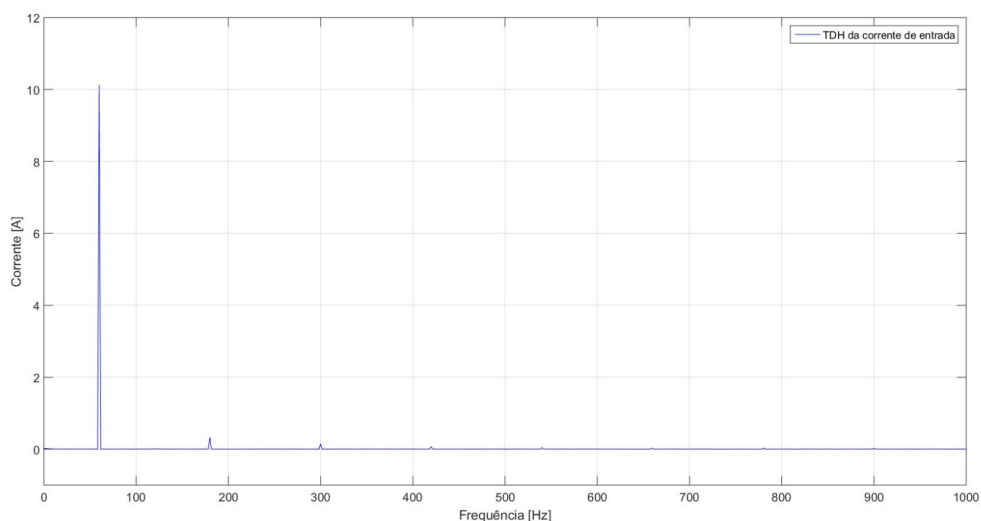
Fonte: Próprio Autor

Figura 121 – Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada com carga não linear em 150V.



Fonte: Próprio Autor

Figura 122 – Forma de onda da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada com carga não linear em 150V.



Fonte: Próprio Autor

4.5 Tabela comparativa de esforços de tensão e corrente, teóricos e simulados

De acordo com as Tabela 6 e a Tabela 7, que ambas mostram uma comparação dos esforços de corrente e tensão do conversor proposto entre valores teóricos e práticos, tanto para a tensão de entrada de 220V quanto para a tensão de entrada de 110V, é possível constatar que o valores simulados são próximos aos valores calculados na teoria, como foi mostrado na Seção 3.3, um erro aceitável para a precisão do projeto, o que representa que a simulação corresponde as expectativas do trabalho.

As principais grandezas que foram comparadas foram: tensão de pico mínima ($V_{PK_{min}}$), tensão de pico máxima ($V_{PK_{max}}$), corrente de pico do primário (I_{PK_p}), corrente eficaz do primário (I_{RMS_p}), que corresponde a corrente nos interruptores, corrente de pico do secundário (I_{PK_s}), corrente eficaz do secundário (I_{RMS_s}), que corresponde a corrente eficaz nos diodos de saída ($V_{CE_{max}}$), tensão de pico coletor-emissor das chaves e tensão reversa nos diodos de saída (V_{revmax}).

É possível notar que as grandezas compradas para a tensão de entrada de 220V são mais próximos, ou seja, quando o conversor está operando para esse nível de tensão os valores práticos se aproximam mais dos valores teóricos. Contudo, para o nível de tensão de entrada de 110V os valores se distanciam mais, mas também atendem os parâmetros de projeto.

Tabela 6 – Comparação de esforços de corrente e tensão, teórico e simulados para $V_{in} = 220V$

Grandeza	Teórico	Simulado
$V_{PK_{min}}$	248,9 V	248,9 V
$V_{PK_{max}}$	373,35 V	373,35 V
I_{PK_p}	21,17 A	21,2 A
I_{RMS_p}	5,61 A	5,25 A
I_{PK_s}	12,70 A	12,01 A
I_{RMS_s}	3,94 A	3,81 A
$V_{CE_{max}}$	523,35 A	512,44 A
V_{revmax}	875,99 A	851,26 A

Fonte: Próprio Autor

Tabela 7 – Comparação de esforços de corrente e tensão, teórico e simulados para $V_{in} = 110V$

Grandeza	Teórico	Simulado
$V_{PK_{min}}$	127,28 V	127,28 V
$V_{PK_{max}}$	212,13 V	212,13 V
I_{PK_p}	29,79 A	32,23 A
I_{RMS_p}	9,31 A	7,52 A
I_{PK_s}	17,87 A	23,17 A
I_{RMS_s}	4,7 A	5,06 A
$V_{CE_{max}}$	362,13 A	349,12 A
V_{revmax}	603,55 A	578,91 A

Fonte: Próprio Autor

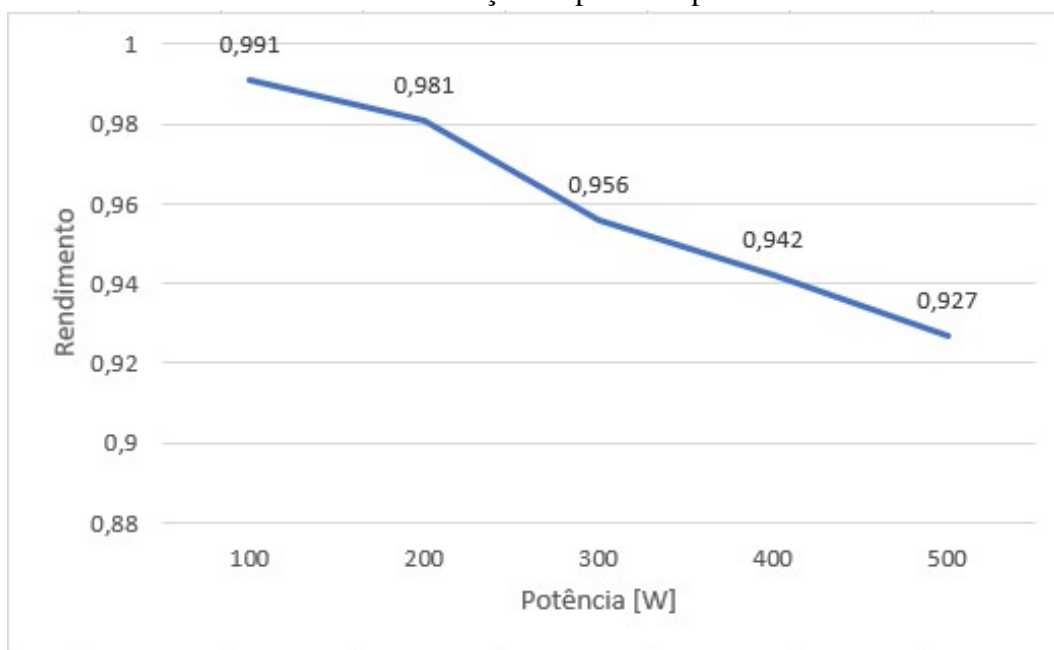
4.6 Curvas de rendimento

A seguir são mostradas as curvas de rendimento em função da potência do conversor. É adotado a potência de até 500W para cada Flyback.

4.6.1 Tensão de entrada de 220V

A Figura 123 expressa a curva de rendimento do conversor em função da potência de saída para o nível de tensão de entrada de 220V, nota-se uma tendência de decréscimo do rendimento com o aumento da potência.

Figura 123 – Curva do rendimento em função da potência para a entrada de 220V.

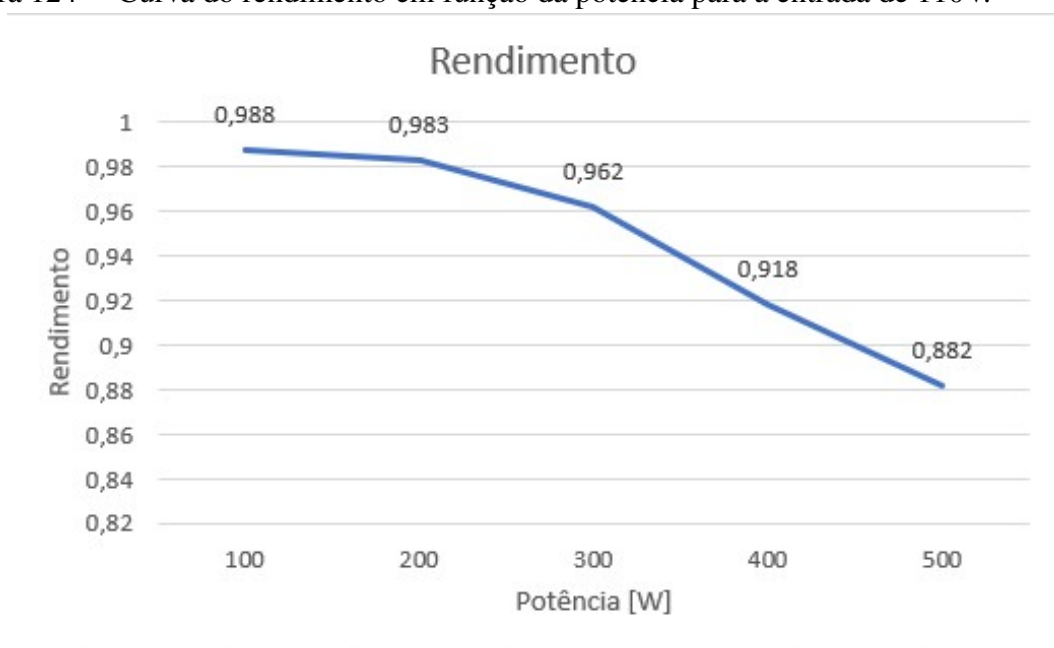


Fonte: Próprio Autor

4.6.2 Tensão de entrada de 110V

A Figura 124 expressa a curva de rendimento do conversor em função da potência de saída para o nível de tensão de entrada de 110V, nota-se uma tendência de decréscimo do rendimento com o aumento da potência, semelhante para a entrada de 220V. O conversor proposto mostra-se bem otimizado e com alto rendimento.

Figura 124 – Curva do rendimento em função da potência para a entrada de 110V.



Fonte: Próprio Autor

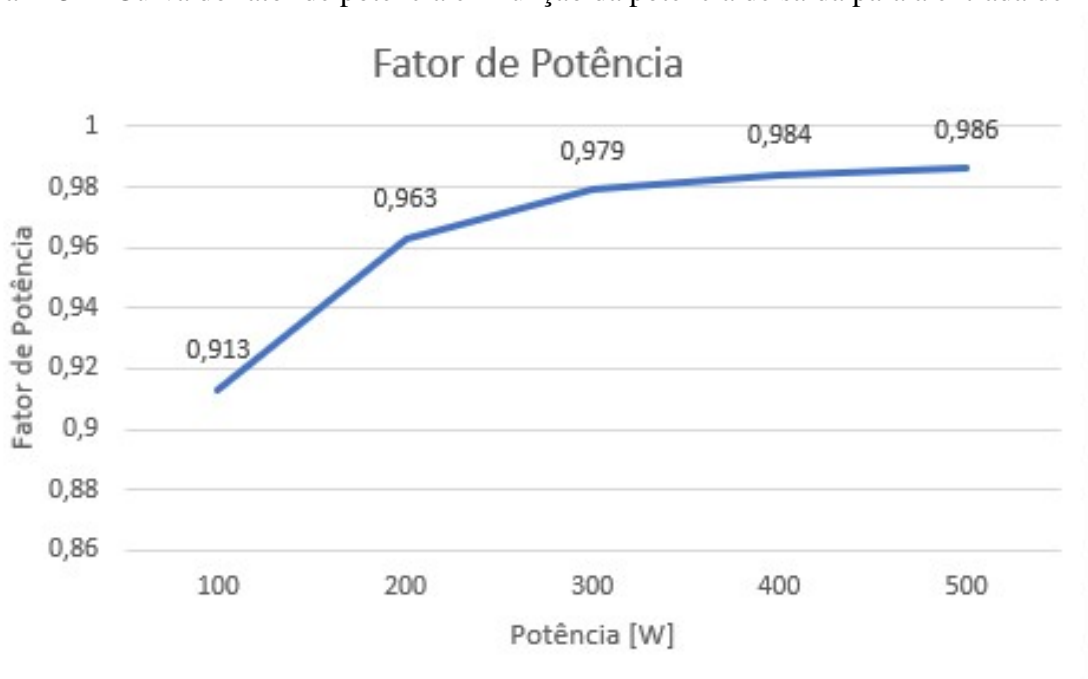
4.7 Curvas de fator de potência

A seguir são mostradas as curvas do fator de potência em função da potência de saída.

4.7.1 Tensão de entrada de 220V

Percebe-se na Figura 125 que para o nível de tensão de entrada de 220V existe uma tendência na curva, quanto maior o valor da potência de saída maior tende a ser o fator de potência.

Figura 125 – Curva do fator de potência em função da potência de saída para a entrada de 220V.

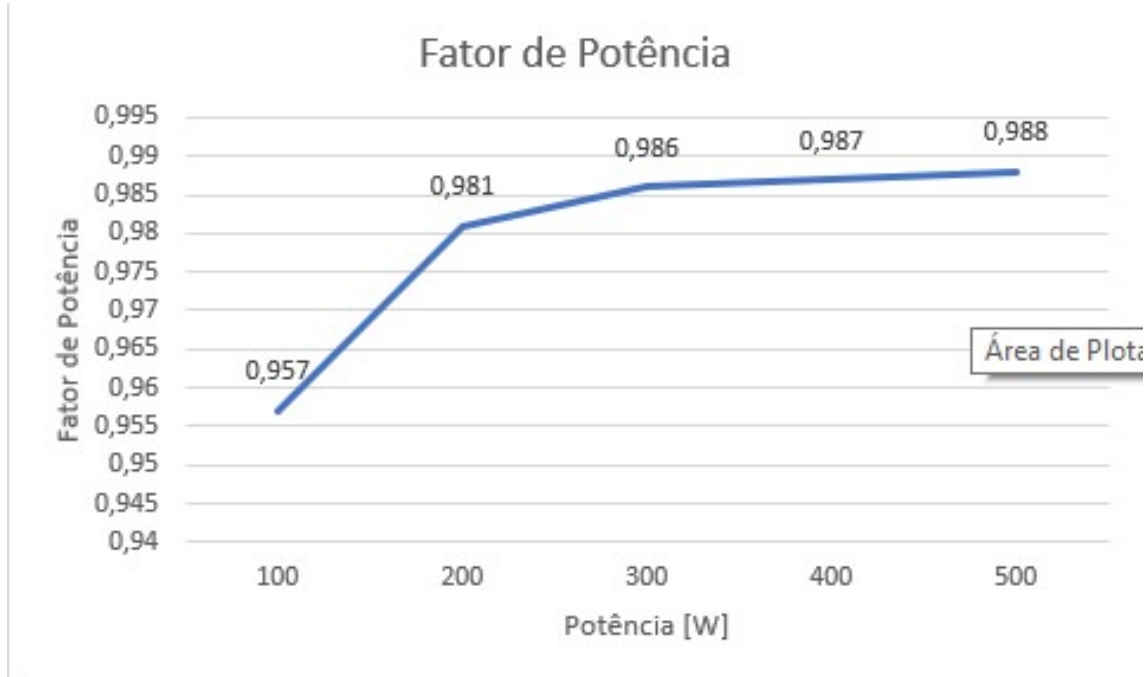


Fonte: Próprio Autor

4.7.2 Tensão de entrada de 110V

Percebe-se na Figura 126 que para o nível de tensão de entrada de 110V existe uma tendência na curva, quanto maior o valor da potência de saída maior tende a ser o fator de potência, característica semelhante quando a tensão de entrada é de 220V.

Figura 126 – Curva do fator de potência em função da potência de saída para a entrada de 110V.



Fonte: Próprio Autor

4.8 Conclusão

Portanto, neste capítulo foram apresentados os circuitos de simulação do conversor proposto, tanto o estágio de potência com seus diferentes tipos de carga, quanto o estágio de controle. Em seguida foram mostrados as principais formas de onda do conversor operando em regime permanente e em regime dinâmico (degrau de carga e carga não linear). Foi possível comprovar que os valores obtidos, por meio de simulação, correspondem aproximadamente aos valores calculados no capítulo anterior. Foram mostradas, as curvas de rendimento do conversor, que comprovam otimização e alto rendimento, e por último as curvas do fator de potência, comprovando a eficiência do controle para PFC.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Primeiramente foi apresentado no trabalho um panorama geral a respeito do crescimento e da evolução dos sistemas elétricos e eletrônicos no Brasil, tendo cada vez mais a necessidade de suprir o fornecimento de energia com qualidade, de onde surgiu a importância de se desenvolver conversores mais otimizados e com alto rendimento. É explanado sobre o conceito de fator de potência e sua importância no estudo de conversores de potência, as diferenças no cálculo do mesmo para cargas lineares e para cargas não lineares. Foram mostradas as diferentes topologias básicas do conversor Flyback com correção de fator de potência, retiradas de aplicações práticas do cotidiano. As estratégias de controle para o funcionamento do conversor em modo crítico de condução.

Em seguida foi desenvolvido uma análise qualitativa do conversor, onde foi descrito todas as etapas de operação para os dois níveis de tensão de entrada, constatou-se que o nível de entrada de tensão de 220V foram necessárias apenas seis etapas para descrever, quanto que para o nível de tensão de entrada de 110V foram necessárias doze etapas, pois o fluxo de energia percorre caminhos diferente porém com intervalos de duração menor e também foi a apresentado as formas de ondas teóricas. Na análise quantitativa foi desenvolvida a análise matemática do conversor proposto, equações para descrever as principais grandezas a serem utilizadas no dimensionamento dos componente do projeto. Foi desenvolvida a estratégia de controle no intuito de selecionar um compensador de tensão para receber as leituras de corrente, processa-las e envia-las para os interruptores para o funcionamento em modo crítico.

Foi apresentado um exemplo de projeto com valores reais a serem atingidos, para comprovar as demonstrações matemáticas do conversor, todas as grandezas foram calculadas e utilizadas para selecionar os componentes do conversor, como ponte retificadora, interruptores controlados, transformadores, diodos de saída, capacitores de saída e carga. Nota-se que os maiores esforços de corrente acontecem quando o nível de tensão de entrada é de 110V e análogo a isso os maiores esforços de tensão acontecem quando o nível de tensão de entrada é de 220V. Foi calculado o circuito do compensador de tensão e as funções de transferência do mesmo, apresentou-se os diagrama de Bode do compensador para mostrar o ganho em função da frequência. Além disso, foi projetado o filtro LC de entrada do conversor pra filtragem em alta frequência, afim de minimizar os problemas de distorção de corrente.

Por último, foram apresentadas os circuitos de simulação do conversor, as principais formas de onda obtidas por simulação para uma operação em regime permanente e regime

dinâmico (degrau de carga e carga não linear) e a comparação dos esforços de corrente e tensão entre teoria e prática. Como não foi adotado a técnica do intercalamento apenas o paralelismo dos conversores, os resultados obtidos são semelhantes, contudo a técnica do paralelismo impacta apenas no tamanho do filtro de entrada. Também foi identificado que para a tensão de 110V o filtro de entrada não operou de forma precisa e por isso as formas de onda para essa tensão estão pulsantes. Entretanto, observou-se que os valores de simulação, de maneira geral, se aproximam dos valores teóricos, o que valida o desenvolvimento do projeto. Foram apresentadas as curvas de fator de potência e de rendimento, mostrando que para uma maior potência de saída o rendimento tende a diminuir e o fator de potência tendi a possuir valores mais elevados, mas que no geral o conversor trabalhava com um rendimento otimizado, um alto fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica.

Sugestões para trabalhos futuros:

- Realizar estudos mais apurados sobre o controle em modo crítico de condução com correção de fator de potência, a fim de obter resultados ainda melhores;
- Implementar a técnica do intercalamento para comprovação da elevação da frequência;
- Realizar montagem de um protótipo funcional em laboratório;
- Realizar um estudo mais aprofundado sobre a utilização de filtros no conversor;
- Realizar testes com diferentes tipos de cargas e observar o comportamento do conversor;
- Viabilizar a implementação do conversor proposto em uma topologia real de nobreak.

REFERÊNCIAS

- ADRAGNA, C. Design equations of high-power-factor flyback converters based on the 16561. **Application Note AN1059, ST**, 2003.
- ADRAGNA, C.; GATTAVARI, G. Flyback converters with the 16561 pfc controller. **STMicroelectronics Application Note AN1060**, p. 1–11, 2003.
- AG, E. **Aluminum Electrolytic Capacitors**. EPCOS AG TDK Group Company, 2019. Original document from EPCOS AG. Disponível em: <<https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec/B43509.pdf>>.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. **Fundamentos de circuitos elétricos**. [S.l.]: AMGH Editora, 2013.
- ANEEL, A. N. d. E. E. **BIG—Banco de Informações de Geração**. [S.l.]: ANEEL Brasília, 2016.
- Bascope, R. P. T.; Chaves, B. B.; Barbosa, S. G.; da Silva, B. A. S.; Veras, C. K. O.; Souza, J. J. S. d.; Oliveira, D. d. S. Interleaved two-switch flyback converter with power factor correction for ups applications. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 537–543. ISSN null.
- BORGONOVO, D. **Análise modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos. 2005. 274 p.** Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2005.
- Byungcho Choi; Cho, B. H. Intermediate line filter design to meet both impedance compatibility and emi specifications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 5, p. 583–588, 1995.
- COMPONENTS, M. C. **UF5400-408**. Micro Commercial Components MCC, 2015. Original document from Micro Commercial Components. Disponível em: <<https://storage.googleapis.com/baudaeletronicadatasheet/UF5400%20-%20408.pdf>>.
- EICHELBERGER, R.; OLIVEIRA, R. H. de; KASSICK, E. V. Cargas lineares e não-lineares e fator de potência. XVIII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica, SENDI 2008 - 06 a 10 de Outubro, Olinda - Pernambuco - Brasil, 2008.
- FAUST, R. G. **Conversor Flyback modular conectado em série na entrada e série na saída operando no modo descontínuo com pulso único de comando. 2014. 173 p.** Dissertação (Mestrado) — Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2014.
- IEC61000-3-2. Eletromagnetic compatibility (emc) - part 3-2: Limits - limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16 a per phase). **IEC International Standard**, v. 4, 2014.
- INFINEON. **WARP2 SERIES IGBT WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE**. infineon, 2004. Original document from International IR Rectifier. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRGP50B60PD-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535656ce5f248c>.

- Lee, S.; Do, H. Soft-switching two-switch resonant ac–dc converter with high power factor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 4, p. 2083–2091, April 2016. ISSN 1557-9948.
- LEI, W.; MAN, T. A general approach for optimizing dynamic response for buck converter. **Proc. Application notes Onsemi Conductors**, 2004.
- LIDAK, P. Critical conduction mode flyback switching power supply using the mc33364. **Motorola Semiconductor Application Note**, 1998.
- MCLYMAN, C. W. T. **Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors: A User's Guide to Practice and Specifications**. [S.l.]: CRC Press, 2018.
- PAGLIOSA, M. A. **Conexão série de conversores modulares: metodologia para análise do auto-equilíbrio das tensões e estudo do conversor Flyback a duas chaves**. 2018. 207 p. Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2018.
- POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. Caracterização e compensação de harmônicos e reativos de cargas não lineares residenciais e comerciais. **Eletrônica de Potência**, v. 11, n. 1, p. 9–16, 2006.
- Sangsun Kim; Enjeti, P. N. A parallel-connected single phase power factor correction approach with improved efficiency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 1, p. 87–93, Jan 2004. ISSN 1941-0107.
- SANTOSO, S.; BEATY, H. W.; DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F. Electrical power systems quality. McGraw-Hill Professional, 2002.
- SHAFFER, B. Interleaving contributes unique benefits to forward and flyback converters. In: CITESEER. **Unitrode (TI) Power Supply Design Seminar (2004/2005)**. [S.l.], 2005.
- SOEIRO, T. B. **Estudo de um condicionador de tensão alternada com compensação em série, utilizando um conversor indireto CA-CA com alimentação ajustante**. 2007. 177 p. Dissertação (Mestrado) — Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2007.
- Tahami, F.; Abedi, M. R.; Rezaei, K. Optimum nonlinear model predictive controller design for flyback pfc rectifiers. In: **2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 70–75. ISSN null.
- THORNTON, E. L. **NEE-42/21/20**. Thornton Eletrônica LTDA, 2008. Original document from Thornton Eletrônica LTDA. Disponível em: <<https://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>>.
- TODD, P. C. Uc3854 controlled power factor correction circuit design. **UNITRODE application note U-134**, Unitrode Corp., p. 10–303, 1999.
- UNITRODE, C. **FLYBACK - DISCONTINUOUS INDUCTOR CURRENT - CURRENT MODE CONTROL**. UNITRODE CORPORATION, -. Original document from UNITRODE CORPORATION. Disponível em: <http://encon.fke.utm.my/nikd/Dc_dc_converter/TI-SEM/slup071.pdf>.
- VENABLE, H. D. The k factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis. In: CITESEER. **Proc. Powercon**. [S.l.], 1983. v. 10, p. H1–1.

VISHAY, G. S. **Single-Phase Single In-Line Bridge Rectifiers**. Vishay General Semiconductor, 2011. Original document from Vishay Semiconductors. Disponível em: <<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/447200/VISHAY/GSIB2580N.html>>.

Zhao, C.; Zhang, J.; Wu, X. An improved variable on-time control strategy for a crm flyback pfc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 2, p. 915–919, Feb 2017. ISSN 1941-0107.