



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

ENDRYO MOREIRA RODRIGUES FEITOSA

**CONVERSOR CC-CC AGT-CCTE COM CONTROLE DE BALANCEAMENTO DE
CORRENTE NO TRANSFORMADOR**

FORTALEZA

2021

ENDRYO MOREIRA RODRIGUES FEITOSA

CONVERSOR CC-CC AGT-CCTE COM CONTROLE DE BALANCEAMENTO DE
CORRENTE NO TRANSFORMADOR

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. Bascopé

FORTALEZA

2021

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)

- F336c Feitosa, Endryo Moreira Rodrigues.
Conversor CC-CC AGT-CCTE com controle de balanceamento de corrente no transformador / Endryo Moreira Rodrigues Feitosa. – 2021.
134 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
1. Técnica ativa de balanceamento de corrente. 2. Enrolamentos primários do transformador. 3. Conversor CC-CC AGT-CCTE. I. Título.

CDD 621.3

*À minha mãe Elizabete Moreira Rodrigues, à
minha família e aos amigos.*

AGRADECIMENTOS

À minha família, especialmente minha avó Elnir Moreira, minha tia Elisângela Moreira e, principalmente, minha mãe Elizabete Moreira, que me criaram e educaram. À minha irmã Evyla Moreira que fez com que eu me tornasse uma pessoa melhor. Todas elas sempre me deram apoio nessa caminhada, sendo essenciais nos momentos mais difíceis dela.

Ao Professor Dr. René Pastor T. Bascopé, pela prestatividade e empenho em me orientar neste trabalho. Aos membros da banca pela disponibilidade e atenção. A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará que agregaram muito na minha formação.

Ao Projeto Pré-Vestibular 6 de Março, por ter expandido minha visão de mundo, mostrando que seria possível sempre chegar mais longe, e por ter me oportunizado várias experiências como docente.

Ao meu líder técnico no estágio João Paulo Soares de Sousa, pela paciência e todo o suporte que a mim foi dado para que eu desenvolvesse meu trabalho e conseguisse conciliar da melhor maneira possível com os estudos.

À RAV Soluções Tecnológicas, em especial ao Alysson Bandeira, por toda confiança e credibilidade no meu trabalho.

Aos meus amigos de graduação que acompanharam todas as minhas lutas desde o início, Cláudio César, Diêgo Menezes, Moacir Neto, Gabriel Paulino, Guilherme Carvalho, Thiago Azevedo, Gabriel Oliveira, Fellipe Cavalcante e, especialmente, Máurisson Feitoza, que estuda comigo desde o Ensino Fundamental e é um dos meus grandes amigos.

“A ciência é mais do que um corpo de conhecimento, é um modo de pensar.”

(Carl Sagan)

RESUMO

O trabalho apresenta o estudo de uma técnica de controle que balanceia as correntes nos enrolamentos primários do transformador do conversor CC-CC AGT-CCTE de modo a evitar que tal elemento sature. Para este conversor, proposto por Araújo *et al.* (2010), foi realizado o dimensionamento de todos os seus componentes considerando razão cíclica (D) de 0,7, tensão mínima de entrada de 42 V e operação em Modo de Condução Contínua (MCC). Para verificar a exatidão dos cálculos, foram efetuadas simulações em malha aberta do circuito de potência, o que mostrou conformidade com os valores teóricos. O desenvolvimento do projeto do circuito de controle também foi apresentado e é composto pela malha de corrente principal, malha de tensão e malhas de equilíbrio de corrente, em que esta última permite balancear as correntes nos enrolamentos primários do transformador do conversor. As malhas de corrente principal e de tensão possibilitam regular corrente de entrada e tensão de saída, respectivamente. Para validar a eficácia do circuito de controle, foram realizadas simulações sem e com a malha de equilíbrio de corrente, tanto em regime permanente como em regime dinâmico, utilizando carga linear e não linear. Os testes com parâmetros ideais e com diferença de até 10% na amplitude das portadoras triangulares obtiveram êxito no balanceamento das correntes que passam pelos enrolamentos primários do transformador. Porém, com diferença de até 10% na frequência das portadoras não se observou vantagens no uso das malhas de equilíbrio de corrente, visto que com qualquer variação de frequência das portadoras o deslocamento de fase de 180 graus elétricos necessário é perdido.

Palavras-chave: Técnica ativa de balanceamento de corrente. Enrolamentos primários do transformador. Conversor CC-CC AGT-CCTE.

ABSTRACT

The work presents the study of a control technique that balances the currents in the transformer primary windings of the converter CC-CC AGT-CCTE in order to prevent such element from saturating. For this converter, proposed by Araújo *et al.* (2010), all its components were dimensioned considering a duty cycle (D) of 0.7, minimum input voltage of 42 V and operation in MCC. To verify the accuracy of the calculations, open-loop simulations of the power circuit were performed, which showed compliance with theoretical values. The development of the control circuit design was also presented and it is composed by the main current loop, voltage loop and current balance loops, in which the latter allows balancing the currents in the primary windings of the converter transformer. The main current and voltage loops make it possible to regulate input current and output voltage, respectively. To validate the effectiveness of the control circuit, simulations were carried out with and without the current balance loop, both in steady state and in dynamic state, using linear and non-linear load. Tests with ideal parameters and with a difference of up to 10% in the amplitude of the triangular carriers were successful in balancing the currents that pass through the primary windings of the transformer. However, with a difference of up to 10% in the frequency of the carriers, no advantages were observed in the use of current balance meshes, since with any frequency variation of the carriers the necessary 180-degree phase shift is lost.

Keywords: Active current balancing technique. Transformer primary windings. Converter CC-CC AGT-CCTE.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Curva de magnetização e histerese	25
Figura 2 – Fluxo magnético para frequências de 60 e 50 Hz	26
Figura 3 – Circuito equivalente de um transformador descarregado	26
Figura 4 – Célula de múltiplos estados	28
Figura 5 – Topologia buck CC-CC baseada em células de múltiplos estados	29
Figura 6 – Conversor LLC trifásico intercalado.	30
Figura 7 – Conversor PFC buck BCM intercalado.	30
Figura 8 – Conversores ressonantes em série intercalados com o diagrama de blocos dos controles dos lados primário e secundário	31
Figura 9 – Controle digital de divisão de corrente	32
Figura 10 – Boost intercalado de alto ganho de tensão baseado na CCTE	34
Figura 11 – Estratégia de controle por modo corrente média nas fases do TMIF	34
Figura 12 – Circuito de um conversor buck com controle por corrente média	35
Figura 13 – Circuito equivalente de pequenos sinais para controle por corrente média	36
Figura 14 – Conversor CC-CC AGT-CCTE.	37
Figura 15 – Diagrama de blocos do circuito de controle.	37
Figura 16 – Conversor CC-CC AGT-CCTE.	38
Figura 17 – Ganho estático do conversor CC-CC AGT-CCTE, tomando como parâmetro as relações de transformação a	40
Figura 18 – Dados do núcleo NEE-65/33/26 de material IP12R da Thornton.	42
Figura 19 – Dados do núcleo NEE-80/38/20.	45
Figura 20 – (a) símbolo do MOSFET, (b) tipo de encapsulamento do MOSFET.	49
Figura 21 – (a) Tipo de encapsulamento, (b) configuração interna.	51
Figura 22 – Corrente através da carga não linear.	55
Figura 23 – Carga não linear aproximada.	56
Figura 24 – Circuito do conversor AGT-CCTE em malha aberta.	57
Figura 25 – Tensão de entrada.	57
Figura 26 – Tensão de saída.	58
Figura 27 – Forma de onda de corrente no indutor L_b	58
Figura 28 – Forma de onda de tensão no indutor L_b	59
Figura 29 – Tensão sobre as chaves M1 e M2.	59

Figura 30 – Corrente nas chaves M1 e M2.	60
Figura 31 – Corrente nos diodos D1 e D2.	60
Figura 32 – Tensão sobre os diodos D1 e D2.	61
Figura 33 – Corrente nos diodos D3 e D4.	61
Figura 34 – Tensão sobre os diodos D3 e D4.	62
Figura 35 – Corrente no capacitor C1.	62
Figura 36 – Tensão no capacitor C1.	63
Figura 37 – Corrente nos capacitores C2 e C3.	63
Figura 38 – Tensão nos capacitores C2 e C3.	63
Figura 39 – Corrente no capacitor Co.	64
Figura 40 – Corrente de saída.	64
Figura 41 – <i>Duty cycle</i> do conversor em malha aberta	65
Figura 42 – Diagrama de blocos da técnica de controle por modo corrente média sem malhas de equilíbrio de corrente aplicado ao conversor CC-CC AGT-CCTE.	66
Figura 43 – Diagrama de blocos da técnica de controle por modo corrente média com malhas de equilíbrio de corrente aplicado ao conversor CC-CC AGT-CCTE.	67
Figura 44 – Circuito do conversor CC-CC AGT-CCTE com malhas de equilíbrio.	68
Figura 45 – Conversor boost equivalente.	69
Figura 46 – Modulação PWM do conversor de alto ganho de tensão e de seu equivalente.	70
Figura 47 – Diagrama de blocos da malha de corrente.	73
Figura 48 – Diagrama de Bode de $F_{TLA_{sci}}(s)$: (a) ganho, (b) fase	75
Figura 49 – Compensador Tipo 2.	77
Figura 50 – Curva de avanço de fase em função do fator K.	77
Figura 51 – Diagrama de Bode do compensador $C_i(s)$: (a) ganho, (b) fase	79
Figura 52 – Diagrama de Bode de $F_{TLA_{cci}}(s)$: (a) ganho, (b) fase	80
Figura 53 – Diagrama de blocos da malha de tensão.	81
Figura 54 – Diagrama de Bode de $F_{TLA_{scv}}(s)$: (a) ganho, (b) fase	82
Figura 55 – Diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$: (a) ganho, (b) fase	84
Figura 56 – Diagrama de Bode da $F_{TLA_{ccv}}(s)$: (a) ganho, (b) fase	85
Figura 57 – Malha de equilíbrio de corrente.	86
Figura 58 – Diagrama de Bode da $F_{TLA_{scMEC}}(s)$: (a) ganho, (b) fase	87
Figura 59 – Compensador PI.	88

Figura 60 – Diagrama de Bode da $C_{pi}(s)$: (a) ganho, (b) fase	89
Figura 61 – Diagrama de Bode da $FTLA_{ccMEC}(s)$: (a) ganho, (b) fase	90
Figura 62 – Circuito do conversor CC-CC AGT-CCTE sem malhas de equilíbrio.	93
Figura 63 – Corrente no indutor Lb.	94
Figura 64 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	95
Figura 65 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	95
Figura 66 – Corrente e tensão de saída.	96
Figura 67 – Corrente no indutor Lb.	97
Figura 68 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	97
Figura 69 – Corrente e tensão de saída.	98
Figura 70 – Corrente no indutor Lb.	99
Figura 71 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	99
Figura 72 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	100
Figura 73 – Corrente e tensão de saída.	100
Figura 74 – Corrente no indutor Lb.	101
Figura 75 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	101
Figura 76 – Corrente e tensão de saída.	102
Figura 77 – Corrente no indutor Lb.	103
Figura 78 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	103
Figura 79 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	104
Figura 80 – Corrente e tensão de saída.	105
Figura 81 – Corrente no indutor Lb.	105
Figura 82 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	106
Figura 83 – Corrente e tensão de saída.	106
Figura 84 – Circuito do conversor CC-CC AGT-CCTE com malhas de equilíbrio.	109
Figura 85 – Corrente no indutor Lb.	110

Figura 86 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	110
Figura 87 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	111
Figura 88 – Corrente e tensão de saída.	112
Figura 89 – Corrente no indutor Lb.	112
Figura 90 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	113
Figura 91 – Corrente e tensão de saída.	113
Figura 92 – Corrente no indutor Lb.	114
Figura 93 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	115
Figura 94 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	115
Figura 95 – Corrente e tensão de saída.	116
Figura 96 – Corrente no indutor Lb.	117
Figura 97 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	117
Figura 98 – Corrente e tensão de saída.	118
Figura 99 – Corrente no indutor Lb.	119
Figura 100–Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	119
Figura 101–Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	120
Figura 102–Corrente e tensão de saída.	120
Figura 103–Corrente no indutor Lb.	121
Figura 104–Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	121
Figura 105–Corrente e tensão de saída.	122
Figura 106–Corrente no indutor Lb.	123
Figura 107–Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	123
Figura 108–Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	124
Figura 109–Corrente e tensão de saída.	124
Figura 110–Corrente no indutor Lb.	125

Figura 111–Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS	125
Figura 112–Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	126
Figura 113–Corrente e tensão de saída.	127
Figura 114–Corrente no indutor Lb.	127
Figura 115–Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) Valores RMS	128
Figura 116–Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2	128
Figura 117–Corrente e tensão de saída.	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações básicas do conversor	39
Tabela 2 – Considerações de projeto do conversor	39
Tabela 3 – Parâmetros para o dimensionamento físico de L_b	41
Tabela 4 – Parâmetros para o dimensionamento do transformador de alta frequência . .	44
Tabela 5 – Especificações do transistor IRFP4768PbF.	49
Tabela 6 – Especificações do diodo 30EPH06.	51
Tabela 7 – Comparação dos valores teóricos com os respectivos valores simulados. . .	65
Tabela 8 – Considerações do projeto da malha de corrente principal.	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AGT	Alto Ganho de Tensão
BCM	<i>Boundary Conduction Mode</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCTE	Células de Comutação de Três Estados
CSC	<i>Circuit Sharing Current</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
TMIF	Transformador de Multi-Interfase
ZOH	<i>Zero Order Holding</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Densidade de fluxo magnético
H	Intensidade de campo magnético
L	Indutância
i	Corrente
t	Tempo
T	Período
R	Resistência
V_m	Tensão de pico
ω	Frequência angular
α	Ângulo de avanço de fase
N_p	Número de espiras do primário do transformador
N_s	Número de espiras do secundário do transformador
$\phi(t)$	Fluxo magnético em função do tempo
ϕ_m	Fluxo magnético de pico
ϕ_r	Fluxo magnético residual
ϕ_{CA}	Fluxo magnético de pico
e	Constante de Euler
L_{sh}	Indutor de divisão de corrente
C	Capacitância
i_L	Corrente do indutor
R_o	Resistência da carga
V_{in}	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
$V_{o_{min}}$	Tensão de saída
$i_{L_{avg,ref}}$	Corrente média de referência do indutor
T_s	Período de chaveamento

R_{ds}	Resistência de condução (<i>drain-to-source</i>)
$V_{i_{nom}}$	Tensão de entrada nominal
$V_{i_{max}}$	Tensão de entrada máxima
$V_{i_{min}}$	Tensão de entrada mínima
P_o	Potência de saída
D_{max}	Razão cíclica
D_{max}	Razão cíclica máxima
f_s	Frequência de chaveamento
η	Rendimento
P_i	Potência de entrada
$I_{i_{max}}$	Corrente de entrada máxima
I_o	Corrente de saída
a	Relação de transformação
G_v	Ganho estático do conversor
ΔI_{Lb}	<i>Ripple</i> de corrente do indutor Lb
$I_{Lb_{pk}}$	Corrente de pico do indutor Lb
$I_{Lb_{ef}}$	Corrente eficaz do indutor Lb
B_{max}	Densidade do fluxo magnético máxima
J_{max}	Densidade de corrente máxima
K_w	Fator de utilização da janela do núcleo
N_{Lb}	Número de espiras do indutor Lb
μ_o	Permeabilidade do ar
μ_r	Permeabilidade relativa
lg	Entreferro do núcleo adotado
δ	Entreferro ajustado do núcleo adotado
G	Altura da janela do núcleo adotado
F	Altura da janela do núcleo adotado
A_e	Área da seção transversal do núcleo

A_w	Área da janela do núcleo
S_{Lb}	Seção transversal do condutor do indutor L_b
n_{fLb}	Número de fios em paralelo no indutor L_b
B_{max}	Varição da densidade de fluxo magnético máxima
K_p	Fator de ocupação do enrolamento primário
K_t	Fator de topologia
P_{Tr}	Potência processada pelo transformador
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo
I_{prief}	Corrente eficaz no enrolamento primário do transformador
I_{secef}	Corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador
S_{pri}	Seção transversal do enrolamento primário do transformador
S_{sec}	Seção transversal do enrolamento secundário do transformador
Δ	Profundidade de penetração da corrente
$Diam_{max}$	Diâmetro máximo do fio a ser escolhido
ACu_{sisol}	Área da seção do fio de cobre sem isolamento
ACu_{cisol}	Área da seção do fio de cobre com isolamento
n_{pri}	Número de fios em paralelo do enrolamento primário do transformador
n_{sec}	Número de fios em paralelo do enrolamento secundário do transformador
$A_{pri_{cisol}}$	Área ocupada pelo fio de cobre com isolamento no primário
$A_{sec_{cisol}}$	Área ocupada pelo fio de cobre com isolamento no secundário
P_{peso}	Perdas por peso
P_n	Perda no núcleo
l_e	Comprimento médio de uma espira
ρ	Resistividade do cobre
$P_{Cu_{pri}}$	Perda no cobre do enrolamento primário
$P_{Cu_{sec}}$	Perda no cobre do enrolamento secundário
P_e	Perda total no enrolamento
P_t	Perda total no transformador

$V_{M1_{max}}$	Tensão máxima na chave M1
$I_{M1_{ef}}$	Corrente eficaz na chave M1
V_{DS}	Tensão <i>drain-to-source</i>
V_{GS}	Tensão <i>gate-to-source</i>
I_D	Corrente de dreno contínua
I_{DM}	Corrente de dreno pulsada
R_{JC}	Resistência térmica <i>junction-to-case</i>
R_{CS}	Resistência térmica <i>case-to-sink</i>
T_J	Temperatura de junção
T_C	Temperatura do encapsulamento
t_f	Tempo de descida
t_r	Tempo de subida
$P_{M1_{cond}}$	Perda de condução na chave M1
$P_{M1_{com}}$	Perda de comutação na chave M1
$V_{D1_{piv}}$	Tensão de pico reverso no diodo D1
$I_{D1_{md}}$	Corrente média no diodo D1
$I_{D1_{ef}}$	Corrente eficaz no diodo D1
I_F	Corrente direta média retificadora
V_{BR}	Tensão de bloqueio
V_{FN}	Tensão direta máxima
R_{JC_D}	Resistência térmica <i>junction-to-case</i> do diodo
t_r	Tempo de recuperação reversa
I_{rr}	Corrente de recuperação de pico
T_{J_D}	Temperatura de junção do diodo
V_{FO}	Tensão de polarização direta
$P_{D1_{cond}}$	Perda de condução na chave D1
$P_{t_{D1}}$	Potência total dissipada no diodo D1
$V_{D3_{piv}}$	Tensão de pico reverso no diodo D3

$I_{D3_{md}}$	Corrente média no diodo D3
$I_{D3_{ef}}$	Corrente eficaz no diodo D3
$P_{D3_{cond}}$	Perda de condução na chave D3
P_{tD3}	Potência total dissipada no diodo D3
ΔV_o	Ondulação de tensão de saída
V_{C1}	Tensão média sobre o capacitor C1
V_{C2}	Tensão média sobre o capacitor C2
V_{C3}	Tensão média sobre o capacitor C3
t_{hold}	<i>Hold-up time</i>
R_{se}	Resistência intrínseca dos capacitores em paralelo
$I_{o_{pk}}$	Corrente de saída de pico
$I_{o_{ef}}$	Corrente eficaz de saída
D_c	Razão cíclica da corrente pulsada através da carga não linear
F_c	Fator de crista
R_{o_NL}	Resistência da carga não linear
s	Variável de Laplace
V_{ref}	Tensão de referência da malha de corrente
K_{Hall}	Ganho do sensor Hall
K_{dif}	Ganho do amplificador diferencial
f_{oMCP}	Frequência de corte da malha de corrente principal
VD	Amplitude do dente de serra
MF_{MCP}	Margem de fase da malha de corrente principal
$Hi_{MCP}(s)$	Função de transferência do elemento de medição de corrente da malha de corrente principal
$Fm(s)$	Função de transferência do modulador PWM
$He(s)$	Função de transferência de amostragem
$FTLA_{sci}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente
$FTLA_{cci}(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador de corrente

$G_i(s)$	Função de transferência do estágio de potência
f_{ci}	Frequência de cruzamento do compensador de corrente
α_{MCP}	Ângulo do avanço de fase da malha de corrente principal
AV_{ci}	Ganho do compensador de corrente
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador de corrente da malha de corrente principal
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão
$H_v(s)$	Função de transferência do elemento de medição de tensão
$FTLA_{scv}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão
$Z(s)$	Função de transferência que relaciona tensão de saída e corrente através do indutor
α_{MT}	Ângulo do avanço de fase da malha de tensão
MF_{MT}	Margem de fase da malha de tensão
AV_{cv}	Ganho do compensador de tensão
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão
$FTLA_{ccv}(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador de tensão
$H_{iMEC}(s)$	Função de transferência do elemento de medição de corrente da malha de equilíbrio corrente
$FTLA_{scMEC}(s)$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de equilíbrio de corrente
$FPB(s)$	Função de transferência do filtro passa baixa
$C_{ip}(s)$	Função de transferência do compensador PI
$FTLA_{ccMEC}(s)$	Função de transferência de laço aberto com compensador da malha de equilíbrio de corrente
f_{OPB}	Frequência do filtro passa baixa

SUMÁRIO

1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E SISTEMA PROPOSTO	24
1.1	Introdução	24
1.2	Alguns problemas que causam a saturação do transformador	25
1.3	Técnicas passivas para eliminar corrente CC nos enrolamentos do transformador	28
1.4	Técnicas ativas para eliminar corrente CC nos enrolamentos do transformador	31
1.5	Técnica de controle por corrente média clássica	35
1.6	Proposta do TCC	36
1.7	Conclusão	37
2	CARACTERIZAÇÃO DA PLANTA	38
2.1	Introdução	38
2.2	Topologia do conversor CC-CC AGT-CCTE	38
2.3	Especificações e considerações de projeto	39
2.3.1	<i>Especificações</i>	39
2.3.2	<i>Considerações</i>	39
2.4	Dimensionamento de componentes do circuito de potência	40
2.4.1	<i>Indutor Filtro de Entrada L_b</i>	41
2.4.2	<i>Transformador de Alta Frequência</i>	44
2.4.2.1	<i>Correntes Eficazes nos Enrolamentos do Transformador</i>	45
2.4.2.2	<i>Efeito Pelicular</i>	46
2.4.2.3	<i>Cálculo do Fator de Utilização da Janela K_u</i>	47
2.4.2.4	<i>Perdas no Núcleo</i>	47
2.4.2.5	<i>Perdas no Cobre dos Enrolamentos</i>	48
2.4.2.6	<i>Perdas Totais no Transformador</i>	48
2.4.3	<i>Chaves controladas $M1$ e $M2$</i>	48
2.4.4	<i>Diodos Retificadores $D1$ e $D2$</i>	50
2.4.5	<i>Diodos Retificadores $D3$ e $D4$</i>	52
2.4.6	<i>Capacitores de Filme $C1$, $C2$ e $C3$</i>	53
2.4.7	<i>Capacitor Filtro de Saída C_o</i>	54

2.4.8	<i>Carga Linear</i>	54
2.4.9	<i>Carga Não Linear</i>	55
2.5	Resultados de simulação em malha aberta	56
2.5.1	<i>Formas de Onda Básicas</i>	57
2.5.2	<i>Tabela Comparativa de Grandezas para Validação do Dimensionamento</i>	65
2.6	Estratégia de controle	66
2.6.1	<i>Sem Malhas de Equilíbrio de Corrente</i>	66
2.6.2	<i>Com Malhas de Equilíbrio de Corrente</i>	66
2.7	Modelagem matemática da planta	69
2.7.1	<i>Circuito Equivalente da Planta</i>	69
2.7.2	<i>Função de Transferência $G_i(s) = i_L(s)/d(s)$</i>	70
2.7.3	<i>Função de Transferência $Z(s) = v_o(s)/i_L(s)$</i>	71
2.7.4	<i>Função de Transferência $i_{pri}(s)/d(s)$</i>	71
2.7.5	<i>Função de Transferência dos Filtros Passa-Baixa</i>	71
2.8	Conclusão	72
3	PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE	73
3.1	Introdução	73
3.2	Projeto da malha de corrente principal	73
3.3	Projeto da malha de tensão	80
3.4	Projeto da malha de equilíbrio de corrente	86
3.5	Projeto dos filtros passa-baixa	91
3.6	Conclusão	91
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO SEM MALHAS DE EQUILÍBRIO DE CORRENTE	92
4.1	Introdução	92
4.2	Circuitos de simulação	92
4.3	Resultados com parâmetros ideais e carga linear	94
4.3.1	<i>Em Regime Permanente e Plena Potência</i>	94
4.3.2	<i>Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa</i>	96
4.4	Resultados com diferença de 10% na amplitude das portadoras triangulares e carga linear	98
4.4.1	<i>Em Regime Permanente e Plena Potência</i>	98

4.4.2	<i>Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa</i>	101
4.5	Resultados com diferença de 10% na frequência das portadoras triangulares e carga linear	102
4.5.1	<i>Em Regime Permanente e Plena Potência</i>	102
4.5.2	<i>Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa</i>	105
4.6	Conclusão	107
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM MALHAS DE EQUILÍBRIO DE CORRENTE	108
5.1	Introdução	108
5.2	Circuito de simulação	108
5.3	Resultados com parâmetros ideais e carga linear	110
5.3.1	<i>Em Regime Permanente e Plena Potência</i>	110
5.3.2	<i>Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa</i>	112
5.4	Resultados com diferença de 10% na amplitude das portadoras triangulares e carga linear	114
5.4.1	<i>Em Regime Permanente e Plena Potência</i>	114
5.4.2	<i>Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa</i>	116
5.5	Resultados com diferença de 10% na frequência das portadoras triangulares e carga linear	118
5.5.1	<i>Em Regime Permanente e Plena Potência</i>	118
5.5.2	<i>Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa</i>	121
5.6	Resultados com parâmetros ideais e carga não linear	122
5.7	Resultados com diferença de 10% na amplitude das portadoras triangulares e carga não linear	125
5.8	Resultados com diferença de 10% na frequência das portadoras triangulares e carga não linear	127
5.9	Conclusão	129
6	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	131
	REFERÊNCIAS	134

1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E SISTEMA PROPOSTO

1.1 Introdução

Desde o surgimento da eletricidade, a humanidade vem presenciando o crescimento exponencial de máquinas, equipamentos, ferramentas e aparelhos que utilizam a energia elétrica como principal fonte de energia. Tal processo criou muita dependência das pessoas para com esses sistemas elétricos e eletrônicos, muito em função da capacidade de produzir resultados ágeis e eficazes inerente a eles, como cita Harari (2016). Já não se consegue mais imaginar os dias sem geladeiras, *smartphones*, televisores, computadores *etc*, de modo que se torna extremamente necessário prolongar o tempo de vida útil e de disponibilidade desses aparelhos mediante o aprimoramento de vários componentes da rede elétrica, assim como da sua infraestrutura com o desenvolvimento de fontes alternativas. Uma das que mais se destacam é a energia fotovoltaica, gerada a partir da luz solar. Esta geração ocorre em corrente contínua, como a das células combustíveis, e é preciso um alto ganho de tensão na saída, tornando-se interessante utilizar os conversores CC-CC, como descrito em SÁ (2014).

A depender da carga, tais conversores podem apresentar perda de eficiência, não convertendo a tensão de entrada para os níveis desejados na saída, e prejudicar a qualidade de energia da rede na qual estão inseridos, ocasionando danos e desgastes aos equipamentos elétricos conectados a ela, sendo de suma importância controlar as formas de onda de grandezas, como corrente e tensão, nos pontos cruciais dessas fontes chaveadas (conversores). Através da aplicação de malhas de controle, pode-se eliminar, por exemplo, a presença de Corrente Contínua (CC) nos enrolamentos dos transformadores dessas máquinas elétricas, evitando, assim, a sua saturação. Geralmente, para um melhor desempenho do conversor, utiliza-se o chamado fechamento de malha, em que se controla tensão ou corrente de um determinado ponto do circuito de tal maneira que é possível mantê-las dentro de valores próximos ou iguais aos desejáveis, além de atenuar eventuais desvios ocasionados por transitórios de carga e tensão. Isto deixa o conversor mais robusto e menos suscetível a oscilações da rede elétrica.

Várias técnicas de controle de tensão e/ou corrente já são amplamente utilizadas em várias aplicações, a exemplo de carregadores de baterias e *nobreaks*, como menciona Bascope (2019). A proposta do trabalho é desenvolver e implementar uma malha de controle que permita balancear a corrente nos enrolamentos primários do transformador do Conversor Boost de Alto Ganho de Tensão (AGT) e Células de Comutação de Três Estados (CCTE), impedindo assim a

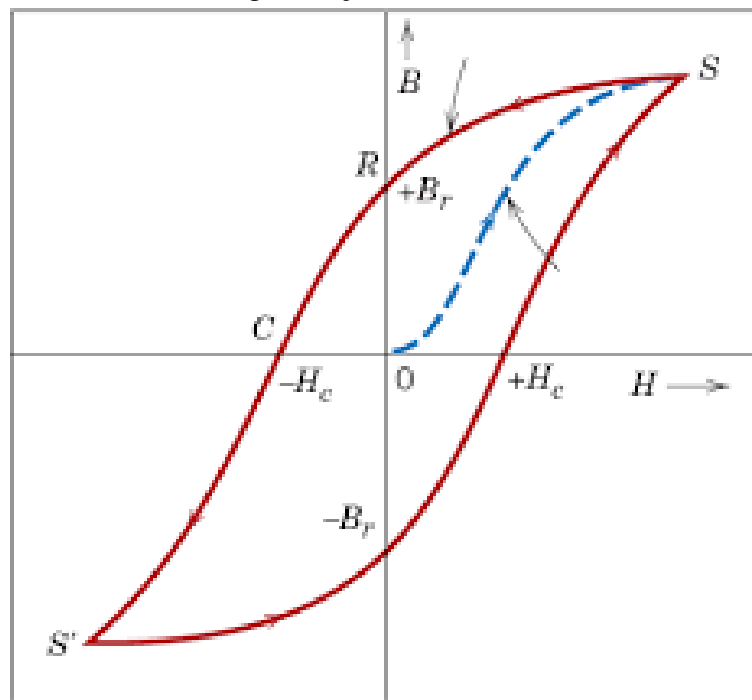
saturação deste componente essencial para o funcionamento do circuito de potência.

1.2 Alguns problemas que causam a saturação do transformador

Transformador, como descrito em Umans (2014), é uma máquina elétrica composta de dois enrolamentos acoplados por meio de um fluxo magnético comum, em que o enrolamento primário, quando excitado, produz um fluxo alternado induzindo tensão no secundário, e vice-versa.

Para entender o que é saturação e como ela ocorre, primeiramente é apresentada a curva característica de magnetização e histerese dos enrolamentos de um transformador na Figura 1.

Figura 1 – Curva de magnetização e histerese



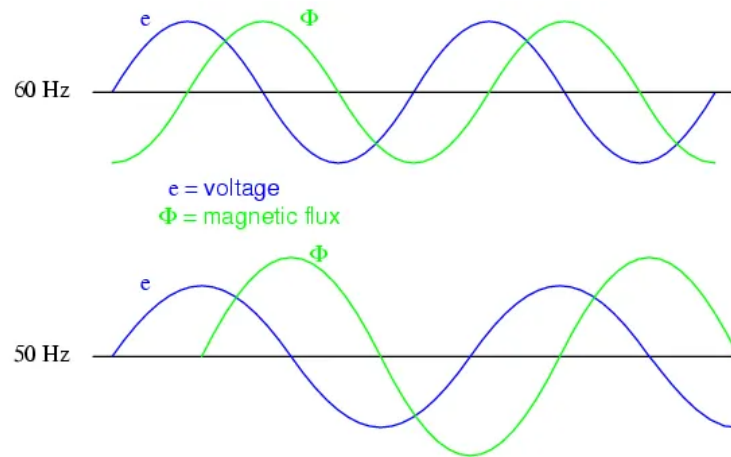
Fonte: USP (-)

Quando o núcleo de um transformador é magnetizado em uma certa direção, a densidade de fluxo magnético (B) somente retornará a ser zero quando for aplicado um campo na direção oposta, como descreve ABB (2018). Porém, quando a intensidade de campo magnético (H) aumenta sem controle e atinge a região de saturação (S), o campo B se torna constante, o que pode causar a distorção das formas de onda de tensão, que é proporcional à variação do fluxo. Além disso, quanto mais um transformador for colocado em saturação, maiores se tornarão as componentes harmônicas, que distorcem a corrente de magnetização, como explicado em

Chapman (2013).

Os principais fatores que podem resultar nesses problemas são: quando o enrolamento primário é submetido à sobrecarga ou sobretensão; quando o transformador opera em frequências abaixo do normal para a mesma tensão, visto que o fluxo deve atingir níveis de pico maiores do que antes para produzir a mesma tensão oposta necessária para contrabalancear a tensão da fonte; e, por último, quando há a presença de corrente CC no enrolamento primário, haja vista que ela recrudescerá o fluxo magnético no núcleo.

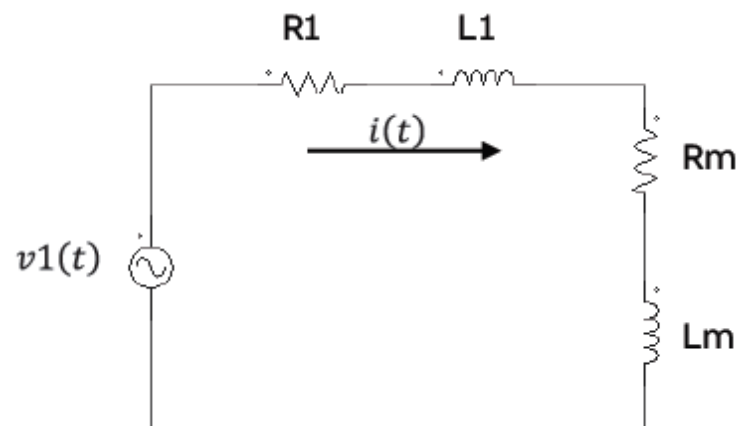
Figura 2 – Fluxo magnético para frequências de 60 e 50 Hz



Fonte: ElectricalEngineering.XYZ (-)

Para evidenciar o efeito da presença da corrente CC no enrolamento de um transformador, utiliza-se o circuito mostrado na Figura 3.

Figura 3 – Circuito equivalente de um transformador descarregado



Fonte: ABB (2018)

A Lei de Kirchoff das tensões nesse circuito é obtida assumindo que a tensão de

alimentação, $v_1(t)$, é senoidal.

$$L \cdot \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha) \quad (1.1)$$

onde $R = R_1 + R_m$ e $L = L_1 + L_m$. Sabendo-se que, pela Lei de Faraday,

$$L \cdot i(t) = N_1 \cdot \phi(t) \quad (1.2)$$

em que N_1 corresponde ao número de espiras do primário do transformador, é possível obter outro equacionamento.

$$N_1 \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} + N_1 \cdot \frac{R}{L} \cdot \phi(t) = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha) \quad (1.3)$$

A solução para a equação diferencial (1.3) possui a seguinte forma:

$$\phi(t) = -\phi_m \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha) + (\phi_m \cdot \cos(\alpha) \pm \phi_r) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (1.4)$$

A equação (1.4) pode ser dividida em um componente Corrente Alternada (CA) e um componente CC.

$$\phi_{CA}(t) = -\phi_m \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha) \quad (1.5)$$

$$\phi_{CC}(t) = (\phi_m \cdot \cos(\alpha) \pm \phi_r) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (1.6)$$

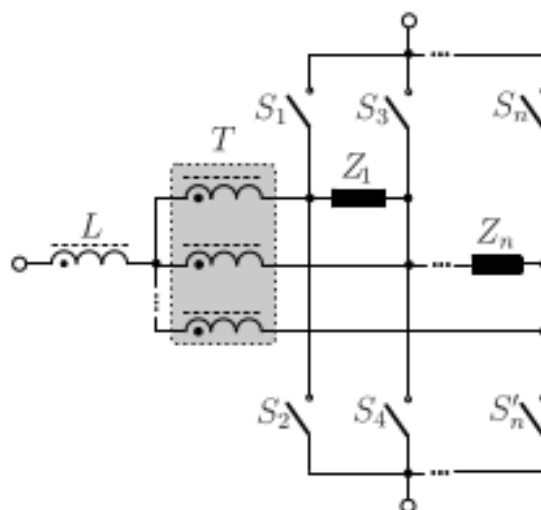
Para evitar qualquer saturação do transformador, é necessário que a componente CC seja atenuada ao máximo ou, preferencialmente, zerada, de acordo com ABB (2018). Como o fluxo residual (ϕ_r) é inerente à geometria do transformador e, portanto, incontrolável, o único elemento passível de controle é o ângulo de disparo α . Desse modo, uma das maneiras que anula a componente CC é fazer com que os dispositivos de chaveamento, geralmente usados para conectar a fonte de tensão ao transformador, sejam disparados nos picos de tensão de fontes senoidais, ou seja, em 90° .

1.3 Técnicas passivas para eliminar corrente CC nos enrolamentos do transformador

Para lidar com as limitações dos níveis de potência que podem ser operados por conversores, técnicas de controle tais como paralelismo de semicondutores, conversores intercalados, células de múltiplos estados e topologias de conversores multiníveis são utilizadas a fim de sobrepujar esses empecilhos, como citado por Bascope *et al.* (2014). Essas restrições de funcionamento são impostas pela própria natureza dos dispositivos constituintes dos conversores, atingindo principalmente os transformadores.

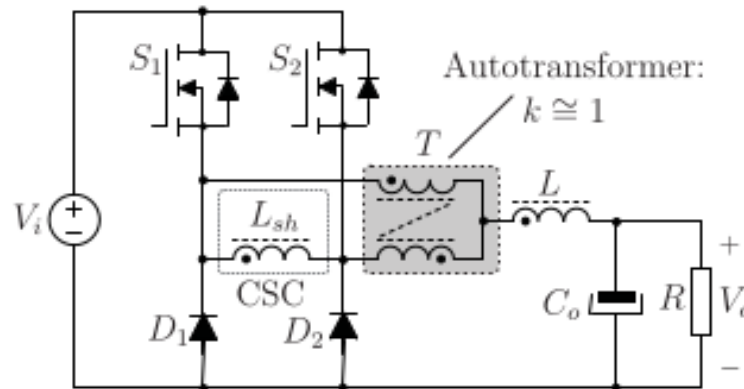
Como o próprio nome sugere, as técnicas passivas são utilizadas mediante a implementação de elementos passivos (capacitores, indutores e resistores) com o intuito de mitigar ou mesmo eliminar os principais problemas que causam a saturação dos transformadores, a exemplo da presença de corrente CC, que será enfatizada neste trabalho. A literatura dispõe de várias metodologias apresentadas como possíveis soluções. Dentre elas, a das impedâncias passivas para divisão de corrente implementada em conversores intercalados e de múltiplos estados, apresentado em Bascope *et al.* (2014). Tal técnica consiste na aplicação de um pequeno indutor L_{sh} , chamado de circuito de divisão de corrente (do inglês, *Circuit Sharing Current (CSC)*), entre as pernas de células de múltiplos estados, baseadas em autotransformadores, o que assegura a tensão média nula nos elementos magnéticos envolvidos.

Figura 4 – Célula de múltiplos estados



Fonte: Bascope *et al.* (2014)

Figura 5 – Topologia buck CC-CC baseada em células de múltiplos estados



Fonte: Bascopé *et al.* (2014)

O indutor L_{sh} , apresentado no circuito da Figura 5, deve ser pequeno porque causa a redução do *duty cycle*, mas com sua aplicação é possível utilizar até 12 células intercaladas de múltiplos estados. Na Figura 5 tem-se uma aplicação particular de um conversor buck CC-CC baseado em células de múltiplos estados, utilizando MOSFETs de canal N e diodos no chaveamento. O circuito de divisão de corrente torna as tensões nos dois enrolamentos do autotransformador iguais, atuando como uma fonte de corrente e fornecendo metade da corrente de saída. Para efeitos de análise, considera-se que o circuito está em regime permanente, operando em modo de condução contínua, a relação de transformação do autotransformador é unitária, os componentes semicondutores são ideais, o *duty cycle* de chaveamento é menor que 0,5 e os enrolamentos apresentam a mesma impedância.

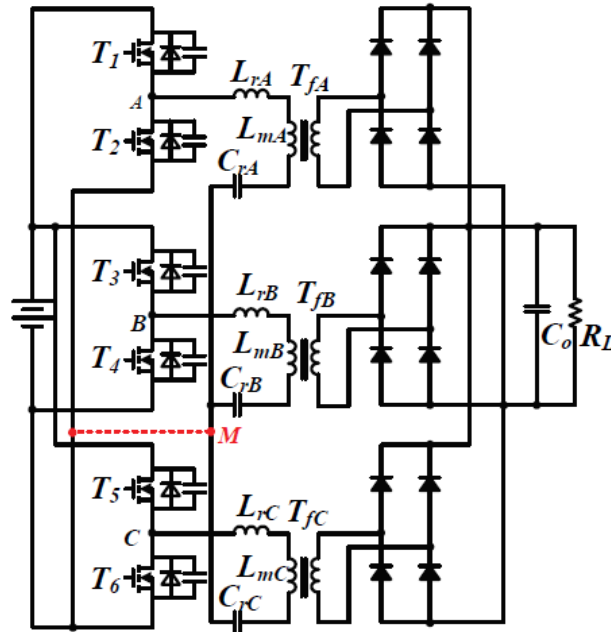
Outra técnica passiva de controle utilizada para corrigir desbalanceamentos de corrente, e compartilhá-las de maneira igualitária, é o de deslocamento de fase otimizado. Como apresentado em Shi *et al.* (2019), o método, aplicado em um conversor LLC *half bridge* trifásico intercalado, mostrado na Figura 6, consiste em adicionar um deslocamento de fase extra entre os sinais de acionamento das três fases, que inicialmente têm um ângulo de fase de 120° entre si, posto que este conversor possui um transformador com conexão Y flutuante.

Dado que a estrutura da Figura 6 deve obedecer à equação (1.7), o comportamento do balanceamento de corrente entre as fases é melhor do que num sistema não-flutuante, com a tensão do ponto médio da conexão Y favorecendo tal equilíbrio. Apesar disso, o equilíbrio de magnitude entre as correntes nas fases não é atingido de maneira completa, sendo necessário adicionar uma tensão extra no ponto médio por meio de duas malhas de controle. Desse modo, os ângulos de acionamento de duas das três correntes de fase se tornam variáveis controladas.

Neste caso não se faz necessário o acréscimo de componentes extras, mantendo fixo qualquer fator relacionado a custo.

$$i_{rA} + i_{rB} + i_{rC} = 0 \quad (1.7)$$

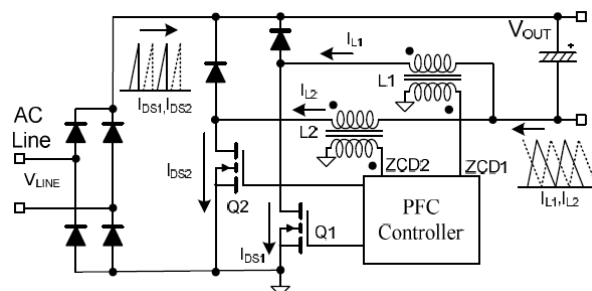
Figura 6 – Conversor LLC trifásico intercalado.



Fonte: Shi *et al.* (2019)

Em Choi (2014), é analisado o projeto de um conversor buck intercalado com correção do fator de potência (*Power Factor Correction (PFC)*) operando no modo de condução crítica (*Boundary Conduction Mode (BCM)*), apresentado na Figura 7, no tocante a viabilidade do ganho de tensão enquanto tenta-se maximizar a sua eficiência, de modo a não violar a norma EN61000-3-2, Classe D padrão, que rege sobre o conteúdo harmônico máximo nas correntes de linha CA.

Figura 7 – Conversor PFC buck BCM intercalado.



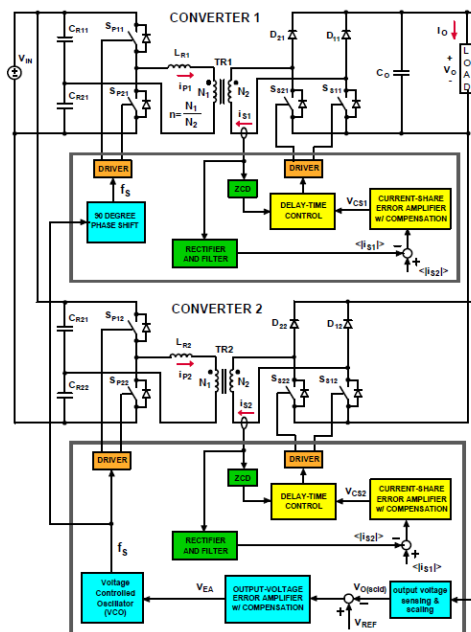
Fonte: Choi (2014)

Nesse sistema a intercalação de dois conversores buck faz com que o *ripple* da corrente de entrada caia pela metade enquanto o *ripple* da frequência é dobrado. Isso resulta num capacitor de saída, que atua como filtro de linha, menor, o que provoca também um fator de deslocamento mais baixo da corrente de linha, melhorando o fator de potência.

1.4 Técnicas ativas para eliminar corrente CC nos enrolamentos do transformador

As técnicas ativas consistem do uso do controle para o balanceamento de corrente através dos circuitos monitorados, agindo diretamente no acionamento das chaves controladas. Ou seja, trata-se de técnicas de controle de malha fechada que possuem um sinal de realimentação que pode mudar a frequência de chaveamento do sistema de acordo com os níveis de tensão e corrente exigidos num determinado ponto. Neste trabalho, como já citado, usam-se técnicas que permitem que a tensão média nos enrolamentos do transformador seja nula, balanceando a corrente entre eles. Dentre elas, ressalta-se o método de divisão de corrente ativo, como descrito em Jang *et al.* (2015), em que a tensão de saída dos conversores ressonantes em série intercalados e isolados, mostrados no Figura 8, é regulada pelo controle de frequência das chaves primárias enquanto um controle de *delay* das chaves do retificador do lado secundário é empregado para corrigir o desbalanceamento de corrente entre os conversores.

Figura 8 – Conversores ressonantes em série intercalados com o diagrama de blocos dos controles dos lados primário e secundário

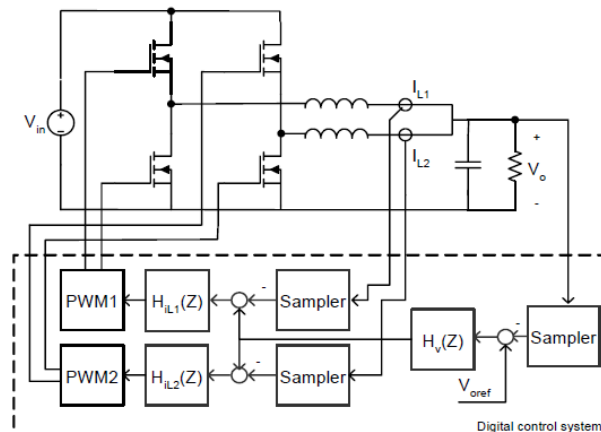


Fonte: Jang *et al.* (2015)

No circuito da Figura 8, as correntes secundárias i_{S1} e i_{S2} são utilizadas pelo amplificador de erro da divisão de corrente para determinar o tempo de *delay* das chaves secundárias relativo aos instantes que a corrente atinge o valor nulo. Esse controle é implementado atrasando a abertura de uma das chaves do lado secundário dos conversores de acordo com a interseção da forma de onda da respectiva corrente com o zero, o que provoca um curto-circuito no secundário dos transformadores durante um pequeno intervalo de tempo. Dessa forma, operando com frequências de chaveamento diferentes, é possível que os dois conversores processem potências de saída bem similares ao longo do tempo, proporcionando o balanceamento das correntes de saída. Do contrário, haveria momentos em que o Conversor 2 processaria toda a potencia de saída enquanto o Conversor 1 estaria praticamente inoperante, posto que os dois possuem componentes incompatíveis e, portanto, frequências de ressonância diferentes. Tal proposta de método de controle foi avaliada em um protótipo de dois conversores LLC de 1,8 kW, funcionando com um *range* de tensão de entrada de 240 V a 450 V e uma tensão de saída de 13,8 V.

Em Andreassen e Undeland (2005), são propostos dois métodos de controle digital de balanceamento de corrente utilizando o DSP TMS320F2812 150 MHz, da Texas Instrument, num conversor buck síncrono intercalado, operando no modo de condução contínua e utilizando chaves bidirecionais. Tais métodos são o controle linear e o controle preditivo, seguindo a estrutura de controle mostrado na Figura 9.

Figura 9 – Controle digital de divisão de corrente



Fonte: Andreassen e Undeland (2005)

Com o *Digital Signal Processor* (DSP), é possível configurar até quatro interrupções que geram um *Pulse Width Modulation* (PWM) simétrico mediante a contagem de temporizadores internos que podem produzir formas de ondas triangulares para comparar os valores a alguma entrada de referência. Nesse artigo são ajustados dois PWMs, um para cada par de chaves do

mesmo ramo do circuito. Para o método de controle linear, a equação (1.8) apresenta a função de transferência derivada.

$$H_{sys}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{in}}{L} \cdot \frac{(s + \frac{1}{R_o C})}{(s^2 + \frac{s}{R_o C} + \frac{1}{LC})} \quad (1.8)$$

Um controlador Proporcional Integral (PI) é adicionado ao sistema para discretizá-lo.

No caso do controle preditivo o intuito é controlar a corrente do indutor, prevista na interrupção $n + 1$ do DSP, em que n representa a n ésima interrupção (equação 1.9), para o valor de referência da corrente $i_{Lavg,ref}$. A equação (1.10) explicita o cálculo realizado para tentar realizar tal feito.

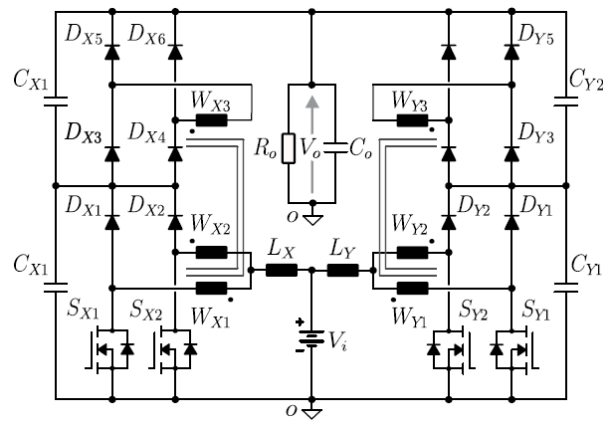
$$i_L[n + 1] = i_L[n - 1] + \frac{V_{in}}{L} \cdot (d_n + d_{n+1}) \cdot T_s - 2 \cdot \frac{V_o}{L} \cdot T_s \quad (1.9)$$

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{L}{V_{in} \cdot T_s} \cdot (i_{Lavg,ref} - i_L[n - 1]) + 2 \cdot \frac{V_o}{V_{in}} \quad (1.10)$$

Para efetuar os experimentos das duas técnicas, dois conversores buck paralelos síncronos acoplados, com os sistemas de controle, foram submetidos a um degrau de tensão na entrada. Notou-se que, apesar do controle preditivo possuir uma resposta mais rápida, há pouca rejeição de ruído no retorno da malha de controle da tensão de saída, o que leva a um *ripple* considerável. Isto poderia ser resolvido através de um filtro de tensão ou outra malha de controle de tensão externa, encarecendo o *hardware* do sistema, como explicado em Andreassen e Undeland (2005).

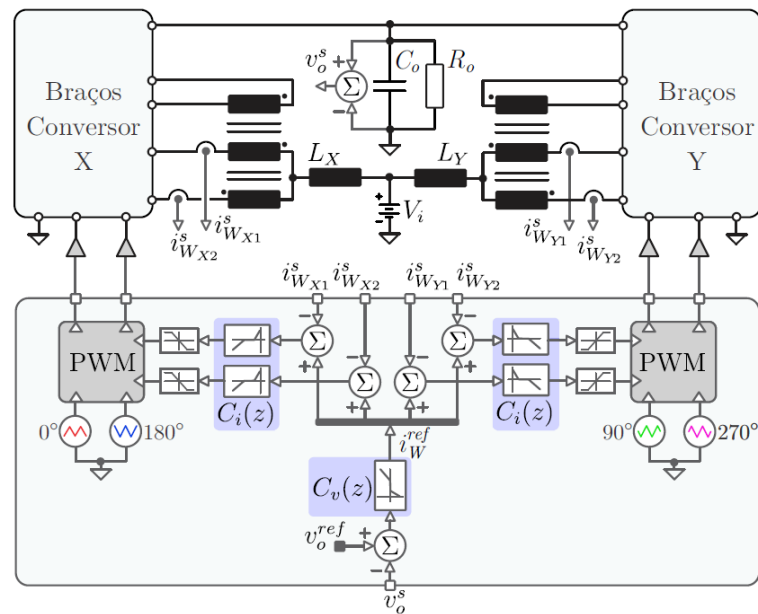
Em Chaves *et al.* (2018), é proposto um projeto do controle digital de um conversor boost intercalado de alto ganho de tensão mediante a implementação do controle por corrente média para, assim, evitar o desbalanceamento de corrente entre as quatro fases do Transformador de Multi-Interfase (TMIF). Um modelo equivalente a esse conversor, de 1kW, apresentado na Figura 10, foi submetido a uma situação não ideal de desbalanceamento de corrente entre as fases dos transformadores de modo a verificar a eficácia da malha de controle, que foi projetada utilizando o método do fator K, adaptado ao controle digital, e o método de discretização por *Zero Order Holding* (ZOH).

Figura 10 – Boost intercalado de alto ganho de tensão baseado na CCTE



Fonte: Chaves *et al.* (2018)

Figura 11 – Estratégia de controle por modo corrente média nas fases do TMIF



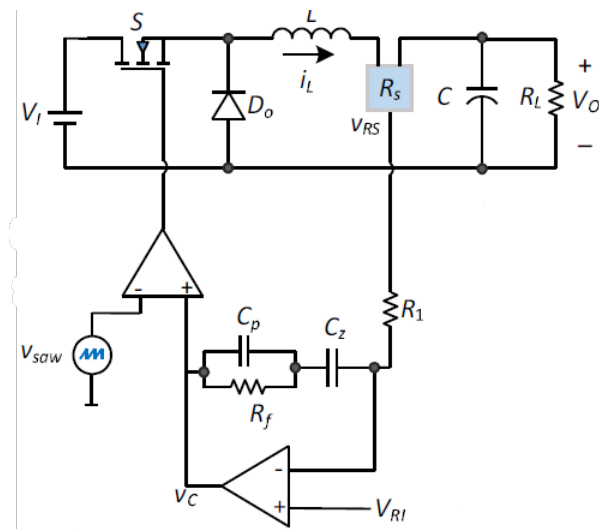
Fonte: Chaves *et al.* (2018)

Se as impedâncias de fase dos TMIFs do referido conversor forem diferentes, a divisão de corrente fica desigual entre os semicondutores em paralelo, o que pode levar a danos permanentes neles uma vez que foram projetados para esforços de corrente menores. Em malha fechada, isto é, com a estratégia de controle por modo corrente média (Figura 11), equilibra-se o processamento de potência entre os conversores em paralelo, mesmo com o desbalanceamento de corrente. Isto ocorre porque cada fase do transformador multi-interfase recebe o mesmo sinal de referência vindo da malha externa de tensão, fazendo com que os conversores em paralelo dividam a potência a ser processada de maneira igualitária e, portanto, balanceando as correntes.

1.5 Técnica de controle por corrente média clássica

A técnica de controle por corrente média consiste do monitoramento da corrente através do indutor, cuja amostra é comparada com um sinal de referência. Logo, o sinal de controle, também chamado de onda moduladora, é comparado com uma onda portadora dente de serra ou triangular. O resultado da comparação é o PWM que aciona a chave controlada. A explicação é ilustrada na Figura 12, apresentada em SAINI (2018). O controle citado é aplicado a conversores que operam em modo de condução contínua (MCC).

Figura 12 – Circuito de um conversor buck com controle por corrente média

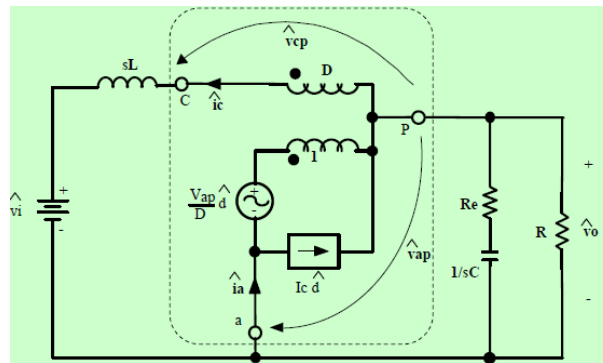


Fonte: SAINI (2018)

Em Vorpérian (1990) é apresentada uma técnica de modelagem de conversores em MCC usando o modelo da chave PWM. Sua abordagem consiste em substituir a chave PWM do sistema por um circuito equivalente baseado nos valores médios das formas de onda de corrente e tensão que passam pelos terminais da chave. Isto é possível, segundo o próprio autor, por causa das propriedades invariantes da chave PWM, isto é, as características elétricas da chave PWM são as mesmas independente do conversor que é considerado.

Na Figura 13 observa-se um conversor boost representado pelo modelo CA da chave PWM, em quem esta é substituída por um circuito de três terminais (nós a, c e p). Com esse circuito, é possível definir todas as funções de transferência do conversor e, conseqüentemente, monitorar a corrente que passa pelo indutor de entrada, por exemplo.

Figura 13 – Circuito equivalente de pequenos sinais para controle por corrente média

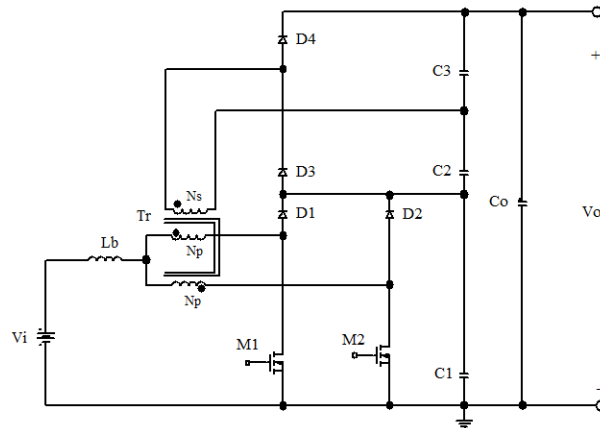


Fonte: Bascopé (2019)

1.6 Proposta do TCC

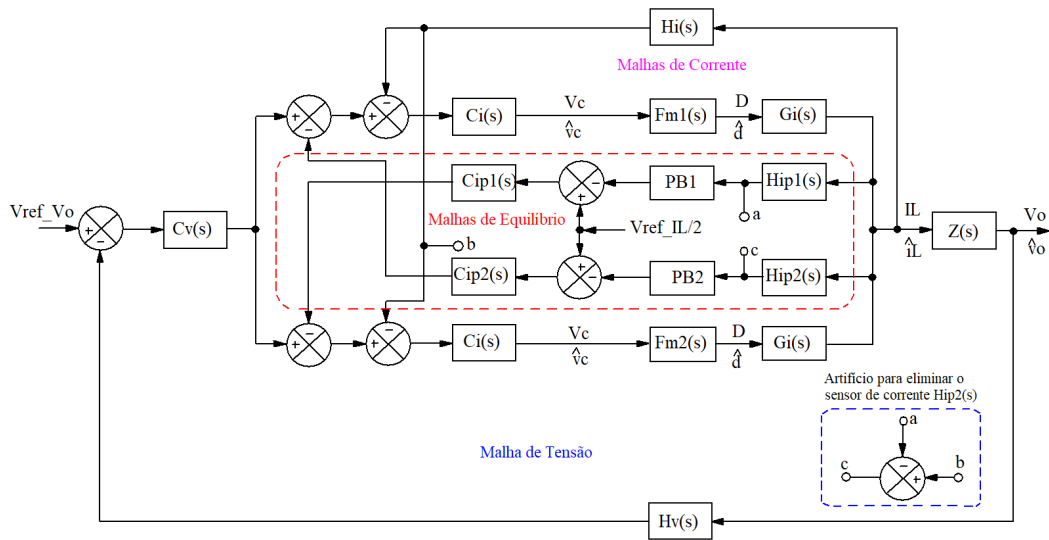
Utilizando o conversor proposto por Araújo *et al.* (2010), apresentado na Figura 14, a proposta do TCC é desenvolver e validar, através de simulação no *software* PSIM, uma malha de controle que permita equilibrar as correntes que passam pelos enrolamentos primários do transformador. As malhas de corrente principal e de tensão não conseguem sanar o problema de desequilíbrio de corrente nos enrolamentos primários, dado que não foram projetadas para isso, portanto, faz-se necessário desenvolver a malha de equilíbrio de corrente a fim de evitar a saturação do transformador do circuito de potência. O projeto de tal malha é realizado utilizando técnica ativa e tem como objetivo solucionar o problema de desequilíbrio de corrente para o conversor operando em MCC tanto em regime permanente como em regime dinâmico, com parâmetros ideais e com diferenças de 10% na amplitude e na frequência das portadoras triangulares, que podem surgir devido às tolerâncias de capacitores dos circuitos analógicos que geram o sinal da própria portadora. Todo o diagrama de blocos do circuito de controle é apresentado na Figura 15.

Figura 14 – Conversor CC-CC AGT-CCTE.



Fonte: Araújo *et al.* (2010)

Figura 15 – Diagrama de blocos do circuito de controle.



Fonte: Próprio Autor.

1.7 Conclusão

Nesse capítulo foi introduzido uma fundamentação teórica sobre a saturação do transformador e os principais problemas que a causam, como sobrecargas, sobretensões, níveis de frequência abaixo do esperado e a presença de corrente CC nos enrolamentos, que provoca um fluxo magnético adicional no núcleo do transformador. Logo após, através de alguns trabalhos realizados, foram apresentadas as diferentes técnicas passivas e ativas de balanceamento de corrente, implementadas em conversores para eliminar corrente CC nos enrolamentos dos seus transformadores. A partir dessa revisão, concebeu-se a ideia aqui apresentada: uma técnica ativa para evitar a saturação do transformador do conversor CC-CC AGT-CCTE. Por último, ainda foi mostrada a técnica de controle por corrente média, cujo princípio está presente no projeto do circuito de controle deste trabalho.

2 CARACTERIZAÇÃO DA PLANTA

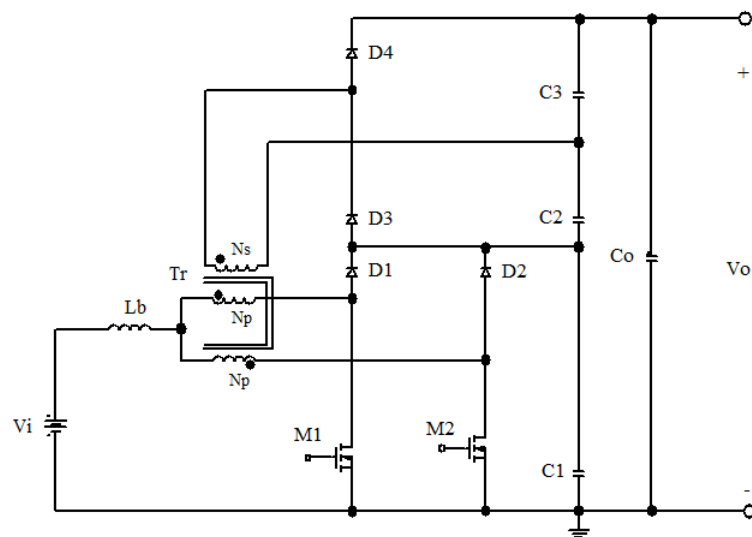
2.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados o projeto do circuito de potência e a descrição da estratégia de controle. Como foi citado, o circuito de potência consiste de um conversor CC-CC AGT-CCTE, proposto por Araújo *et al.* (2010).

2.2 Topologia do conversor CC-CC AGT-CCTE

A topologia do conversor CC-CC é mostrada na Figura 16. Trata-se de um conversor *boost* CC-CC de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados. Sua estrutura é composta pelos seguintes componentes: indutor de armazenamento L_b ; transformador de três enrolamentos Tr ; chaves controladas $M1$ e $M2$; diodos retificadores $D1$, $D2$, $D3$ e $D4$; capacitores de comutação $C1$, $C2$ e $C3$; e capacitor filtro C_o . Como características podemos citar: a tensão nas chaves é menor que a metade da tensão de saída V_o , o qual permite escolher MOSFETs com reduzida resistência de condução ($R_{ds(on)}$), as chaves são naturalmente grampeadas pelo capacitor $C1$, apresenta alto ganho de tensão (>3), o indutor de entrada opera com o dobro da frequência de comutação que torna o tamanho reduzido.

Figura 16 – Conversor CC-CC AGT-CCTE.



Fonte: Araújo *et al.* (2010)

2.3 Especificações e considerações de projeto

2.3.1 Especificações

As especificações básicas do conversor são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações básicas do conversor

Grandeza	Valor
Tensão de entrada nominal ($V_{i_{nom}}$)	48 V
Tensão de entrada máxima ($V_{i_{max}}$)	54 V
Tensão de entrada mínima ($V_{i_{min}}$)	42 V
Tensão de saída nominal (V_o)	400 V
Potência de saída (P_o)	1000 W

Fonte: Próprio Autor

2.3.2 Considerações

São assumidos para o projeto os parâmetros que constam na Tabela 2.

Tabela 2 – Considerações de projeto do conversor

Grandeza	Valor
Frequência de chaveamento (f_s)	20000 Hz
Razão cíclica máxima (D_{max})	0,7
Rendimento (η)	0,95
Tensão de saída (V_o)	400 V

Fonte: Próprio Autor

As grandezas P_i , $I_{i_{max}}$ e I_o foram calculadas de acordo com as equações (2.1), (2.2) e (2.3), respectivamente.

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = 1053W \quad (2.1)$$

$$I_{i_{max}} = \frac{P_i}{V_{i_{min}}} = 25,06A \quad (2.2)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 2,5A \quad (2.3)$$

A relação de transformação (a) do transformador principal é determinada a partir do ganho estático do conversor (G_v), obtido pela expressão (2.4).

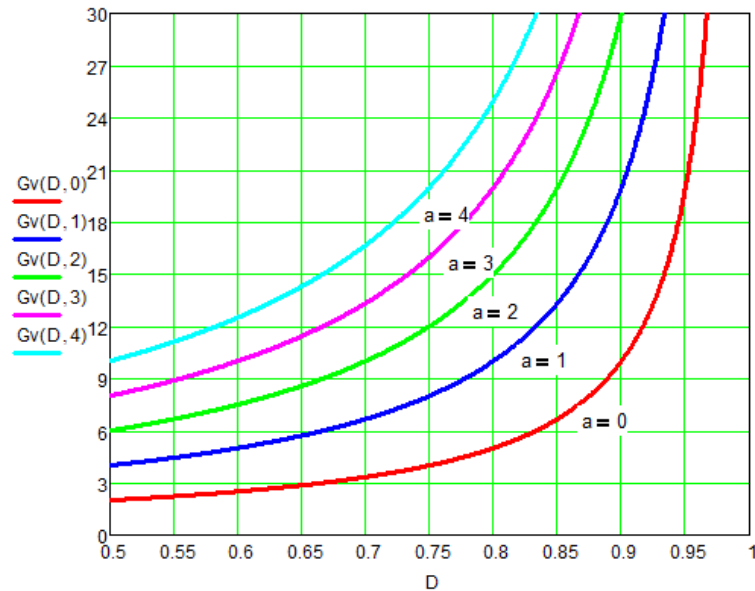
$$G_v(D, a) = \frac{a+1}{1-D} \quad (2.4)$$

Assim, pode-se obter a pela equação (2.5).

$$a = \frac{V_o}{V_{i_{min}}} \cdot (1 - D_{max}) - 1 = 1,86 \quad (2.5)$$

O ganho estático do conversor de alto ganho em função da relação de transformação a é mostrado na Figura 17.

Figura 17 – Ganho estático do conversor CC-CC AGT-CCTE, tomando como parâmetro as relações de transformação a .



Fonte: Próprio Autor.

2.4 Dimensionamento de componentes do circuito de potência

O dimensionamento dos componentes do circuito de potência proposto por Araújo *et al.* (2010) (Figura 16) é mostrado nas seções a seguir.

2.4.1 Indutor Filtro de Entrada L_b

Para dimensionar o indutor L_b , é necessário determinar a ondulação da corrente que passa por ele, I_{L_b} . Sendo este *ripple* igual a 20% da corrente de entrada máxima $I_{i_{max}}$, tem-se:

$$\Delta I_{L_b} = 0,20 \cdot I_{i_{max}} = 5,013A \quad (2.6)$$

Com o valor de ΔI_{L_b} conhecido, torna-se possível calcular a corrente de pico do indutor L_b , $I_{L_{bpk}}$, como pode ser visto na equação (2.7).

$$I_{L_{bpk}} = I_{i_{max}} + \frac{\Delta I_{L_b}}{2} = 27,569A \quad (2.7)$$

A corrente eficaz de tal indutor, $I_{L_{bef}}$, é igual a corrente máxima de entrada, $I_{i_{max}}$.

Agora, a indutância é encontrada usando a expressão (2.8).

$$L_b = \frac{V_o}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_b} \cdot (1+a)} = 87,281 \cdot 10^{-6}H \quad (2.8)$$

Para dimensionar fisicamente o elemento magnético são considerados os parâmetros da Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros para o dimensionamento físico de L_b

Grandeza	Valor
Densidade do fluxo magnético (B_{max})	0,3 T
Densidade de corrente (J_{max})	400 A/cm ²
Fator de utilização da janela do núcleo (K_w)	0,5

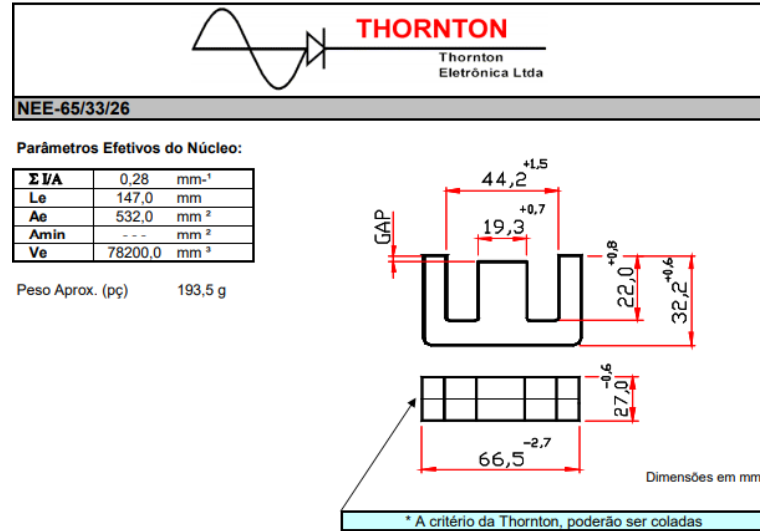
Fonte: Próprio Autor

O produto de áreas é encontrado usando a equação (2.9).

$$A_e A_w = \frac{L_b \cdot I_{L_{bpk}} \cdot I_{L_{bef}}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 = 13,097cm^4 \quad (2.9)$$

Para tal produto de áreas teórico, corresponde o núcleo NEE-65/33/26 de material IP12R da Thornton, cujos parâmetros geométricos são mostrados na Figura 18.

Figura 18 – Dados do núcleo NEE-65/33/26 de material IP12R da Thornton.



Fonte: Thornton (2015)

Nesse caso $A_w = 4,5\text{cm}$, uma vez que é considerado o espaço ocupado pelo carretel. Então, o produto de áreas é recalculado pela equação (2.10) considerando, agora, as dimensões do núcleo adotado.

$$A_e \cdot A_w = 23,94\text{cm}^4 \quad (2.10)$$

O número de espiras, N_{Lb} , necessário é dado pela equação (2.11).

$$N_{Lb} = \frac{L_b \cdot I_{Lbpk}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = 19,645 \text{ espiras} \quad (2.11)$$

Sabendo-se que a permeabilidade do ar é uma constante, $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$, e considerando a permeabilidade relativa $\mu_r = 1$, calcula-se o entreferro do núcleo l_g necessário.

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot \mu_r \cdot N_{Lb}^2 \cdot A_e}{L_b} \cdot 10^{-2} = 0,222\text{cm} \quad (2.12)$$

Dessa maneira, o entreferro do núcleo NEE deve ser ajustado em:

$$\delta = \frac{l_g}{2} = 0,111\text{cm} \quad (2.13)$$

Devido ao fluxo magnético de espraçamento (*fringing flux*) na região de entreferro deve ser feita a correção do número de espiras, como dito em McLyman (2004). Sendo G , a altura da janela do núcleo adotado igual a 4,4 cm, o fator de espraçamento é encontrado usando a equação (2.14).

$$F = 1 + \frac{lg}{\sqrt{Ae}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{lg}\right) = 1,354 \quad (2.14)$$

Então, obtém-se o número de espiras novo, chamado N_{Lb}' , mediante a equação (2.15).

$$N_{Lb}' = \sqrt{\frac{lg \cdot Lb}{0,4\pi \cdot Ae \cdot F \cdot (1 \cdot 10^{-8})}} = 16,884 \text{ espiras} \quad (2.15)$$

A seção total do condutor é encontrada usando a expressão (2.16).

$$S_{Lb} = \frac{I_{Lbef}}{J_{max}} = 0,063 \text{ cm}^2 \quad (2.16)$$

As espiras dos enrolamentos devem ser feitas com fios de 26AWG pelo fato de serem mais flexíveis. As seções sem isolamento e com isolamento do fio indicado são, respectivamente:

$$S_{26AWG_S} = 0,001287 \text{ unidades}$$

$$S_{26AWG_C} = 0,001671 \text{ unidades}$$

O número de fios em paralelo pode ser alcançado a partir da equação (2.17).

$$nf_{Lb} = \frac{S_{Lb}}{S_{26AWG_S}} \approx 49 \quad (2.17)$$

2.4.2 Transformador de Alta Frequência

O transformador de alta frequência apresenta dois enrolamentos primários N_p e um enrolamento secundário N_s .

Tabela 4 – Parâmetros para o dimensionamento do transformador de alta frequência

Grandeza	Valor
Densidade de corrente (J_{max})	400 A/cm ²
Varição da densidade de fluxo magnético (ΔB_{max})	0,2 T
Fator de utilização da janela do núcleo (K_u)	0,4
Fator de ocupação do enrolamento primário (K_p)	0,41
Fator de topologia (K_t)	1

Fonte: Próprio Autor

A potência processada pelo transformador é dada pela expressão (2.18).

$$P_{Tr} = P_i \cdot \left(0,5 \cdot \frac{2 \cdot a + 1}{a + 1}\right) = 868,421W \quad (2.18)$$

O produto das áreas da janela e da seção do núcleo é expressado pela equação (2.19).

$$A_e A_w = \frac{P_{Tr}}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot 2 \cdot f_s} \cdot 10^4 = 16,548cm^4 \quad (2.19)$$

Para o produto de áreas calculado, corresponde o núcleo NEE-80/38/20, cujas dimensões geométricas estão apresentadas na Figura 19.

Aqui também é considerado o espaço ocupado pelo carretel, portanto, $A_w = 9,2cm^2$.

Assim,

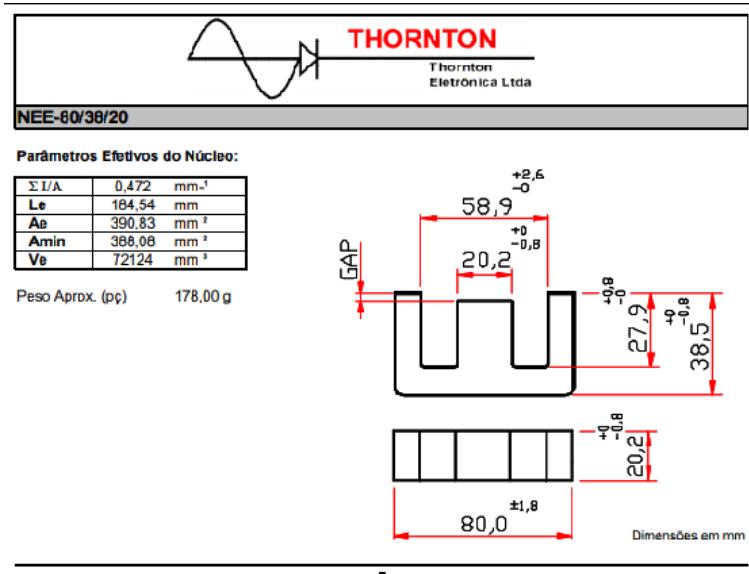
$$A_e \cdot A_w = 35,88cm^4 \quad (2.20)$$

O número de espiras do primário é encontrado usando a equação (2.21).

$$N_p = \frac{V_{i_{max}} \cdot 1,3}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 = 22,5 \text{ espiras} \quad (2.21)$$

Na prática deve-se adotar $N_p = 18$ espiras.

Figura 19 – Dados do núcleo NEE-80/38/20.



Fonte: Thornton (2015)

Além da equação (2.5), também é possível obter a mediante a relação (2.22).

$$\frac{N_s}{N_p} = a \quad (2.22)$$

Desse modo, o número de espiras no secundário, N_s , é aproximadamente igual a 34, valor que é adotado para o projeto do transformador. Com isso,

$$a = 1,889 \quad (2.23)$$

2.4.2.1 Correntes Eficazes nos Enrolamentos do Transformador

A corrente no enrolamento primário do transformador é dada pela expressão (2.24).

$$I_{prief} = \frac{I_{i_{max}}}{2 \cdot (a + 1)} \cdot \sqrt{(3 - 2 \cdot D_{max}) \cdot a^2 + 2 \cdot a + 1} = 14,03A \quad (2.24)$$

A corrente no enrolamento secundário do transformador é dada pela equação (2.25).

$$I_{secef} = \frac{I_{i_{max}}}{a + 1} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D_{max})} = 6,795A \quad (2.25)$$

A seção do enrolamento primário é dado pela equação (2.26).

$$S_{pri} = \frac{I_{prief}}{J_{max}} = 0,035cm^2 \quad (2.26)$$

2.4.2.2 Efeito Pelicular

A profundidade de penetração da corrente é dado por (2.27).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{fs}} = 0,053 \quad (2.27)$$

O diâmetro do fio escolhido deve ser menor que o valor apresentado na equação (2.28).

$$Diam_{max} = 2 \cdot \Delta = 0,106cm \quad (2.28)$$

Para o projeto adota-se o fio 26AWG pelo fato de ser mais flexível e de melhor acomodação na confecção do transformador. Fio de cobre esmaltado produzido com polímero de última geração (Poliesterimida) com alta resistência térmica, mecânica e química.

$$ACu_{sisol} = 0,001257cm^2$$

$$ACu_{cisol} = 0,001671cm^2$$

ACu_{sisol} diz respeito à seção do fio sem isolamento e ACu_{cisol} à seção do fio com isolamento.

Determina-se a quantidade de fios em paralelo no enrolamento primário através da equação (2.29).

$$n_{pri} = \frac{S_{pri}}{ACu_{sisol}} \approx 28 \text{ fios} \quad (2.29)$$

Analogamente, no caso do enrolamento secundário, segue-se o mesmo procedimento do enrolamento primário para encontrar a quantidade de fios em paralelo.

$$S_{sec} = \frac{I_{secef}}{J_{max}} = 0,017cm^2 \quad (2.30)$$

$$n_{sec} = \frac{S_{sec}}{ACu_{sisol}} \approx 14 \text{ fios} \quad (2.31)$$

2.4.2.3 Cálculo do Fator de Utilização da Janela K_u

Para efetuar o cálculo do fator de utilização da janela, K_u , determina-se primeiramente as áreas ocupadas pelos fios com isolamento no primário e secundário do transformador através das equações (2.32) e (2.33), respectivamente.

$$A_{pri_{cisol}} = N_p \cdot ACu_{cisol} \cdot n_{pri} = 0,842cm^2 \quad (2.32)$$

$$A_{sec_{cisol}} = N_s \cdot ACu_{cisol} \cdot n_{sec} = 0,795cm^2 \quad (2.33)$$

Com isso, obtém-se K_u :

$$K_u = \frac{2 \cdot A_{pri_{cisol}} + A_{sec_{cisol}}}{A_w} = 0,27 \quad (2.34)$$

Já que o valor calculado é menor que o valor adotado, é viável a execução.

2.4.2.4 Perdas no Núcleo

Os valores de peso e de perdas por peso para a frequência e densidade de fluxo de projeto são fornecidas em Thornton (2015).

$$Peso = 178g$$

$$P_{Peso} = 30mW/g$$

Por conseguinte, é possível obter a perda no núcleo, como mostrado na equação (2.35).

$$P_n = Peso \cdot P_{Peso} \cdot \frac{1}{1000} = 5,34W \quad (2.35)$$

2.4.2.5 Perdas no Cobre dos Enrolamentos

Para efeitos de cálculo das perdas no cobre dos enrolamentos, considera-se o comprimento médio de uma espira $l_e = 15,8$ cm, e adota-se o valor de resistividade do cobre $\rho = 1,73 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$ apresentado em Teixeira (2021).

A partir disso, têm-se as perdas no cobre dos enrolamentos primário e secundário, evidenciadas pelas equações (2.36) e (2.37), respectivamente.

$$P_{Cu_{pri}} = \frac{N_p \cdot l_e \cdot \rho}{S_{pri}} \cdot I_{pri_{ef}}^2 = 2,761W \quad (2.36)$$

$$P_{Cu_{sec}} = \frac{N_s \cdot l_e \cdot \rho}{S_{sec}} \cdot I_{sec_{ef}}^2 = 2,526W \quad (2.37)$$

Sabendo que o lado primário do transformador possui dos enrolamentos, soma-se $2 \cdot P_{Cu_{pri}}$ com $P_{Cu_{sec}}$ para obter a perda total no enrolamento, P_e .

$$P_e = 2 \cdot P_{Cu_{pri}} + P_{Cu_{sec}} = 8,048W \quad (2.38)$$

2.4.2.6 Perdas Totais no Transformador

Para se conseguir a perda total no transformador, basta somar a perda no núcleo e a perda no enrolamento.

$$P_t = P_n + P_e = 13,388W \quad (2.39)$$

2.4.3 Chaves controladas M1 e M2

De antemão, calcula-se a tensão máxima nas chaves (sem considerar sobretensões) e a corrente eficaz que passam por elas. Dado que as condições de projeto para ambas as chaves são as mesmas, o cálculo será efetuado apenas para M1.

$$V_{M1_{max}} = \frac{V_{i_{min}}}{1 - D_{max}} = 140V \quad (2.40)$$

$$I_{M1_{ef}} = \frac{I_{i_{max}}}{2 \cdot (a+1)} \cdot \sqrt{(3 - 2 \cdot D_{max}) + 2 \cdot a + D_{max}} = 10,756A \quad (2.41)$$

Para o projeto é adotado o transistor MOSFET IRFP4768PbF da Infineon, pelo fato de ser bastante comercial e com baixa resistência de condução. As especificações do transistor obtidas do *datasheet* Infineon (2016) são apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Especificações do transistor IRFP4768PbF.

Grandeza	Valor
Tensão <i>drain-to-source</i> (V_{DS})	250 V
Corrente de dreno contínua (I_D)	66 A
Corrente de dreno pulsada (I_{DM})	370 A
Tensão <i>gate-to-source</i> (V_{GS})	± 20 V
Resistência térmica <i>junction-to-case</i> (R_{JC})	0,29 °C/W
Resistência térmica <i>case-to-sink</i> (R_{CS})	0,24 °C/W
Resistência <i>drain-to-source</i> (R_{DS})	$35 \times 10^{-3} \Omega$
Temperatura de junção (T_J)	100 °C
Temperatura do encapsulamento (T_C)	100 °C
Tempo de descida (t_f)	110×10^{-9} s
Tempo de subida (t_r)	160×10^{-9} s

Fonte: Próprio Autor

Figura 20 – (a) símbolo do MOSFET, (b) tipo de encapsulamento do MOSFET.



Fonte: Infineon (2016)

Com os dados supracitados conhecidos, é possível medir as perdas de condução e

comutação, para a temperatura de junção (T_J) apresentada na Tabela 5.

$$P_{M1_{cond}} = R_{DS} \cdot I_{M1_{ef}}^2 = 4,049W \quad (2.42)$$

$$P_{M1_{com}} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot I_{imax}\right) \cdot V_{i_{min}} \cdot (t_f + t_r) \cdot fs = 1,421W \quad (2.43)$$

Sendo assim, a perda total nas chaves M1 e M2 é dada pela equação (2.44).

$$P_{M1,M2_{total}} = 2 \cdot (P_{M1_{cond}} + P_{M1_{com}}) = 10,941W \quad (2.44)$$

2.4.4 Diodos Retificadores D1 e D2

Nesta seção serão feitos os cálculos de projeto apenas para o diodo D1, visto que o diodo D2 está sob as mesmas premissas e condições e, portanto, será o mesmo.

A tensão de pico reverso de D1 é encontrada a partir da equação (2.45).

$$V_{D1_{piv}} = \frac{V_{i_{min}}}{1 - D_{max}} = 140V \quad (2.45)$$

As correntes média e eficaz no diodo D1 são obtidas pelas expressões (2.46) e (2.47), respectivamente.

$$I_{D1_{md}} = \frac{I_{imax}}{2 \cdot (a + 1)} \cdot (1 - D_{max}) = 1,316A \quad (2.46)$$

$$I_{D1_{ef}} = \frac{I_{imax}}{2 \cdot (a + 1)} \cdot \sqrt{1 - D_{max}} = 2,402A \quad (2.47)$$

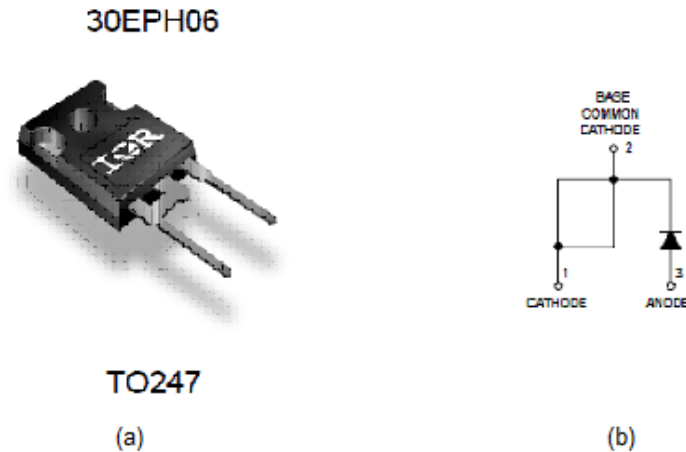
Para a montagem são escolhidos um diodo catodo comum e dois diodos simples 30EPH06, da IR (International Rectifier), cujas especificações são mostradas na Tabela 6.

Tabela 6 – Especificações do diodo 30EPH06.

Grandeza	Valor
Corrente direta média retificadora (I_F)	30 A
Tensão de bloqueio (V_{BR})	600 V
Tensão direta máxima (V_{FN})	2,6 V
Resistência térmica <i>junction-to-case</i> do diodo (R_{JC_D})	0,5 °C/W
Resistência térmica <i>case-to- heatsink</i> (R_{CS})	0,4 °C/W
Tempo de recuperação reversa (t_{rr})	85×10^{-9} s
Corrente de recuperação de pico (I_{rr})	10 A
Carga armazenada na recuperação reversa (Q_{RR})	65×10^{-9} C

Fonte: Próprio Autor

Figura 21 – (a) Tipo de encapsulamento, (b) configuração interna.



Fonte: Rectifier (2008)

Para realizar o cálculo térmico são considerados os seguintes parâmetros:

$$T_{J_D} = 100^\circ\text{C}$$

$$V_{FO} = 0,7\text{V}$$

em que T_{J_D} é a temperatura de junção do diodo e V_{FO} , a tensão de polarização direta.

De modo a determinar a perda de condução, comutação e a potência total dissipada no diodo D1, utilizam-se as equações (2.48), (2.49) e (2.50).

$$P_{D1_{cond}} = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_F} \cdot I_{D1_{ef}}^2 + V_{FO} \cdot I_{D1_{md}} = 1,287\text{W} \quad (2.48)$$

$$P_{D1_{com}} = V_{BR} \cdot Q_{RR} \cdot fs = 0,78W \quad (2.49)$$

$$Pt_{D1} = 2 \cdot P_{D1_{cond}} = 2,573W \quad (2.50)$$

2.4.5 Diodos Retificadores D3 e D4

Analogamente ao procedimento adotado na seção 2.4.4, dimensionar-se-á o diodo D3.

$$V_{D3_{piv}} = \frac{a \cdot Vo}{a + 1} = 260V \quad (2.51)$$

As correntes média e eficaz no diodo D3 possuem valores calculados usando as equações (2.52) e (2.53).

$$I_{D3_{md}} = \frac{I_{imax}}{(a + 1)} \cdot (1 - D_{max}) = 2,632A \quad (2.52)$$

$$I_{D3_{ef}} = \frac{I_{imax}}{(a + 1)} \cdot \sqrt{1 - D_{max}} = 4,805A \quad (2.53)$$

Aqui também é utilizado o diodo 30EPH06, cujos parâmetros já foram apresentados na Tabela 6. No caso das considerações de temperatura de junção do diodo T_{J_D} e de tensão de polarização direta V_{FO} a fim de calcular a perda de condução e a potência total dissipada do diodo D3, serão utilizados os mesmos valores da seção anterior.

$$P_{D3_{cond}} = \frac{V_{FN} - V_{FO}}{I_F} \cdot I_{D3_{ef}}^2 + V_{FO} \cdot I_{D3_{md}} = 3,304W \quad (2.54)$$

$$Pt_{D3} = 2 \cdot P_{D3_{cond}} = 6,608W \quad (2.55)$$

2.4.6 Capacitores de Filme C1, C2 e C3

Adotando-se ondulação na tensão $\Delta V_o = 0,06 \cdot V_o$, os valores mínimos de capacitância são:

$$C1_{min} = \frac{(1 - D_{max}) \cdot P_o}{2 \cdot f_s \Delta V_o \cdot V_{i_{min}} \cdot (1 + a)} = 2,604 \cdot 10^{-6} F \quad (2.56)$$

$$C2_{min} = \frac{(1 - D_{max}) \cdot P_o}{f_s \Delta V_o \cdot V_{i_{min}} \cdot (1 + a)} = 5,208 \cdot 10^{-6} F \quad (2.57)$$

$$C3_{min} = \frac{(1 - D_{max}) \cdot P_o}{f_s \Delta V_o \cdot V_{i_{min}} \cdot (1 + a)} = 5,208 \cdot 10^{-6} F \quad (2.58)$$

A tensão média sobre os capacitores são fornecidas pelas equações (2.59), (2.60) e (2.61).

$$V_{C1} = \frac{V_{i_{min}}}{1 - D_{max}} = 140V \quad (2.59)$$

$$V_{C2} = \frac{V_{i_{min}} \cdot a}{2 \cdot (1 - D_{max})} = 130V \quad (2.60)$$

$$V_{C3} = \frac{V_{i_{min}} \cdot a}{2 \cdot (1 - D_{max})} = 130V \quad (2.61)$$

Os capacitores C1, C2 e C3 devem ser de polipropileno ou poliéster, cujos valores podem ser:

$$C1 = 4 \times 2,2\mu F / 400V$$

$$C2 = 4 \times 2,2\mu F / 400V$$

$$C3 = 4 \times 2,2\mu F / 400V$$

2.4.7 Capacitor Filtro de Saída C_o

Segue-se o mesmo procedimento de dimensionamento dos capacitores da seção 2.4.6. Para o capacitor C_o , a tensão média sobre ele, V_{C_o} , é igual a tensão de saída nominal, V_o , portanto, $V_{C_o} = 400V$. C_o deve ser eletrolítico e dimensionado para uma carga não linear. De modo a calcular sua capacitância, faz-se necessário estabelecer o *hold-up time* t_{hold} e a tensão de saída mínima $V_{o_{min}}$, com 95% da tensão de saída nominal, de acordo com Texas (1999).

$$t_{hold} = 8 \cdot 10^{-3} s$$

$$V_{o_{min}} = 380V$$

Assim,

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot t_{hold}}{V_o^2 - V_{o_{min}}^2} = 1,026 \cdot 10^{-3} F \quad (2.62)$$

Pelo valor calculado, são necessários dois capacitores em paralelo de $470\mu F/450V$, resultando em:

$$C_o = 940 \cdot 10^{-6} F$$

$$R_{se} = 100 \cdot 10^{-3} \Omega$$

em que R_{se} é a resistência série intrínseca dos capacitores em paralelo.

2.4.8 Carga Linear

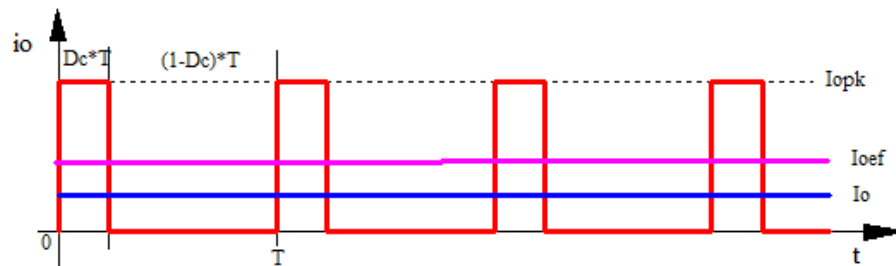
A carga linear é composta por uma carga resistiva pura que dissipa a potência de 1000W. O valor é calculado usando a expressão (2.63).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 160 \Omega \quad (2.63)$$

2.4.9 Carga Não Linear

A Figura 22 mostra a corrente através de uma carga não linear. A frequência dos pulsos de corrente é de 120 Hz, o qual emula os picos de corrente absorvidos por um inversor monofásico em ponte completa. Normalmente o fator de crista de cargas não lineares é 3, o qual é definido pela relação entre a corrente de pico (I_{opk}) e a corrente eficaz (I_{oef}).

Figura 22 – Corrente através da carga não linear.



Fonte: Próprio Autor.

As correntes média e eficaz são obtidas pelas expressões (2.64) e (2.65), respectivamente.

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{(Dc \cdot T)} I_{opk} dt = \frac{1}{T} \cdot I_{opk} \cdot (Dc \cdot T) = I_{opk} \cdot Dc \quad (2.64)$$

$$I_{oef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(Dc \cdot T)} I_{opk}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_{opk}^2 \cdot (Dc \cdot T)} = I_{opk} \cdot \sqrt{Dc} \quad (2.65)$$

Como já dito, o fator de crista é definido pela relação (2.66).

$$F_c = \frac{I_{opk}}{I_{oef}} \quad (2.66)$$

Substituindo a corrente eficaz em F_c , resulta:

$$F_c = \frac{I_{opk}}{I_{opk} \cdot \sqrt{Dc}} = \frac{1}{\sqrt{Dc}} \quad (2.67)$$

Como $F_c = 3$, então, facilmente é determinado a razão cíclica da onda pulsada Dc .

$$Dc = \frac{1}{F_c^2} = 0,111 \quad (2.68)$$

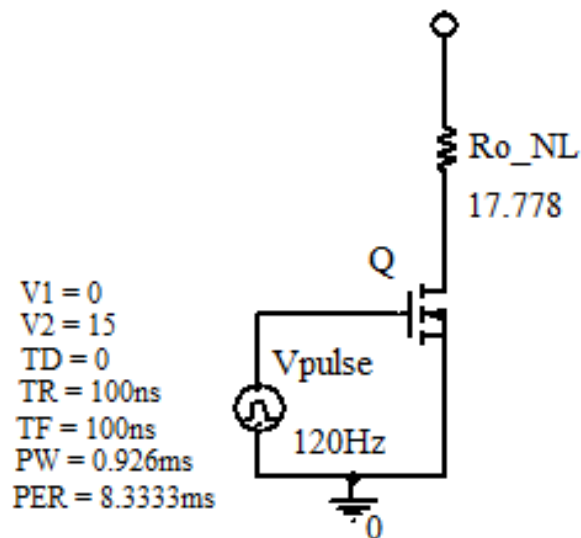
A corrente de pico, $I_{o_{pk}}$, é obtida pela equação (2.69).

$$I_{o_{pk}} = \frac{I_o}{D_c} = 22,5A \quad (2.69)$$

O resistor em série com uma chave controlada, deve apresentar a seguinte resistência:

$$R_{o_NL} = \frac{V_o}{I_{o_{pk}}} = 17,778\Omega \quad (2.70)$$

Figura 23 – Carga não linear aproximada.

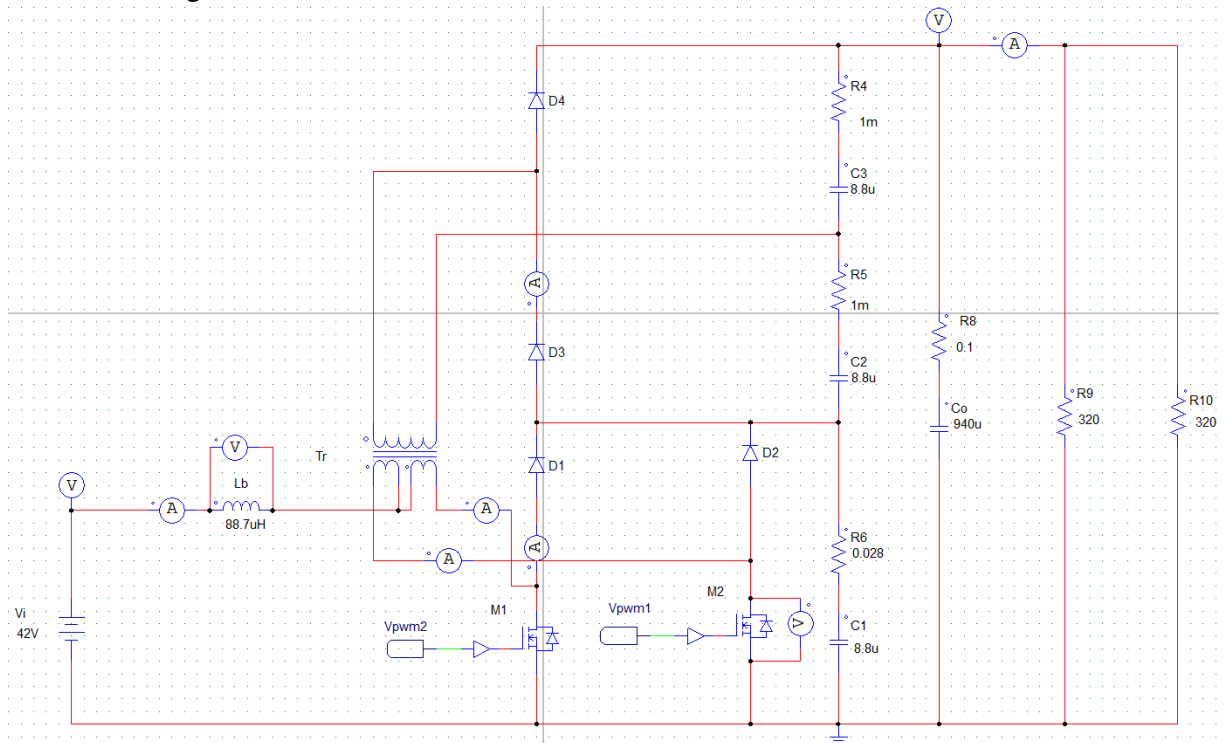


Fonte: Próprio Autor.

2.5 Resultados de simulação em malha aberta

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação em malha aberta, obtidos por meio do *software* PSim do circuito apresentado na Figura 24. A razão cíclica adotada para o conversor em questão é de aproximadamente 0,7.

Figura 24 – Circuito do conversor AGT-CCTE em malha aberta.

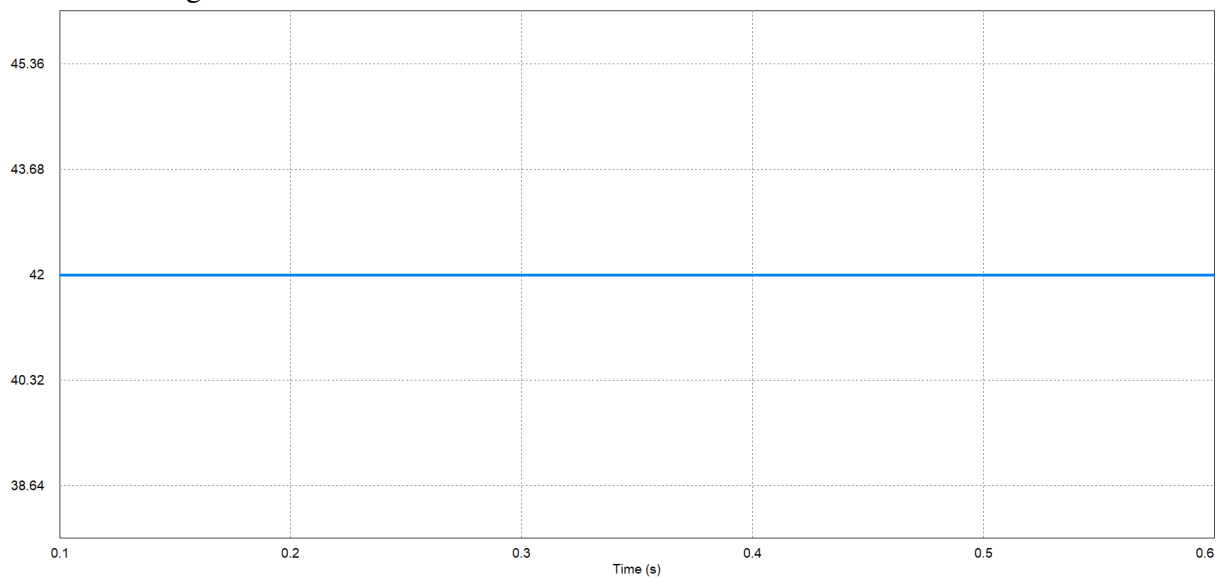


Fonte: Próprio Autor.

2.5.1 Formas de Onda Básicas

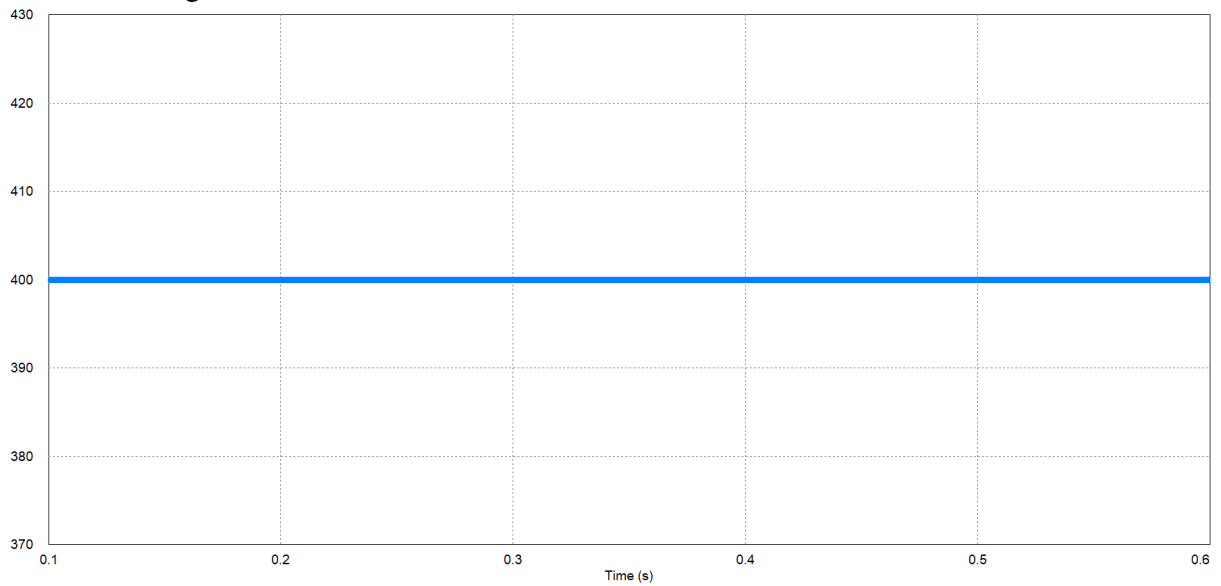
As tensões de entrada e saída do conversor CC-CC AGT-CCTE são apresentadas nas Figuras 25 e 26.

Figura 25 – Tensão de entrada.



Fonte: Próprio Autor.

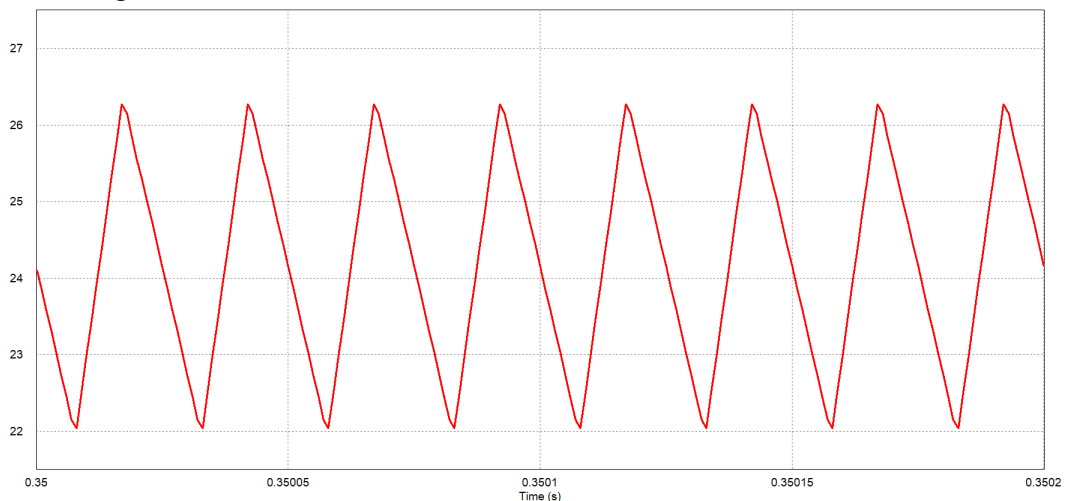
Figura 26 – Tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor.

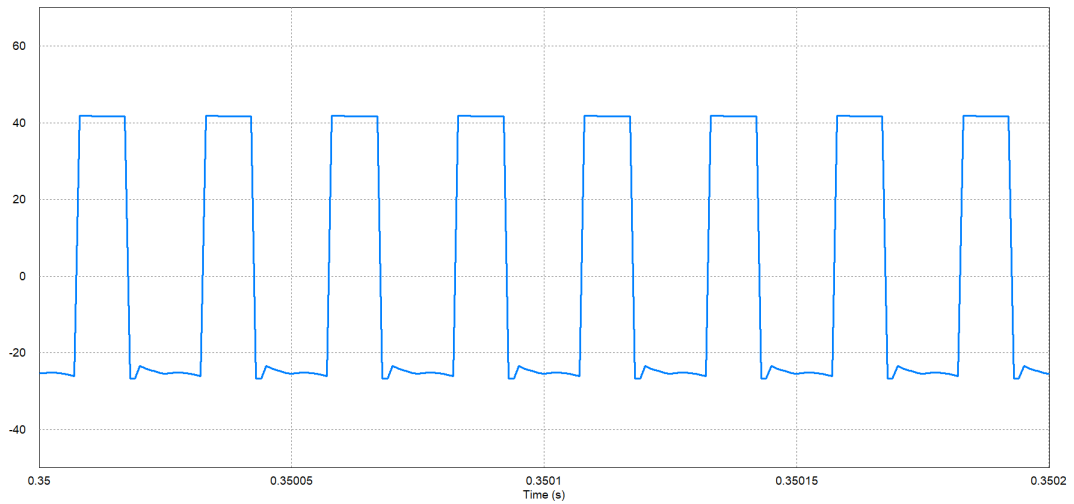
Nota-se que a tensão de entrada considerada para simulação é a mínima de 42V, haja vista que os componentes são melhores dimensionados quando se considera as maiores correntes que podem passar por eles, isto é, para a menor tensão de entrada do projeto. Além disso, é notório que a tensão de saída é contínua e igual a 400 V, como previsto.

No caso dos esforços de corrente e tensão no indutor L_b , as formas de onda respectivas são apresentadas nas Figuras 27 e 28.

Figura 27 – Forma de onda de corrente no indutor L_b .

Fonte: Próprio Autor.

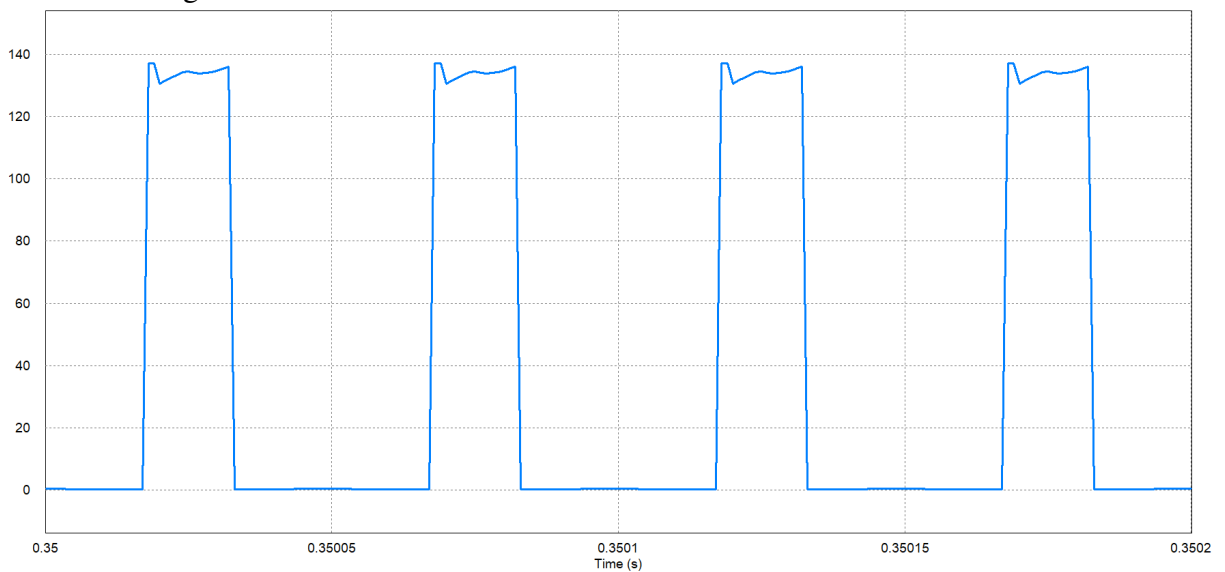
Figura 28 – Forma de onda de tensão no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor.

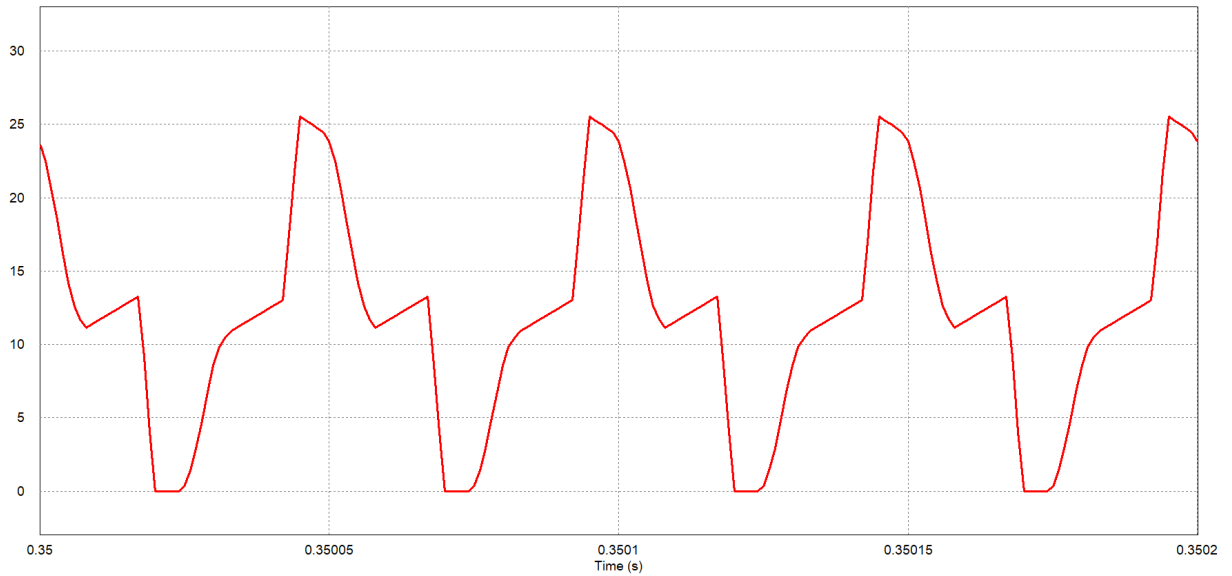
Nas Figuras 29 e 30 são mostradas, respectivamente, as formas de onda de tensão e corrente nas chaves M1 e M2, em que esta última possui o mesmo formato da corrente que passa pelo enrolamento primário do transformador.

Figura 29 – Tensão sobre as chaves M1 e M2.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 30 – Corrente nas chaves M1 e M2.

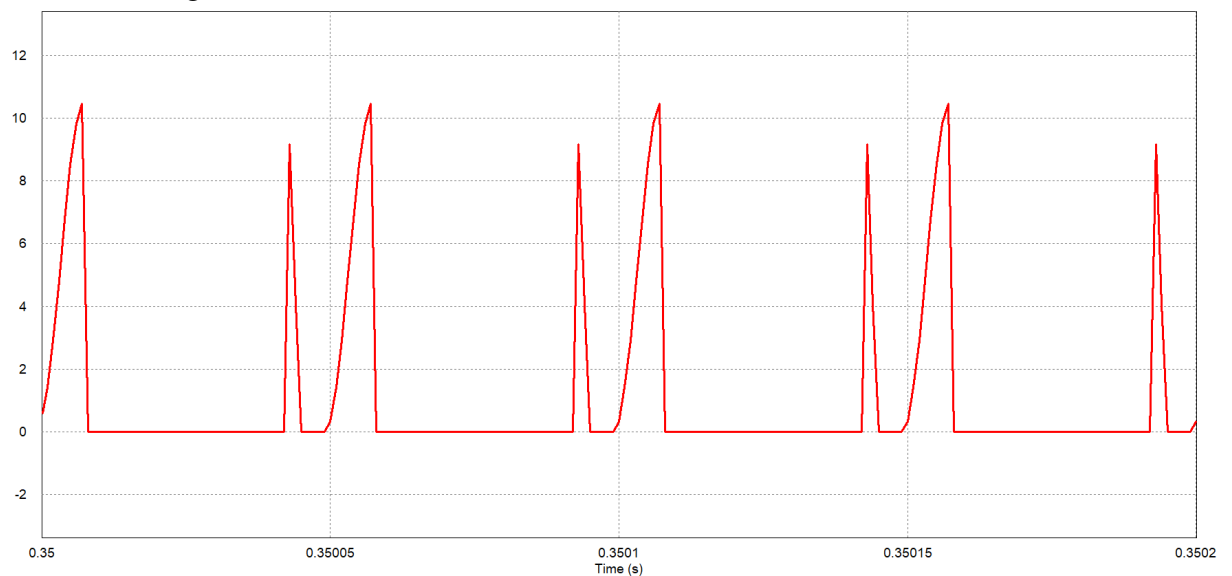


Fonte: Próprio Autor.

Vê-se que o valor máximo de tensão sobre as chaves M1 e M2 está em conformidade com o valor teórico calculado.

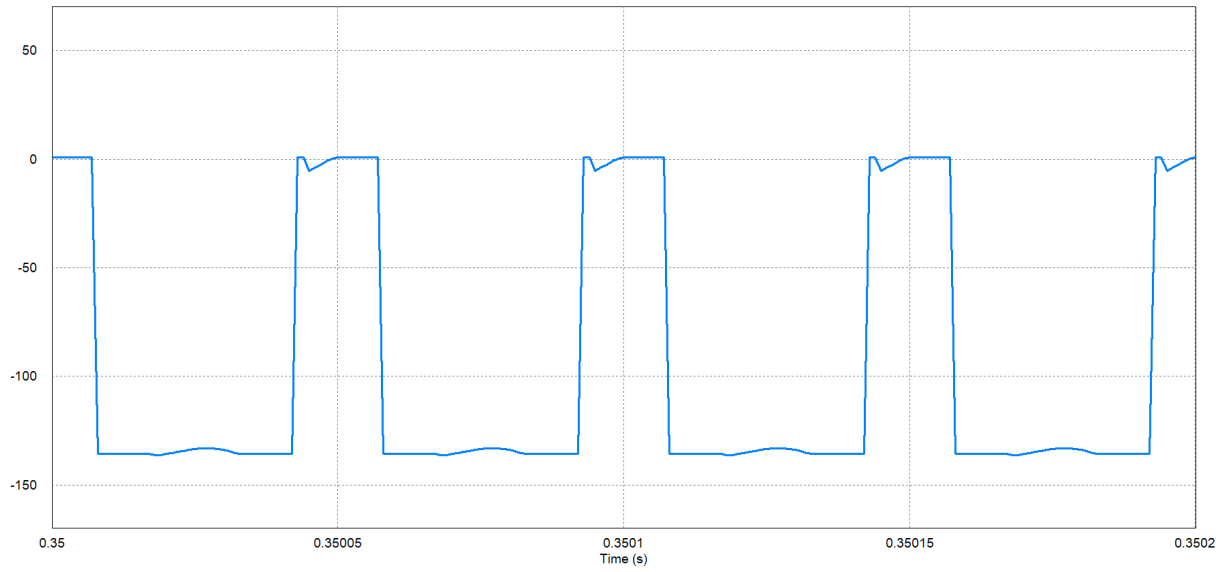
Os resultados para a corrente e tensão nos diodos D1 e D2 são apresentados nas Figuras 31 e 32. Nota-se que a tensão de pico reversa é aproximadamente 140 V, como dimensionado, justificando a escolha do diodo 30EPH06, que apresenta uma tensão reversa de 600 V.

Figura 31 – Corrente nos diodos D1 e D2.



Fonte: Próprio Autor.

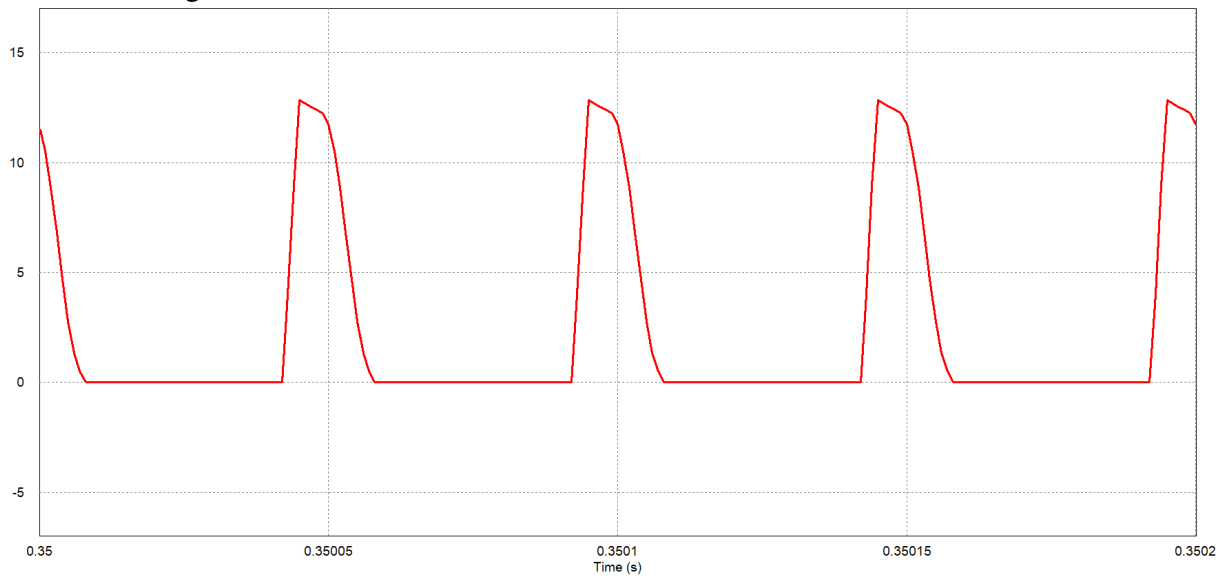
Figura 32 – Tensão sobre os diodos D1 e D2.



Fonte: Próprio Autor.

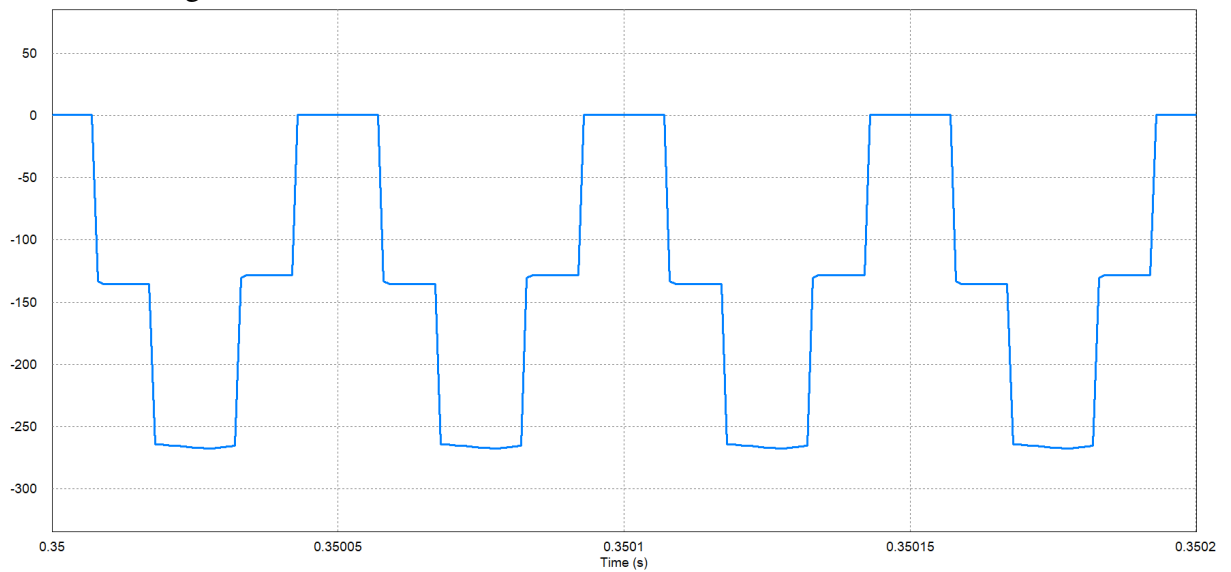
Para os diodos D3 e D4, as formas de onda de corrente e tensão estão representadas nas Figuras 33 e 34, respectivamente.

Figura 33 – Corrente nos diodos D3 e D4.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 34 – Tensão sobre os diodos D3 e D4.

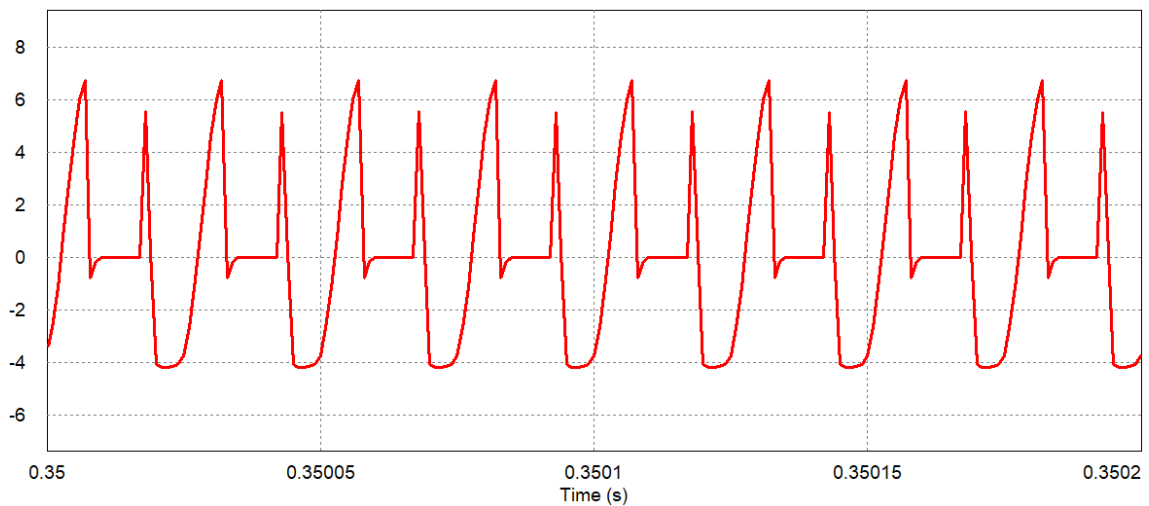


Fonte: Próprio Autor.

A escolha de D3 e D4 se justifica principalmente a partir da análise das formas de onda de corrente e tensão apresentadas nas Figuras 32 e 33, mostrando que a tensão de pico reversa (em torno de 260 V) é menor do que a suportada por estes dispositivos.

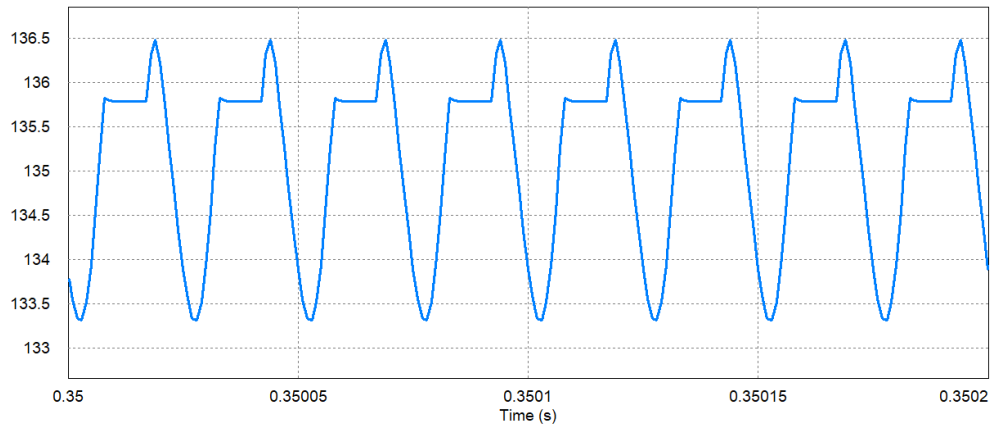
As Figuras 35, 36, 37 e 38 mostram tensão e corrente nos capacitores de comutação C1, C2 e C3.

Figura 35 – Corrente no capacitor C1.



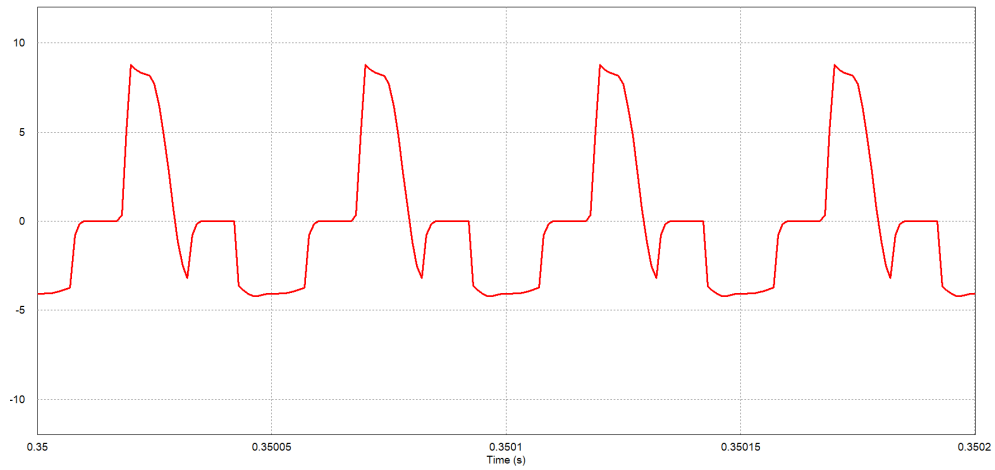
Fonte: Próprio Autor.

Figura 36 – Tensão no capacitor C1.



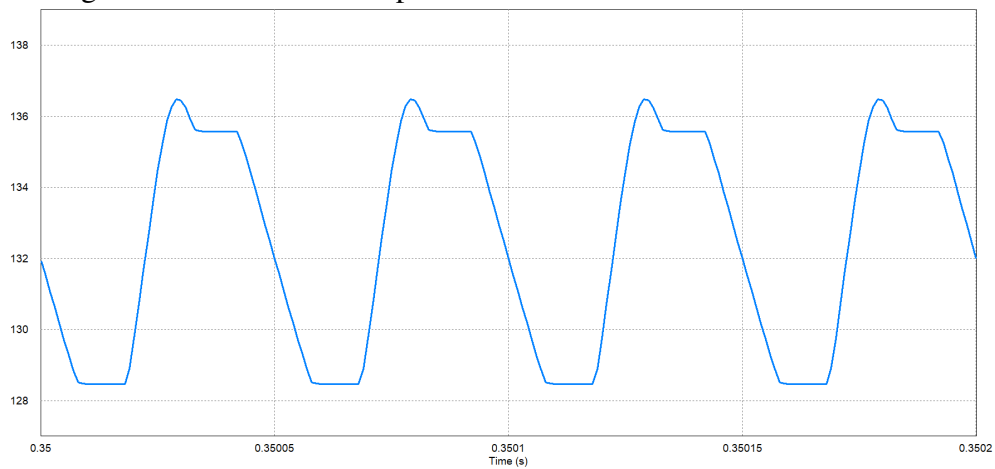
Fonte: Próprio Autor.

Figura 37 – Corrente nos capacitores C2 e C3.



Fonte: Próprio Autor.

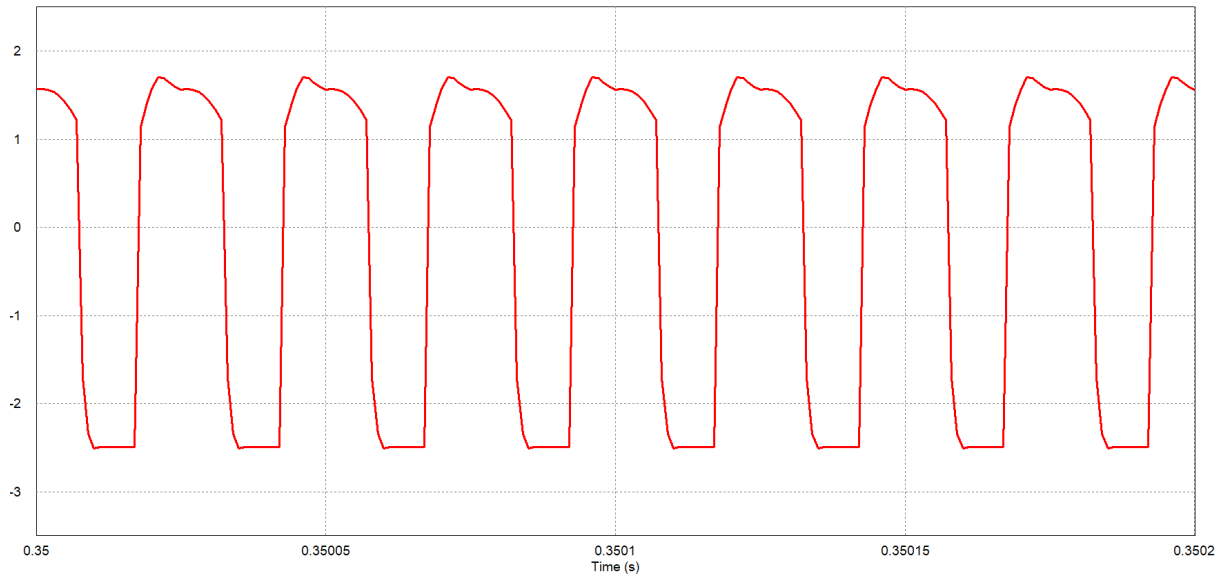
Figura 38 – Tensão nos capacitores C2 e C3.



Fonte: Próprio Autor.

O capacitor C_o é dimensionado para manter a tensão de saída contínua e igual a 400 V, tal como é visualizado na Figura 26. A forma de onda da corrente que passa por ele é demonstrada na Figura 39.

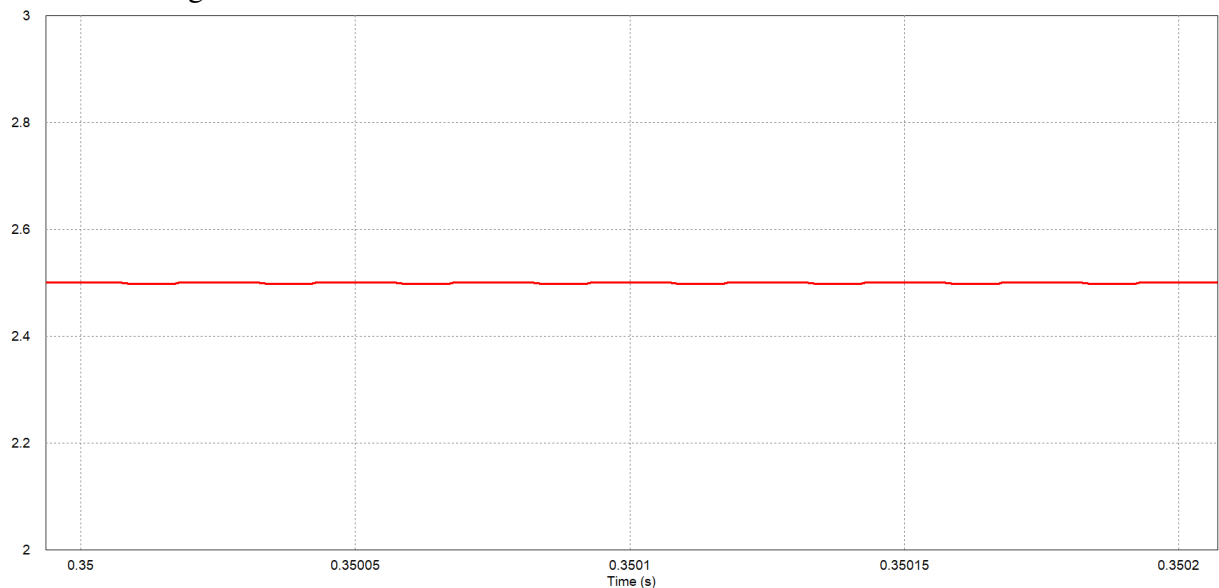
Figura 39 – Corrente no capacitor C_o .



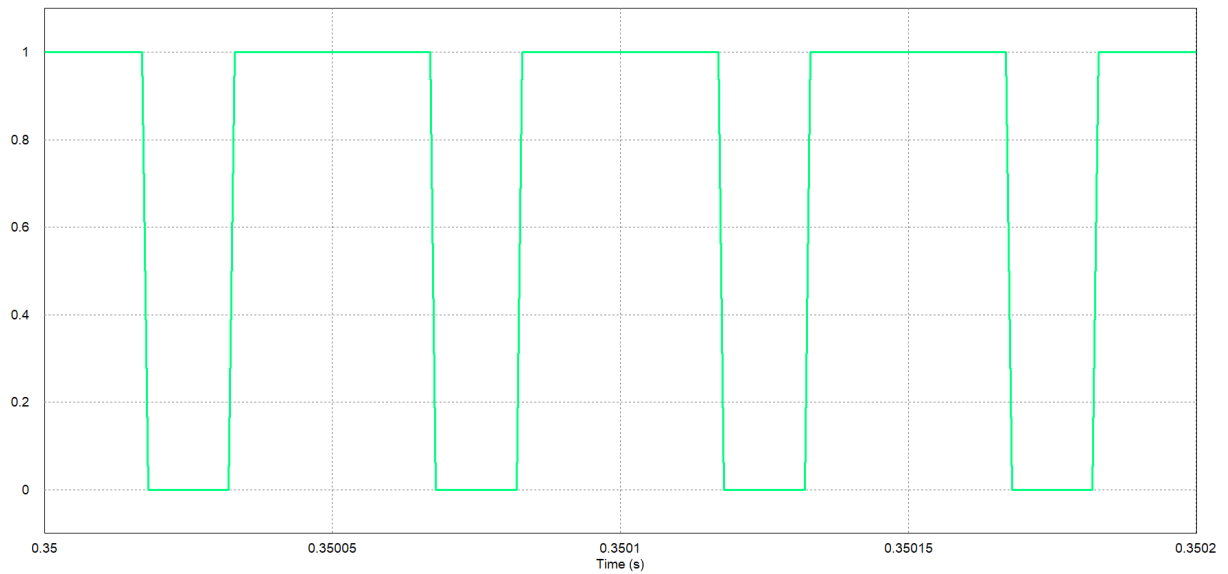
Fonte: Próprio Autor.

A corrente de saída é apresentada na Figura 40, e tal como esperado o valor é 2,5 A. Por fim, na Figura 41 é apresentado o *duty cycle* utilizado no acionamento das chaves M1 e M2 fixado em 0,7, como já citado.

Figura 40 – Corrente de saída.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 41 – *Duty cycle* do conversor em malha aberta

Fonte: Próprio Autor.

2.5.2 Tabela Comparativa de Grandezas para Validação do Dimensionamento

A Tabela 7 apresenta a comparação entre os valores de corrente e tensão calculados com os valores obtidos por simulação, nos componentes do conversor proposto.

Tabela 7 – Comparação dos valores teóricos com os respectivos valores simulados.

	Valor Teórico	Valor Simulado	Erro (%)
$I_{L_{bef}}$ [A]	25,06	24,19	-3,50
$V_{M1_{max}}$ [V]	140	137,19	-2,01
$I_{M1_{ef}}$ [A]	10,76	13,85	28,72
$V_{D1_{piv}}$ [V]	140	136,22	-2,70
$I_{D1_{md}}$ [A]	1,32	1,16	-12,12
$I_{D1_{ef}}$ [A]	2,40	3,02	25,83
$V_{D3_{piv}}$ [V]	260	267,64	2,94
$I_{D3_{md}}$ [A]	2,63	2,46	-6,46
$I_{D3_{ef}}$ [A]	4,81	5,07	5,41
I_{prief} [A]	14,03	13,99	-0,29
I_{secef} [A]	6,80	7,18	5,59
V_{C1} [V]	140	135,14	-3,47
V_{C2}, V_{C3} [V]	130	132,47	1,90
V_{Co} [V]	400	400,08	0,02
V_{Co} [V]	400	400,08	0,02

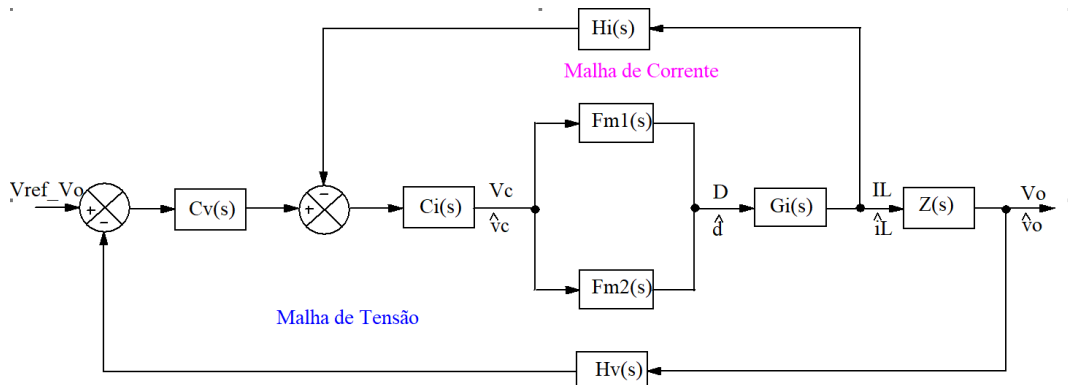
Fonte: Próprio Autor

2.6 Estratégia de controle

2.6.1 Sem Malhas de Equilíbrio de Corrente

O diagrama de blocos do controle por modo corrente média sem malhas de equilíbrio de corrente aplicado ao conversor CC-CC AGT-CCTE é mostrado na Figura 42. No conversor citado são necessárias duas portadoras dentes-de-serra ou triangulares deslocadas em 180 graus elétricos, destacados na Figura 42 como $F_{m1}(s)$ e $F_{m2}(s)$. As frequências de cruzamento por 0 dB das malhas de corrente e tensão seguem o mesmo critério destacado no tópico 1.6. Usando o controle sem malha de equilíbrio de corrente através dos componentes, os principais fatores que levam ao desequilíbrio de corrente são: pequenas diferenças nas amplitudes das ondas portadoras, as diferentes impedâncias dos caminhos de circulação de corrente e pequenas variações das razões cíclicas de controle. Para mitigar os problemas indicados, é necessário adicionar as malhas de equilíbrio de corrente.

Figura 42 – Diagrama de blocos da técnica de controle por modo corrente média sem malhas de equilíbrio de corrente aplicado ao conversor CC-CC AGT-CCTE.

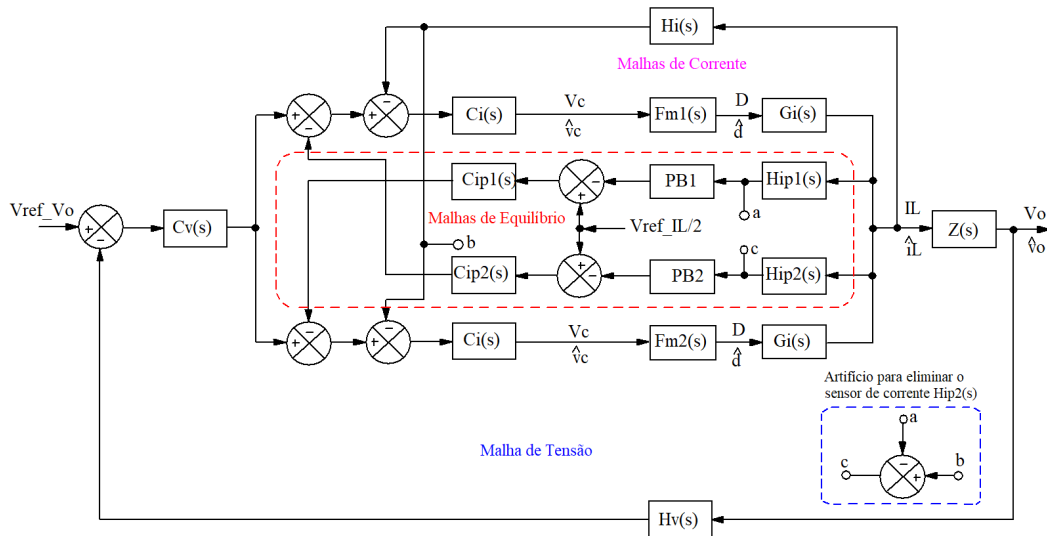


Fonte: Próprio Autor.

2.6.2 Com Malhas de Equilíbrio de Corrente

O diagrama de blocos com inclusão das malhas de equilíbrio de corrente é mostrado na Figura 43. Os projetos das malhas de corrente e tensão seguem o mesmo critério descrito no item 2.6.1. Por outro lado, as malhas de equilíbrio apresentam uma frequência de cruzamento por 0 dB em torno de uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de tensão. Em resumo, as malhas de equilíbrio são mais lentas que a malha de tensão.

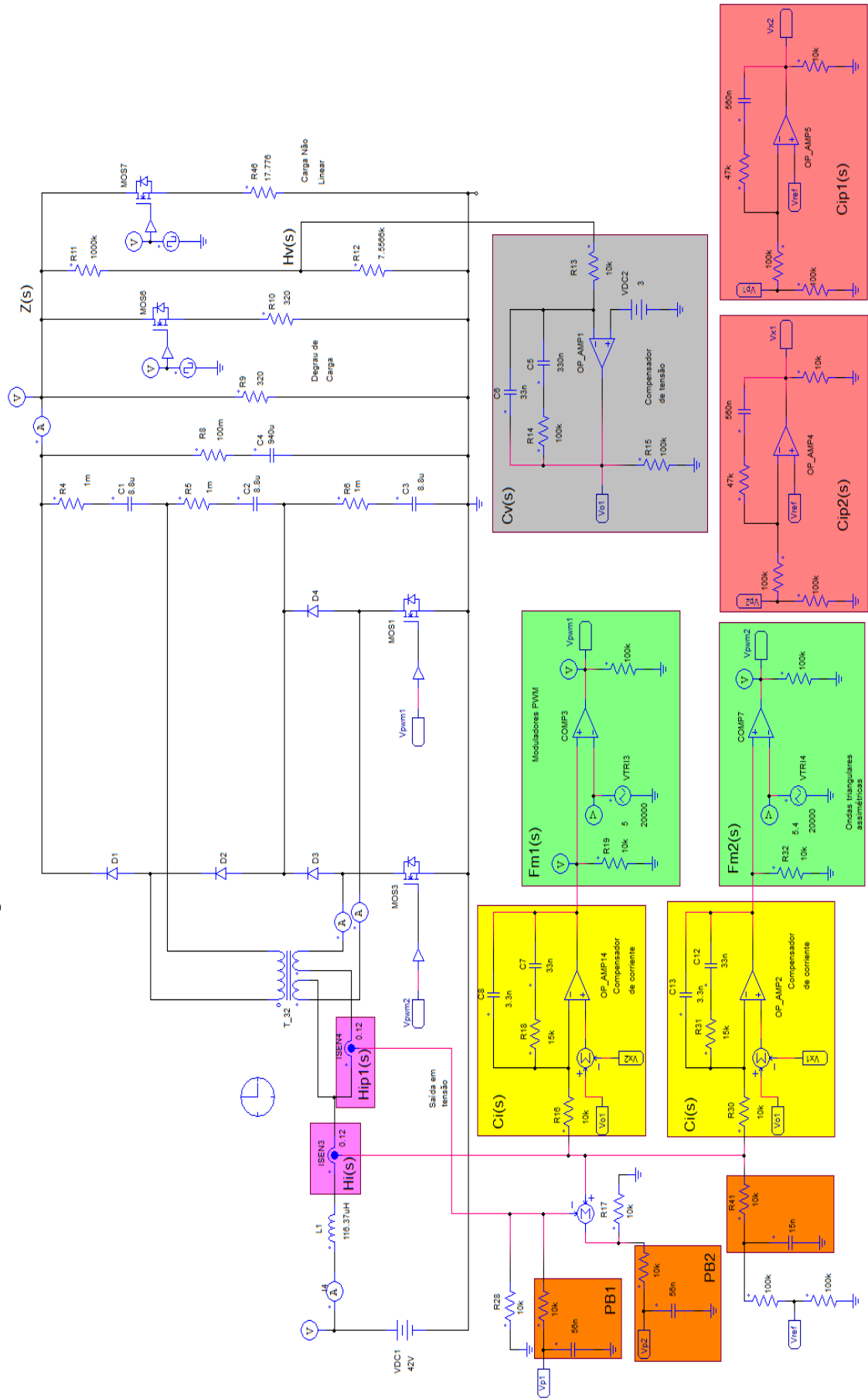
Figura 43 – Diagrama de blocos da técnica de controle por modo corrente média com malhas de equilíbrio de corrente aplicado ao conversor CC-CC AGT-CCTE.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 44 é apresentado o circuito elétrico completo do conversor CC-CC AGT-CCTE com as malhas de equilíbrio de corrente montado no *software* PSIM. Vale notar que cada bloco mostrado na Figura 43 é discriminado no circuito citado, a fim de evidenciar onde e como cada parte do sistema atua. No caso do bloco $G_i(s)$, ele é a própria planta em si ou, de maneira mais precisa, as chaves do circuito de potência, representadas pelos MOSFETs, que são os quais se deseja acionar. O bloco $Z(s)$, por sua vez, trata-se da função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente através do indutor.

Figura 44 – Circuito do conversor CC-CC AGT-CCCTE com malhas de equilíbrio.

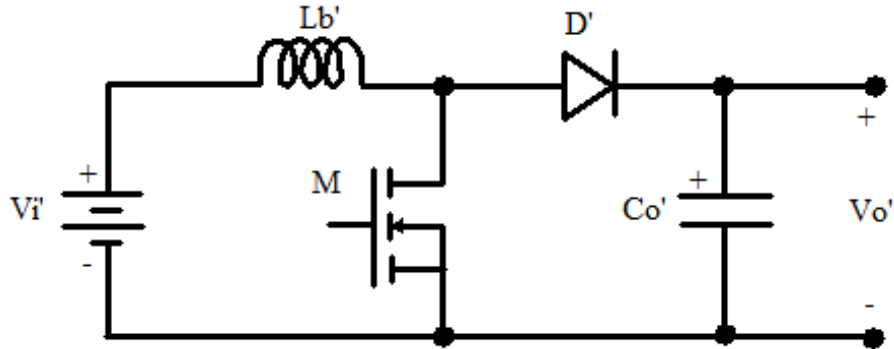


Fonte: Próprio Autor.

2.7 Modelagem matemática da planta

2.7.1 Circuito Equivalente da Planta

Figura 45 – Conversor boost equivalente.



Fonte: Próprio Autor.

O conversor CC-CC AGT-CCTE pode ser representado pelo circuito mostrado na Figura 45. No conversor de alto ganho de tensão, duas parcelas de energia são armazenadas durante a superposição dos sinais e as mesmas transferidas para a saída quando uma das chaves entra em corte ou é bloqueada. A mesma situação deve ocorrer com o conversor equivalente. Para conseguir isso, a frequência de comutação deve ser dobrada. Desse modo, têm-se as seguintes expressões e resultados para o conversor equivalente:

$$T_{eq} = \frac{T}{2} = 25 \cdot 10^{-6} s$$

$$f_{seq} = 2 \cdot f_s = 40000 Hz$$

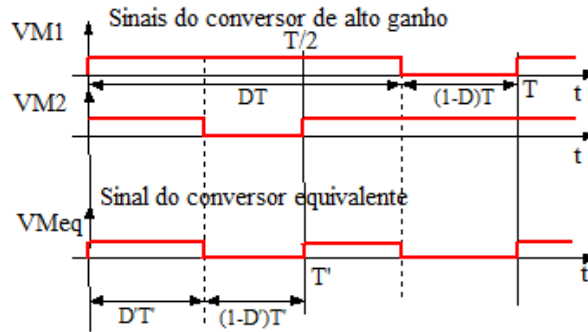
$$D_{maxeq} = (2 \cdot D_{max} - 1) = 0,4$$

em que T_{eq} é o período; f_{seq} a frequência; e D_{maxeq} a razão cíclica.

Além de período, frequência e razão cíclica, outros parâmetros precisam ser transformados do conversor AGT-CCTE para o conversor equivalente, como mostrado a seguir.

$$V_{ieq} = V_{imin} = 42V$$

Figura 46 – Modulação PWM do conversor de alto ganho de tensão e de seu equivalente.



Fonte: Próprio Autor.

$$V_{o_{eq}} = V_{i_{eq}} \cdot \frac{1}{1 - D_{max_{eq}}} = 70V$$

$$rv = \frac{V_o}{V_{o_{eq}}} = 5,714V$$

$$L_{b_{eq}} = L_b = 87,281 \cdot 10^{-6}H$$

$$C_{o_{eq}} = rv^2 \cdot C_o = 0,031F$$

$$R_{se_{eq}} = \frac{R_{se}}{rv^2} = 3,063 \cdot 10^{-3}\Omega$$

$$R_{o_{eq}} = \frac{R_o}{rv^2} = 4,9\Omega$$

2.7.2 Função de Transferência $G_i(s) = i_L(s)/d(s)$

A função de transferência aproximada da planta $G_i(s) = i_L(s)/d(s)$ é apresentada na equação (2.71).

$$G_i(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{o_{eq}}}{s \cdot L_{b_{eq}}} \quad (2.71)$$

2.7.3 Função de Transferência $Z(s) = v_o(s)/i_L(s)$

A função de transferência da planta $Z(s) = v_o(s)/i_L(s)$ em função da variável de Laplace é dada pela expressão (2.72).

$$Z(s) = D'_{eq} \cdot \frac{R_{o_{eq}}}{1 + s \cdot C_{o_{eq}} \cdot R_{o_{eq}}} \quad (2.72)$$

em que D'_{eq} é dado pela equação (2.72).

$$D'_{eq} = 1 - D_{max_{eq}} = 0,6 \quad (2.73)$$

2.7.4 Função de Transferência $i_{pri}(s)/d(s)$

$$i_{pri}(s)/d(s) = \frac{V_{o_{eq}}}{2 \cdot s \cdot L_{b_{eq}}} \quad (2.74)$$

2.7.5 Função de Transferência dos Filtros Passa-Baixa

A função de transferência dos filtros passa-baixa, $FPB(s)$, em função da variável de Laplace é dada pela expressão (2.75).

$$FPB(s) = \frac{1}{R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (2.75)$$

Onde a frequência de corte é dada pela expressão (2.76).

$$f_o = \frac{1}{R_f \cdot C_f \cdot 2\pi} \quad (2.76)$$

2.8 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentada a topologia do conversor CC-CC AGT-CCTE com todos os seus componentes, especificações e considerações de projeto. Em seguida, mostrou-se os dimensionamentos de tais componentes do circuito através de cálculos, considerando o valor mínimo de tensão de entrada, procedimento que é adotado amplamente na literatura. Para os elementos indutivos, também fez-se o dimensionamento físico, determinando o número de espiras, a quantidade de fios em paralelo e o próprio fio a ser utilizado na montagem. Na sequência, os resultados obtidos nas simulações em malha aberta foram apresentados, sendo possível dessa forma comparar estes valores simulados com os teóricos (calculados) através da Tabela 7. Nota-se que, apesar de erros relativos consideráveis em alguns casos, os valores absolutos simulados estão bem próximos dos teóricos e sempre dentro do que é suportado pelo componente. Por fim, mostrou-se o circuito equivalente do conversor com o intuito de simplificar e expressar as funções de transferência apresentadas nas seções 2.7.2, 2.7.3, 2.7.4 e 2.7.5.

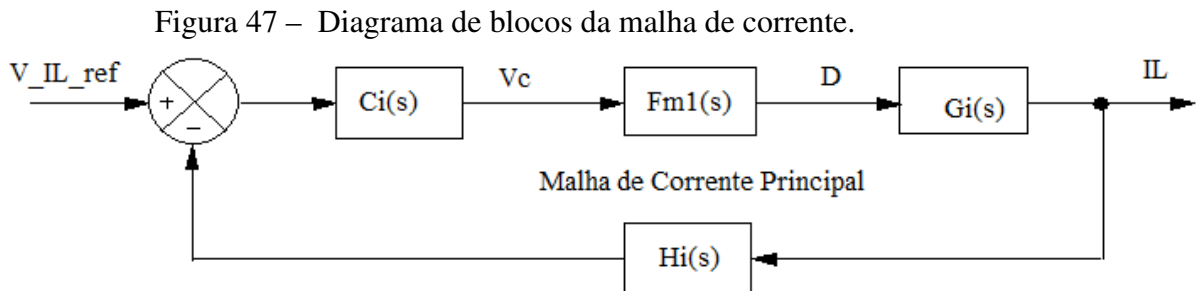
3 PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os projetos da malha de corrente principal, malha de tensão e malha de equilíbrio de corrente, além do projeto dos filtros passa-baixa.

3.2 Projeto da malha de corrente principal

O diagrama de blocos da malha de corrente é mostrado na Figura 47. Todas as funções de transferência envolvidas são determinadas nesta seção. Para tal projeto, são assumidos os valores apresentados na Tabela 8.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 8 – Considerações do projeto da malha de corrente principal.

Grandeza	Valor
Tensão de referência da malha de corrente (V_{ref})	3 V
Ganho do sensor Hall de 50 A (K_{Hall})	0,04
Ganho do amplificador diferencial (K_{dif})	2,99
Frequência de corte da malha de corrente principal (f_{oMCP})	58,34 Hz
Amplitude do dente-de-serra (VD)	5 V
Margem de fase da malha de corrente principal (MF_{MCP})	30 graus

Fonte: Próprio Autor

Onde,

$$K_{dif} = \frac{V_{ref}}{I_{i_{max}} \cdot K_{Hall}} \quad (3.1)$$

$$f_{OMCP} = \frac{D'_{eq}}{2\pi \cdot \sqrt{Lb_{eq} \cdot Co_{eq}}} \quad (3.2)$$

e a função de transferência do elemento de medição de corrente é definida pela expressão (3.3).

$$Hi_{MCP}(s) = K_{Hall} \cdot K_{dif} \quad (3.3)$$

Para iniciar o projeto da malha de corrente principal, estabelece-se a função de transferência de laço aberto sem compensador. A função de transferência do modulador PWM é dada pela expressão (3.4). Observa-se que esta função de transferência é uma constante.

$$Fm(s) = \frac{1}{VD} \quad (3.4)$$

A função de transferência de amostragem que serve para emular a robustez do projeto de controle é dada pela equação (3.5). Esta função apresenta dois zeros no semiplano direito Tang *et al.* (1993).

$$He(s) = 1 + \frac{s}{\omega_z \cdot Q_z} + \left(\frac{s}{\omega_z}\right)^2 \quad (3.5)$$

em que

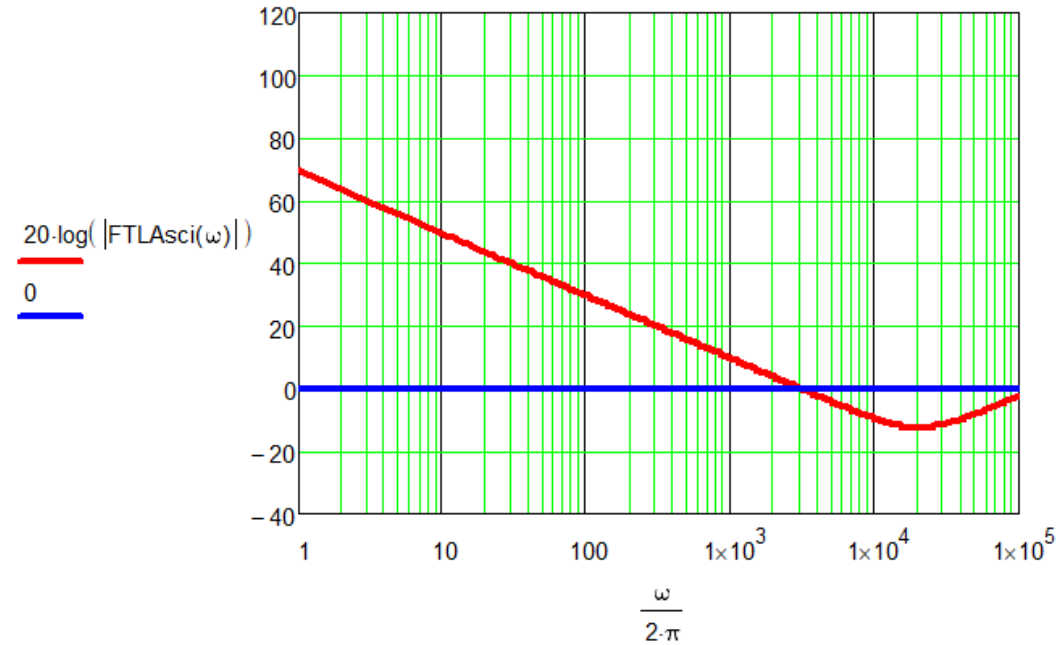
$$\omega_z = \pi \cdot f_{seq} \quad (3.6)$$

$$Q_z = \frac{-2}{\pi} \quad (3.7)$$

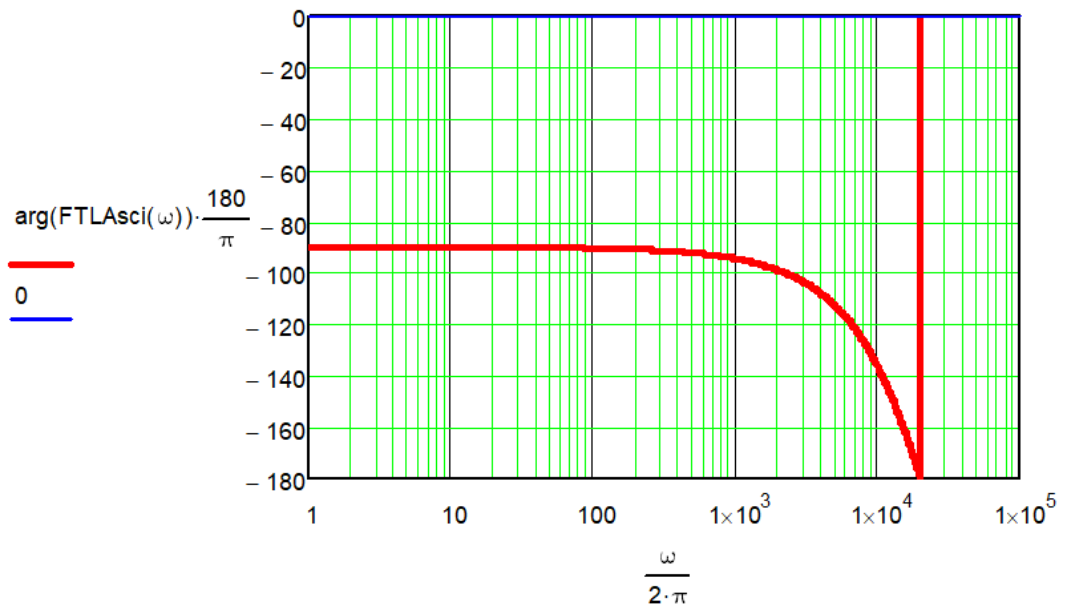
A função de transferência de laço aberto $FTLA_{sci}(s)$ sem incluir compensador é dada pela expressão (3.8) e o seu diagrama de BODE é mostrado na Figura 48.

$$FTLA_{sci}(s) = Gi(s) \cdot Fm(s) \cdot Hi(s) \cdot He(s) \quad (3.8)$$

Figura 48 – Diagrama de Bode de $FTLA_{sci}(s)$: (a) ganho, (b) fase



(a) Gráfico do ganho



(b) Gráfico do ângulo de fase

Fonte: Próprio Autor.

Tais gráficos foram obtidos por meio do *software* Mathcad e, para isso, foi necessário colocar as expressões em função da frequência angular ω , em que $s = j\omega$. Vale lembrar que a representação padrão do ganho da função de transferência $FTLA_{sci}(j\omega)$, por exemplo, é $20 \cdot \log|FTLA_{sci}(j\omega)|$. A unidade utilizada nessa representação do ganho é o decibel, normalmente abreviado como dB. Ogata (2010)

A próxima etapa do projeto consiste em escolher a frequência de cruzamento, f_{ci} , da referida malha de corrente.

$$f_{ci}(s) = \frac{f_{seq}}{20} = 2 \cdot 10^3 Hz \quad (3.9)$$

Observando o diagrama de Bode da Figura 48, para esta frequência o sistema apresenta uma atenuação de aproximadamente 3,7dB, assim, o compensador deve ter um ganho de -3.7dB. Em 2kHz a defasagem provocada pela $FTLA_{sci}(s)$ é de $P_{sci} = -99,016$ graus, calculado com precisão pelo próprio *software* Mathcad.

O próximo passo na concepção da malha de corrente principal é escolher o compensador baseado no cálculo do avanço de fase requerido, α_{MCP} .

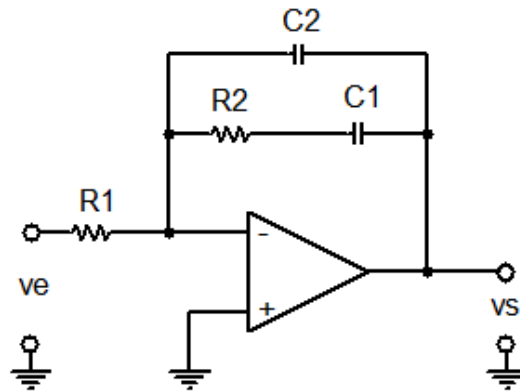
$$\alpha_{MCP} = MF_{MCP} - P_{sci} - 90 = 39,016 \text{graus} \quad (3.10)$$

Já que o valor do avanço de fase é menor que 90° , deve ser usado o compensador Tipo 2, mostrado na Figura 49. Dessa maneira, determina-se o seu ganho AV_{ci} a partir da expressão (3.11).

$$AV_{ci} = 20 \cdot \log(|FTLA_{sci}(f_{ci} \cdot 2\pi)|) = 3,703 \text{dB} \quad (3.11)$$

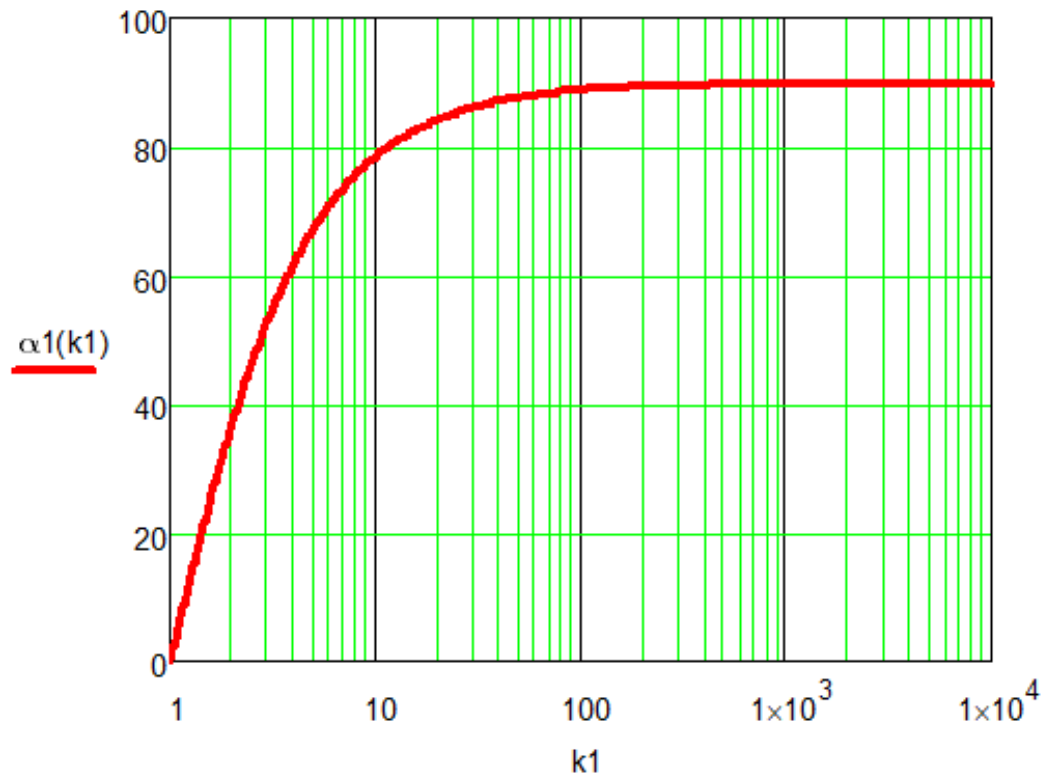
De modo a se definir posteriormente a forma e as características da função de transferência com compensador, o fator K também é calculado.

Figura 49 – Compensador Tipo 2.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 50 – Curva de avanço de fase em função do fator K.



Fonte: Próprio Autor.

O fator K é uma medida de redução do ganho em baixas frequências e aumento de ganho em altas frequências, permitindo a alocação de pólos e zeros das redes de compensação da realimentação em relação à frequência de cruzamento da malha Bascopé (2019). A partir da

curva $\alpha = f(K_{ci})$ da Figura 50, tem-se a expressão (3.12).

$$\alpha_1(k_1) = \left(2 \cdot \operatorname{atan}(k_1) - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (3.12)$$

O avanço de fase de acordo com a mesma figura é aproximadamente $K = 2, 1$, sendo as frequências dos pólos e zeros conseguidas através deste fator.

$$F_{z1_{ci}} = \frac{f_{ci}}{K_{ci}} = 952,381 \text{ Hz} \quad (3.13)$$

$$F_{p1_{ci}} = f_{ci} \cdot K_{ci} = 4,2 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (3.14)$$

O ganho do compensador em termos de valor absoluto é dado pela equação (3.15).

$$G_{ci} = 10^{\left(\frac{-AV_{ci}}{20}\right)} = 0,653 \quad (3.15)$$

Considerando $R1_{ci} = 10 \text{ K}\Omega$ na Figura 49 e usando as equações correspondentes do compensador Tipo 2, têm-se:

$$C2_{ci} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{ci} \cdot G_{ci} \cdot K_{ci} \cdot R1_{ci}} = 5,804 \eta F \quad (3.16)$$

$$C1_{ci} = C2_{ci} \cdot (K_{ci}^2 - 1) = 19,79 \eta F \quad (3.17)$$

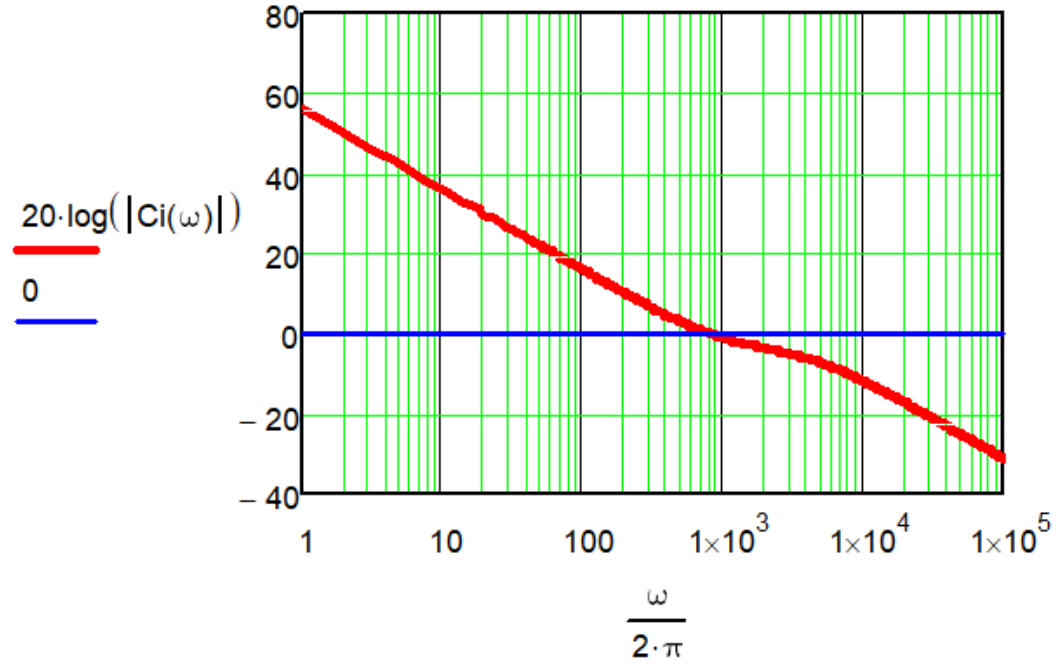
No circuito do projeto foi adotado um $C1_{ci}$ maior, de $33 \eta F$, para melhorar a estabilidade.

$$R2_{ci} = \frac{K_{ci}}{2\pi \cdot f_{ci} \cdot C1_{ci}} = 8,444 \text{ K}\Omega \quad (3.18)$$

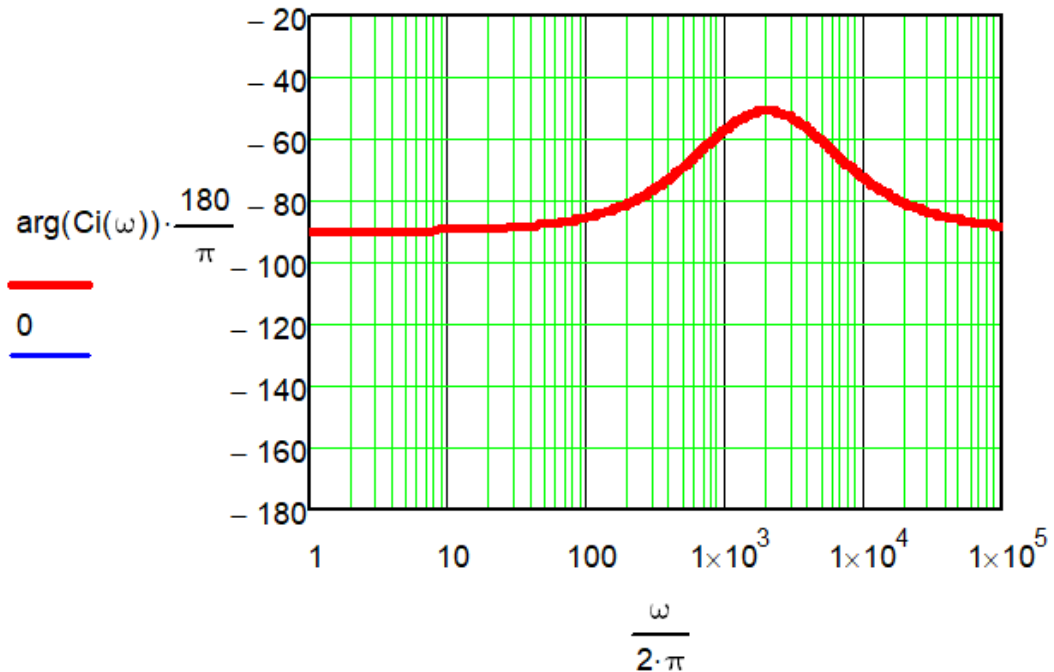
A função de transferência deste compensador é fornecida pela expressão (3.19) e seu diagrama de BODE é apresentado na Figura 51.

$$Ci(s) = \frac{1 + s \cdot C1_{ci} \cdot R2_{ci}}{R1_{ci} \cdot s \cdot (C1_{ci} + C2_{ci} + s \cdot R2_{ci} \cdot C1_{ci} \cdot C2_{ci})} \quad (3.19)$$

Figura 51 – Diagrama de Bode do compensador $Ci(s)$: (a) ganho, (b) fase



(a) Gráfico do ganho



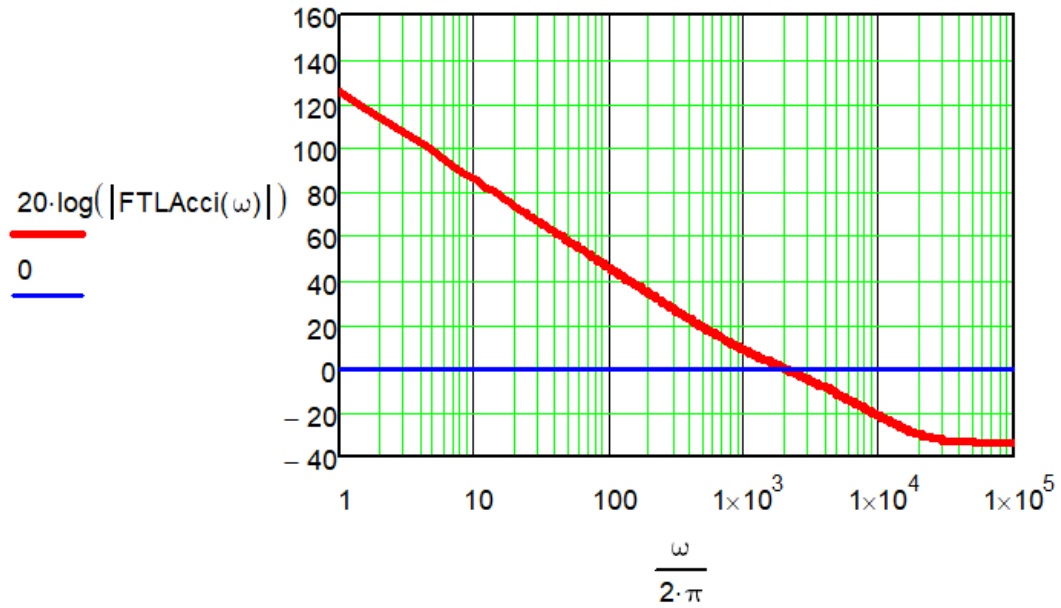
(b) Gráfico do ângulo de fase

Fonte: Próprio Autor.

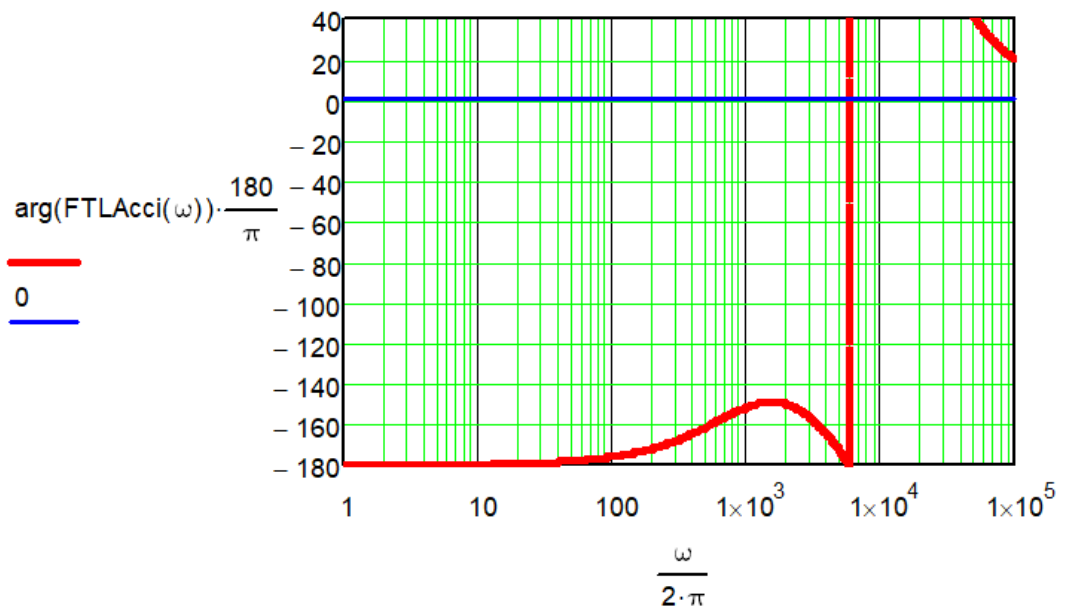
Portanto, a função de transferência de laço aberto com compensador $FTLA_{cci}(s)$ do sistema é obtida através de (3.20) e o diagrama de BODE correspondente é exibido na Figura 52.

$$FTLA_{cci}(s) = FTLA_{sci}(s) \cdot Ci(s) \quad (3.20)$$

Figura 52 – Diagrama de Bode de $FTLA_{cci}(s)$: (a) ganho, (b) fase



(a) Gráfico do ganho



(b) Gráfico do ângulo de fase

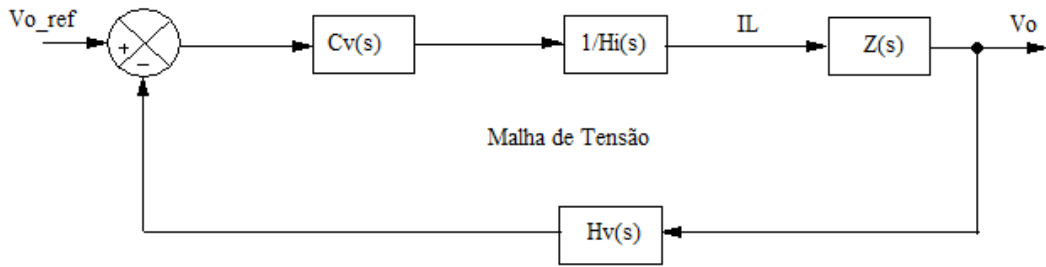
Fonte: Próprio Autor.

Com isso, a margem de fase calculada a partir do diagrama da Figura 52 é de 30,058 graus.

3.3 Projeto da malha de tensão

A Figura 53 mostra o diagrama de blocos da malha de tensão. Como a frequência de cruzamento da malha de tensão, f_{cv} , é menor que 30Hz, a malha de corrente pode ser representada pelo ganho $1/H_i(s)$.

Figura 53 – Diagrama de blocos da malha de tensão.



Fonte: Próprio Autor.

Considerando a tensão de referência $V_{ref} = 3V$, a função de transferência do elemento de medição de tensão é dada pela expressão (3.21). Nota-se que esta função é uma constante.

$$Hv(s) = \frac{V_{ref}}{V_{Oeq}} \quad (3.21)$$

Analogamente à seção 3.2, a primeira etapa para dimensionar o projeto da malha de tensão é definir a função de transferência de laço aberto sem compensador, $FTLA_{scv}(s)$.

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{Hi(s)} \cdot Hv(s) \cdot Z(s) \quad (3.22)$$

O diagrama de BODE correspondente encontra-se na Figura 54.

Nesse caso, a frequência de cruzamento, f_{cv} , escolhida é de 15 Hz. Observando o diagrama de Bode, para esta frequência o sistema apresenta uma atenuação de -22.6 dB, assim o compensador deve proporcionar um ganho de 22.6 dB. Em 15 Hz a defasagem provocada por $FTLA_{scv}(s)$ é de $P_{scv} = -85,965$ graus, calculado com precisão pelo *software* Mathcad. A margem de fase definida para o projeto da malha de tensão, MF_{MT} , é de 60 graus.

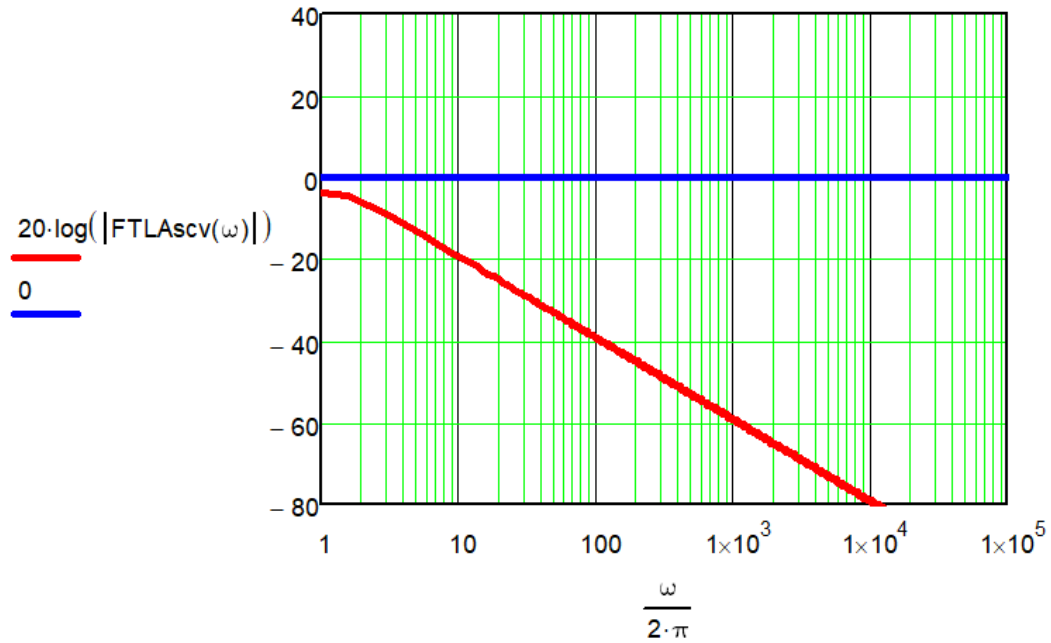
Agora, com base no cálculo da equação (3.23), em que se determina o avanço de fase, escolhe-se o compensador.

$$\alpha_{MT} = MF_{MT} - P_{scv} - 90 = 55,965 \text{ graus} \quad (3.23)$$

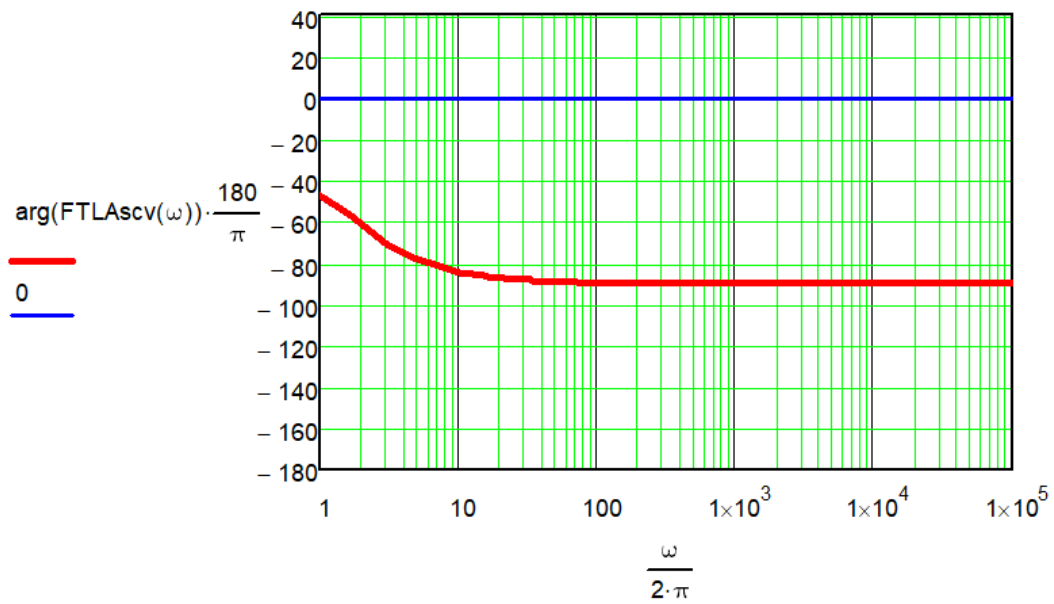
Portanto, o compensador a ser usado é do Tipo 2, apresentado na Figura 49, posto que o avanço de fase é menor que 90° . O seu ganho, AV_{cv} , é fornecido pela expressão (3.24).

$$AV_{cv} = 20 \cdot \log(|FTLA_{scv}(f_{cv} \cdot 2\pi)|) = 22,606 \text{ dB} \quad (3.24)$$

Figura 54 – Diagrama de Bode de $FTLA_{scv}(s)$: (a) ganho, (b) fase



(a) Gráfico do ganho



(b) Gráfico do ângulo de fase

Fonte: Próprio Autor.

Em seguida, determina-se o fator K, cujas curva e função são apresentadas na Figura 50 e equação (3.12), respectivamente. O valor encontrado na curva é de aproximadamente 3,3. Assim, as frequências do zero e do pólo do compensador de tensão ficam expressas da seguinte

forma:

$$F_{z1_{cv}} = \frac{f_{ci}}{K_{cv}} = 4,545Hz \quad (3.25)$$

$$F_{p1_{cv}} = f_{ci} \cdot K_{cv} = 49,5Hz \quad (3.26)$$

O ganho do compensador em termos do valor absoluto é definida pela equação (3.27).

$$G_{cv} = 10^{\left(\frac{|AV_{cv}|}{20}\right)} = 13,5 \quad (3.27)$$

Assumindo, também, $R1_{cv} = 10K\Omega$ na Figura 49 e usando as mesmas equações do compensador Tipo 2, têm-se:

$$C2_{cv} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot G_{cv} \cdot K_{cv} \cdot R1_{cv}} = 23,82\eta F \quad (3.28)$$

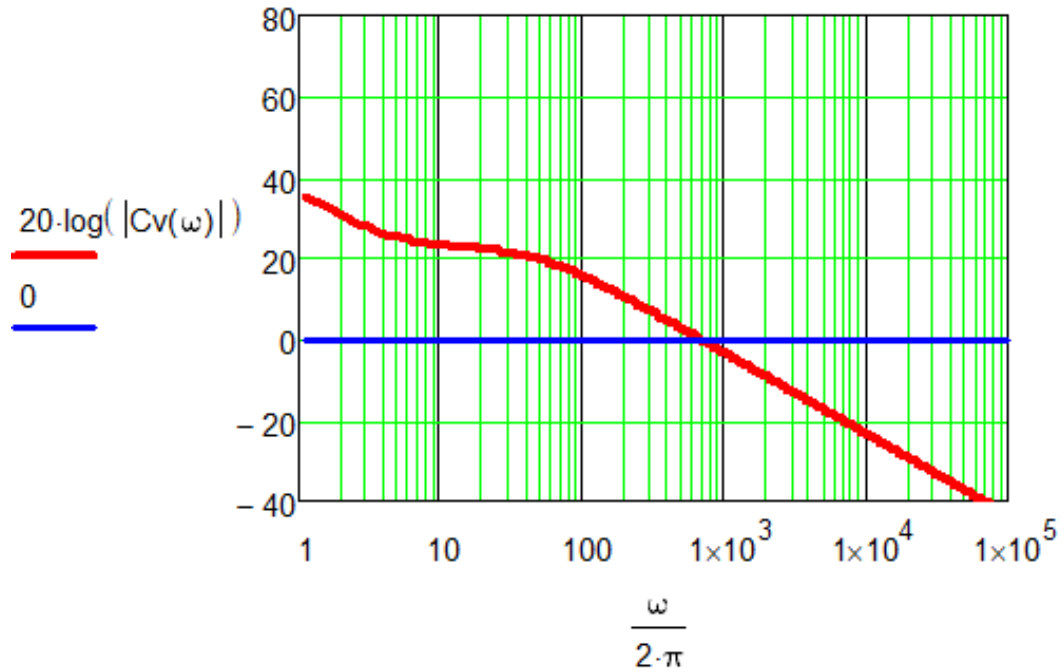
$$C1_{cv} = C2_{cv} \cdot (K_{cv}^2 - 1) = 235,6\eta F \quad (3.29)$$

$$R2_{cv} = \frac{K_{cv}}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot C1_{cv}} = 148,646K\Omega \quad (3.30)$$

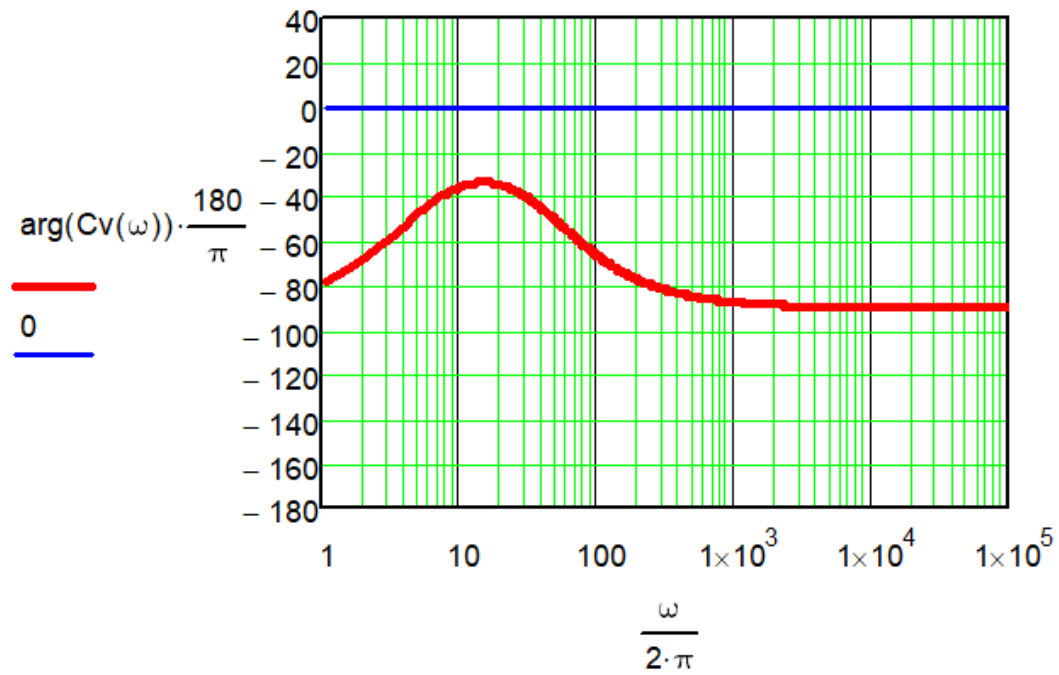
A função de transferência deste compensador é fornecida pela expressão (3.31) e seu diagrama de BODE é apresentado na Figura 55.

$$Cv(s) = \frac{1 + s \cdot C1_{cv} \cdot R2_{cv}}{R1_{cv} \cdot s \cdot (C1_{cv} + C2_{cv} + s \cdot R2_{cv} \cdot C1_{cv} \cdot C2_{cv})} \quad (3.31)$$

Figura 55 – Diagrama de Bode do compensador $Cv(s)$: (a) ganho, (b) fase



(a) Gráfico do ganho



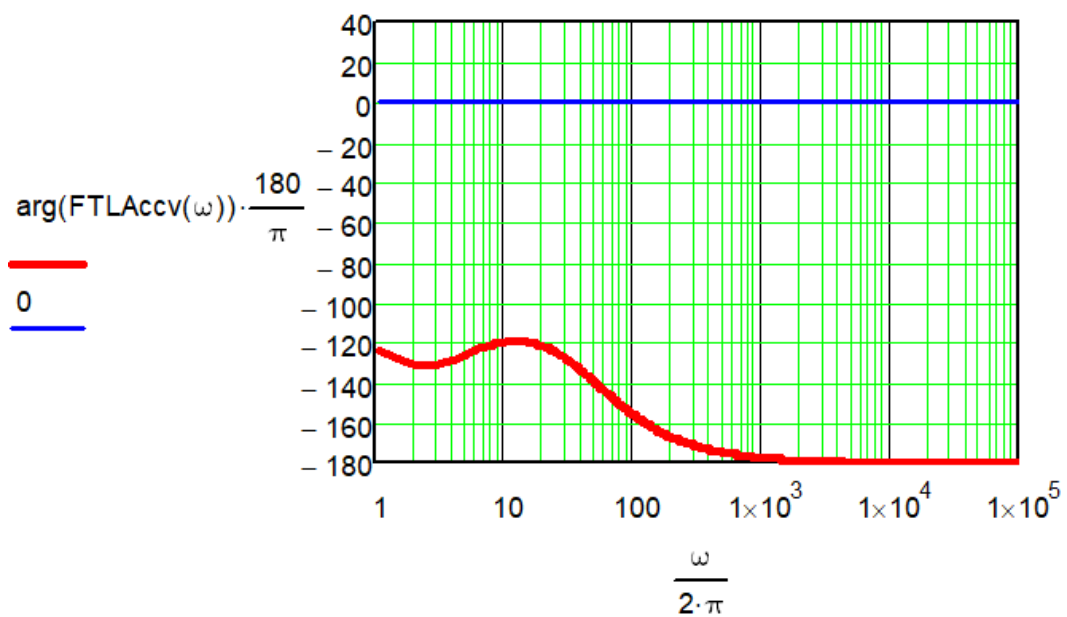
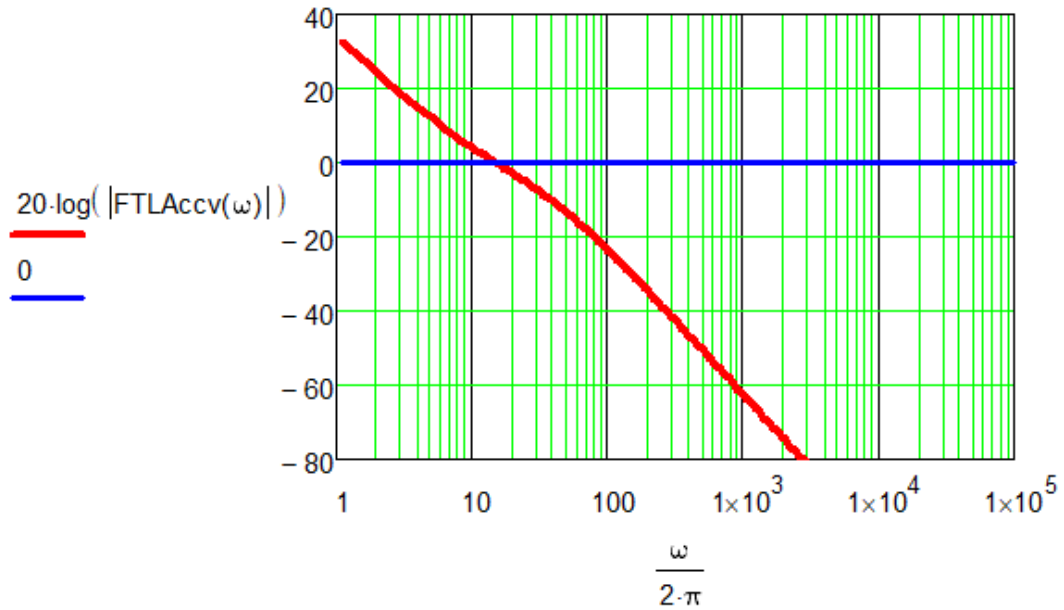
(b) Gráfico do ângulo de fase

Fonte: Próprio Autor.

Por conseguinte, a função de transferência de laço aberto com compensador $FTLA_{ccv}(s)$ do sistema é obtida através da equação (3.32) e o diagrama de BODE correspondente é exibido na Figura 56.

$$FTLA_{ccv}(s) = FTLA_{scv}(s) \cdot Cv(s) \quad (3.32)$$

Figura 56 – Diagrama de Bode da $FTLA_{ccv}(s)$: (a) ganho, (b) fase

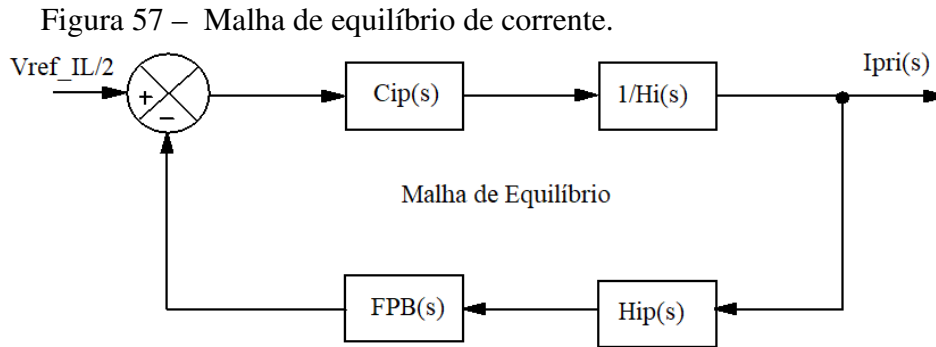


Fonte: Próprio Autor.

A margem de fase calculada a partir do diagrama da Figura 55 é de 60,319 graus.

3.4 Projeto da malha de equilíbrio de corrente

A Figura 57 mostra o diagrama de blocos da malha de equilíbrio, que deriva do diagrama de blocos geral. A malha de equilíbrio apresenta uma frequência de cruzamento, f_{cMEC} , em torno de uma década abaixo da malha de tensão, ou seja, entre 1,5 Hz a 3 Hz. A princípio, considerou-se assim para que ela não interfira na malha de tensão. A presente malha sob estudo faz a correção para distribuição equitativa de corrente através dos primários do transformador. Teoricamente, a malha de equilíbrio não deve interferir nas malhas principais de corrente e tensão.



Fonte: Próprio Autor.

A malha de equilíbrio de corrente utiliza as mesmas premissas de projeto estabelecidas na Tabela 8, sendo a função de transferência do elemento de medição de corrente desta malha fornecida pela expressão (3.33).

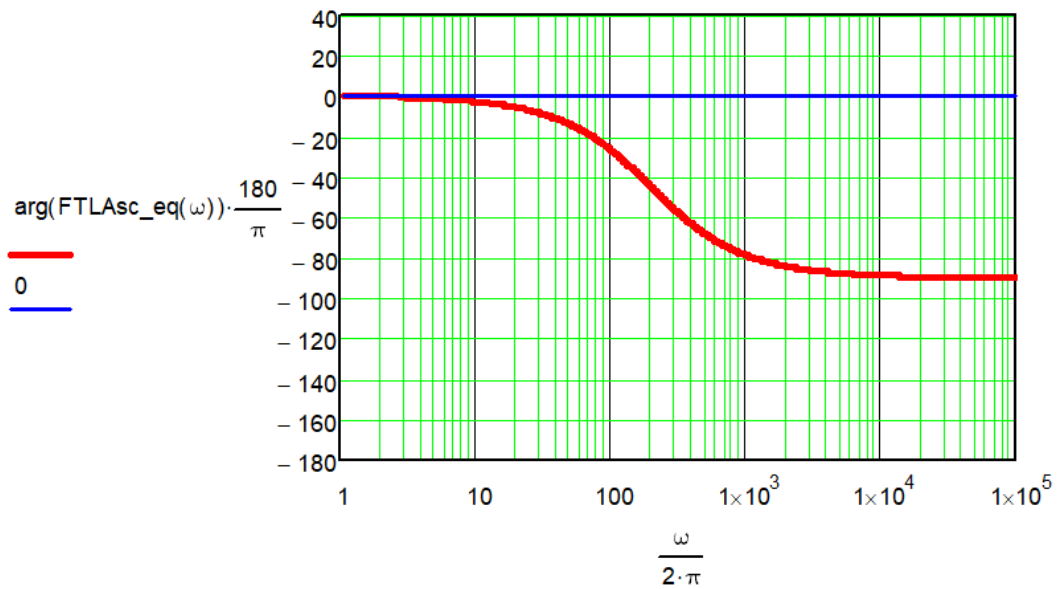
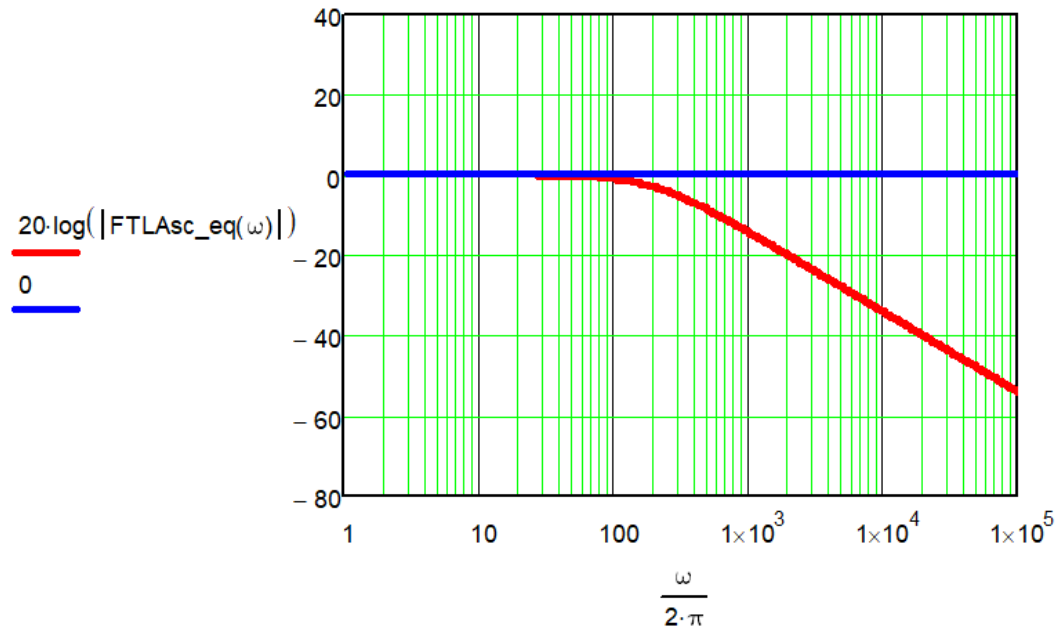
$$Hi_{MEC}(s) = K_{Hall} \cdot K_{dif} \quad (3.33)$$

De maneira similar aos projetos de malhas apresentados anteriormente neste trabalho, o primeiro passo do dimensionamento consiste em determinar a função de transferência de laço aberto sem compensador para o sistema, $FTLA_{scMEC}$, e o seu diagrama de BODE.

$$FTLA_{scMEC}(s) = \frac{1}{Hi_{MCP}(s)} \cdot Hi_{MEC}(s) \cdot FPB(s) \quad (3.34)$$

onde $FPB(s)$ já foi dada na expressão (2.74).

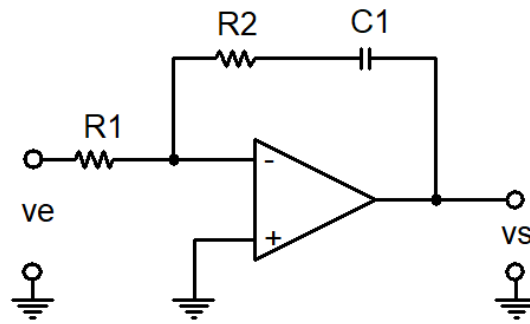
Figura 58 – Diagrama de Bode da $FTLA_{scMEC}(s)$: (a) ganho, (b) fase



Fonte: Próprio Autor.

Agora, escolhe-se a frequência de cruzamento, f_{cMEC} , igual a 2 Hz. A margem de fase definida para o projeto da malha de equilíbrio, MF_{MEC} , é de 90 graus. Para essa malha é usado o compensador PI, como mostra a Figura 59.

Figura 59 – Compensador PI.



Fonte: Próprio Autor.

A função de transferência do compensador PI é expressa pela equação (3.35).

$$C_{ip}(s) = \frac{R2_{MEC} \cdot C1_{MEC} \cdot s + 1}{R1_{MEC} \cdot C1_{MEC} \cdot s} \quad (3.35)$$

Assumindo $R1_{MEC} = 100 \text{ K}\Omega$ e com o valor da frequência de cruzamento da malha definido, é possível obter $C1_{MEC}$.

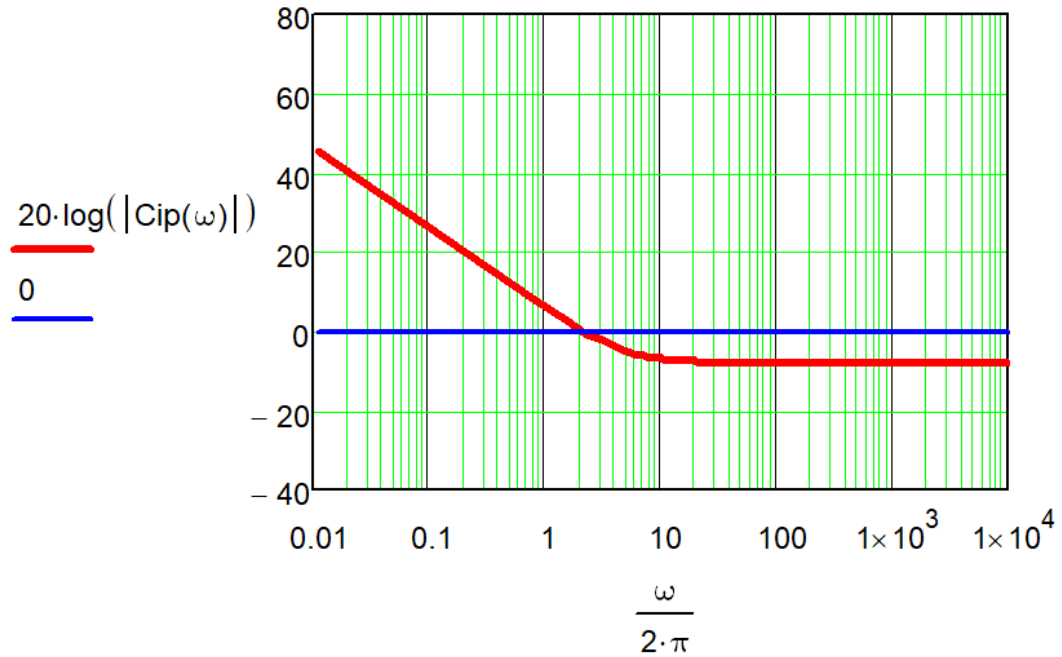
$$C1_{MEC} = \frac{1}{2\pi \cdot R1_{MEC} \cdot f_{cMEC}} = 795,8 \mu\text{F} \quad (3.36)$$

A partir da Figura 58, a frequência do zero, F_{z1MEC} , é adotada em 5 Hz. Dessa forma, determina-se $R2_{MEC}$.

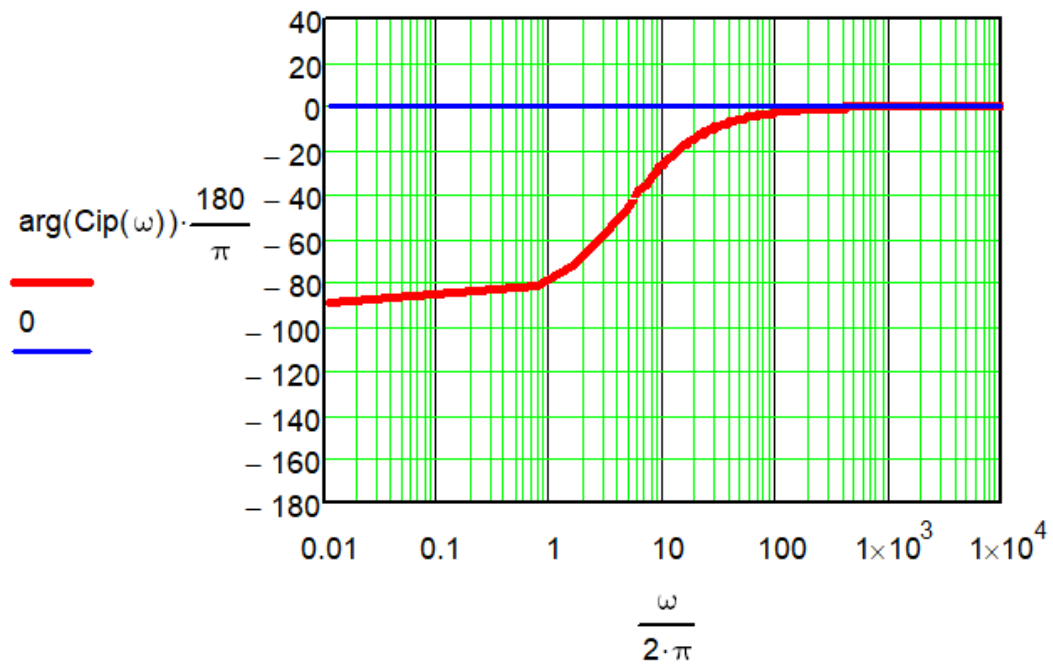
$$R2_{MEC} = \frac{1}{2\pi \cdot C1_{MEC} \cdot F_{z1MEC}} = 40 \text{ K}\Omega \quad (3.37)$$

O diagrama de BODE do compensador em questão é apresentado na Figura 60.

Figura 60 – Diagrama de Bode da $C_{pi}(s)$: (a) ganho, (b) fase



(a) Gráfico do ganho



(b) Gráfico do ângulo de fase

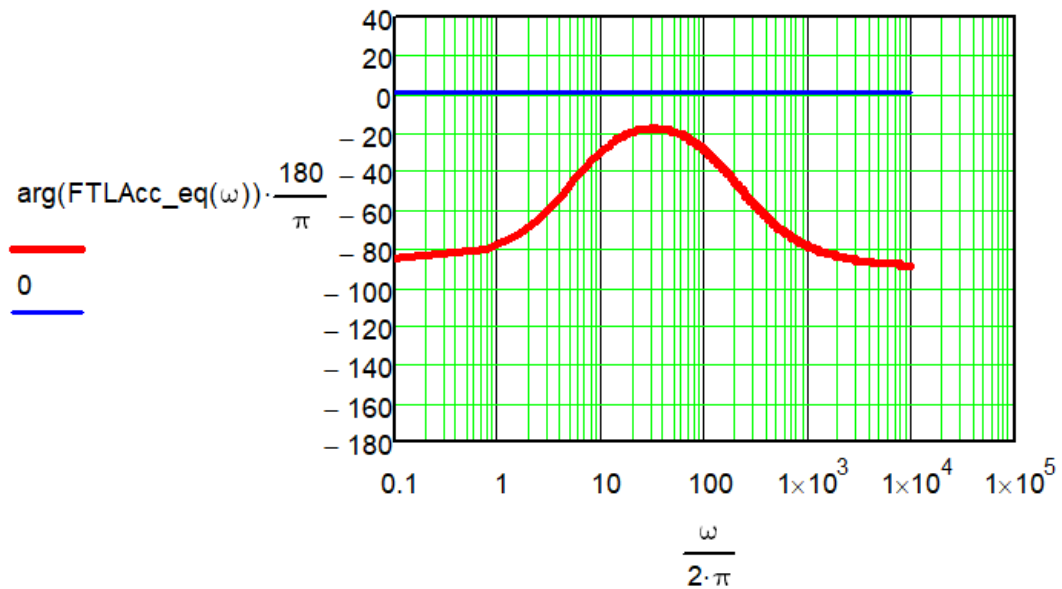
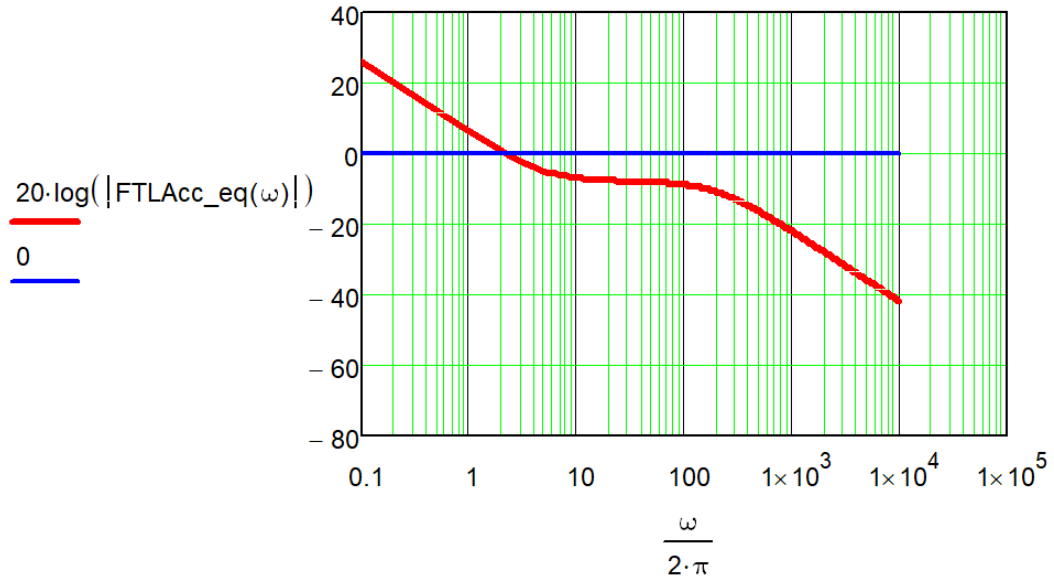
Fonte: Próprio Autor.

Por fim, a função de transferência de laço aberto com compensador $FTLA_{ccMEC}(s)$ do sistema é determinada através da equação (3.38) e o diagrama de BODE correspondente está

na Figura 61.

$$FTLA_{ccMEC}(s) = FTLA_{scMEC}(s) \cdot C_{ip} \quad (3.38)$$

Figura 61 – Diagrama de Bode da $FTLA_{ccMEC}(s)$: (a) ganho, (b) fase



Fonte: Próprio Autor.

A margem de fase calculada a partir do diagrama da Figura 61 é de 111,228 graus.

3.5 Projeto dos filtros passa-baixa

Na implementação da malha de equilíbrio, o filtro passa baixa é necessário por causa da corrente pulsada através dos enrolamentos primários do transformador. A frequência da onda de corrente pulsada é igual a frequência de chaveamento, f_s . Neste projeto é adotada a frequência do filtro passa baixa, f_{OPB} , menor que duas décadas da frequência de chaveamento. Ou seja,

$$f_{OPB} = \frac{f_s}{100} = 200Hz \quad (3.39)$$

Cabe ressaltar que a escolha dessa frequência pouco influencia na frequência de cruzamento adotada para a malha de equilíbrio das correntes. A função de transferência dos filtros passa-baixa, $FPB(s)$, já foi fornecida na expressão (2.74), portanto, esta seção se restringirá apenas a determinar o valor do capacitor do filtro, C_f , dado que $R_f = 10 K\Omega$.

$$C_f = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot f_{OPB}} = 79,58\eta F \quad (3.40)$$

Por questões empíricas de projeto, foi adotado um capacitor $C_f = 56 \eta F$.

3.6 Conclusão

Diante disso, todas as malhas de controle empregadas no projeto foram dimensionadas com seus respectivos componentes, apresentando seus diagramas de blocos e de BODE, este composto de dois gráficos: ganho e ângulo de fase. Para todas esses sistemas de controle, foram determinados a função de transferência de laço aberto sem e com compensador, a frequência de cruzamento, a margem de fase, o ganho do compensador e sua função de transferência, o cálculo do avanço de fase e o fator K. Nota-se em todos os casos o desenvolvimento de cada projeto a partir das considerações apresentadas na Tabela 9, culminando em resultados satisfatórios, que se tornam bastante evidentes nas curvas dos diagramas de BODE apresentados, principalmente no tocante a margem de fase.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO SEM MALHAS DE EQUILÍBRIO DE CORRENTE

4.1 Introdução

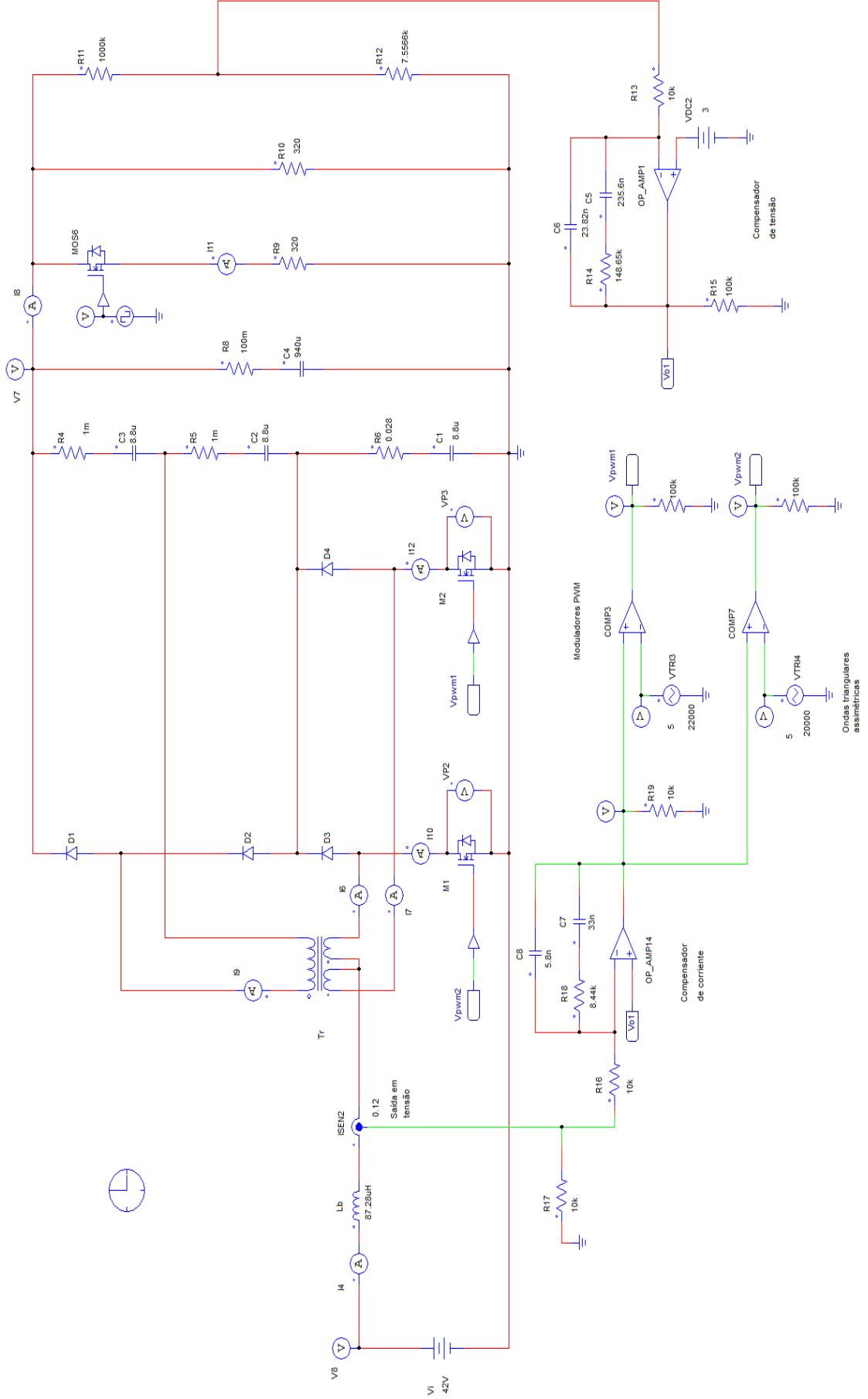
Com o objetivo de atestar a necessidade da malha de equilíbrio de corrente e a melhoria na distribuição de corrente nos enrolamentos primários que ela proporciona, neste capítulo são apresentados os resultados de simulação sem inclusão das malhas de equilíbrio para as condições de operação do conversor com portadoras iguais e diferentes, tanto na amplitude como na frequência. Dessa forma, tem-se uma percepção melhor dos efeitos da malha de equilíbrio de corrente, comparando as formas de ondas respectivas e ressaltando as implicações das diferenças entre elas. A saber, a simulação foi realizada no *software* Psim, versão 9.1.4.

4.2 Circuitos de simulação

Na Figura 62 é apresentado o circuito simulado no *software* Psim. Inicialmente, o conversor é reproduzido operando em regime permanente e com degrau de carga de 50% a 100%.

Num segundo momento, mais especificamente nas seções 4.4 e 4.5, o circuito é simulado operando com diferença de 10% na amplitude e na frequência das portadoras, respectivamente, a fim de averiguar a necessidade das malhas de equilíbrio.

Figura 62 – Circuito do conversor CC-CC AGT-CCCTE sem malhas de equilíbrio.



Fonte: Próprio Autor.

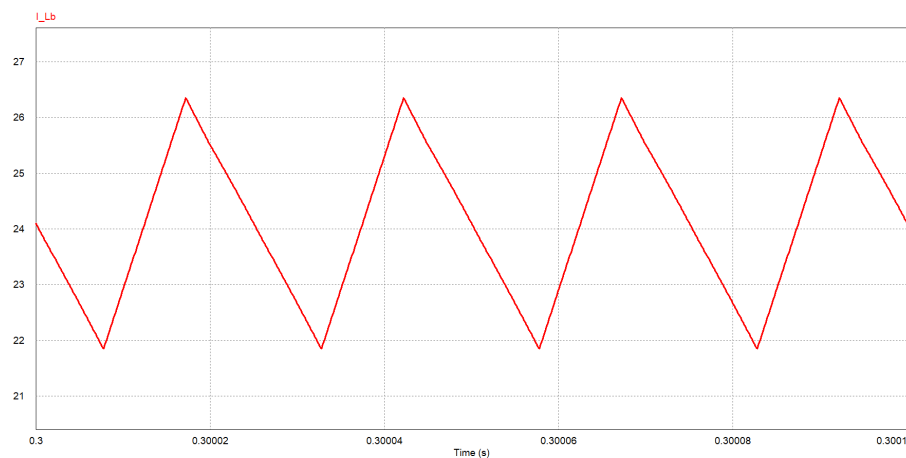
4.3 Resultados com parâmetros ideais e carga linear

Nesta seção são apresentadas as seguintes formas de ondas em regime permanente: corrente no indutor L_b , corrente nos enrolamentos do transformador Tr , corrente e tensão nas chaves $M1$ e $M2$ e corrente e tensão de saída. Com exceção das chaves $M1$ e $M2$, as mesmas formas de ondas são apresentadas em regime dinâmico com variação de carga, como já mencionado. É importante frisar novamente que todos esses casos são reproduzidos com uma carga resistiva pura. As simulações também consideraram a tensão de entrada mínima de 42 V.

4.3.1 Em Regime Permanente e Plena Potência

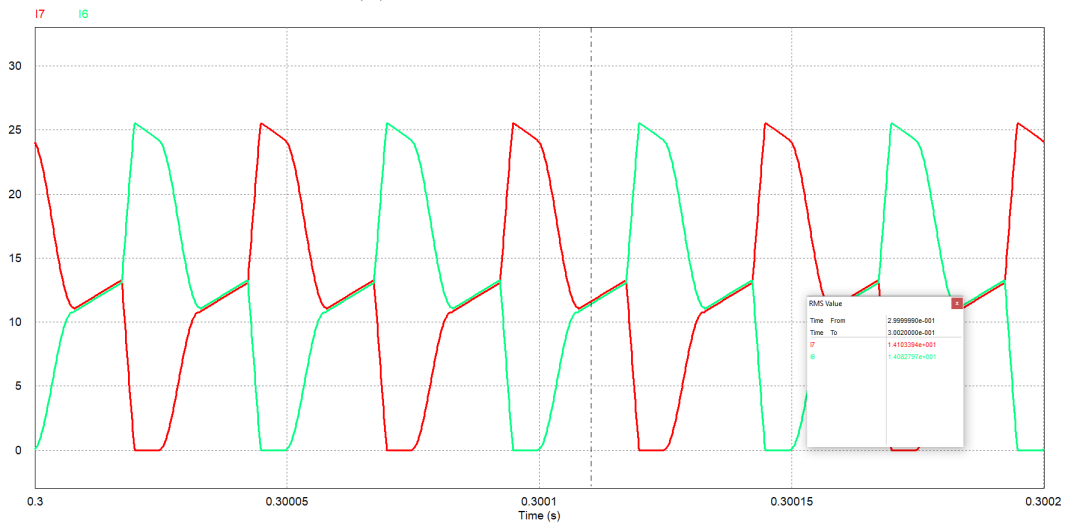
Na Figura 63 é apresentada a corrente no indutor L_b em que se nota que a corrente que o circula tem variação menor que 20% (5 A), como designado no seu dimensionamento, e que sua forma continua triangular apesar da implementação das malhas de tensão e corrente principal; na Figura 64 têm-se as correntes que passam pelos enrolamentos primários do transformador, objetos principais deste trabalho, que, sob as condições dessa seção, mostram-se equilibradas, com valores eficazes iguais a 14 A, e com formatos regulares; na Figura 65 observam-se corrente e tensão nas chaves $M1$ e $M2$, ambas atingindo valores de pico para os quais foram projetadas, o que mostra a assertividade do dimensionamento. Por fim, na Figura 66, vê-se que corrente e tensão de saída ficam constantes nos níveis considerados inicialmente, de 2,5 A e 400 V, respectivamente, ao longo de toda simulação.

Figura 63 – Corrente no indutor L_b .

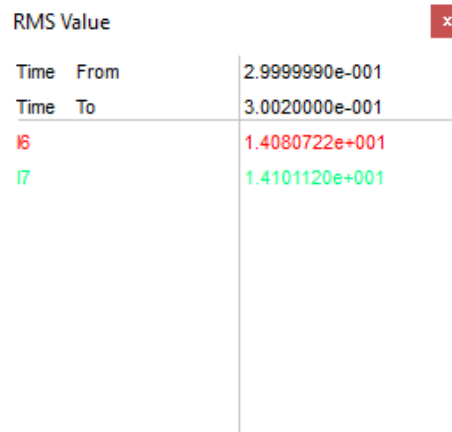


Fonte: Próprio Autor

Figura 64 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



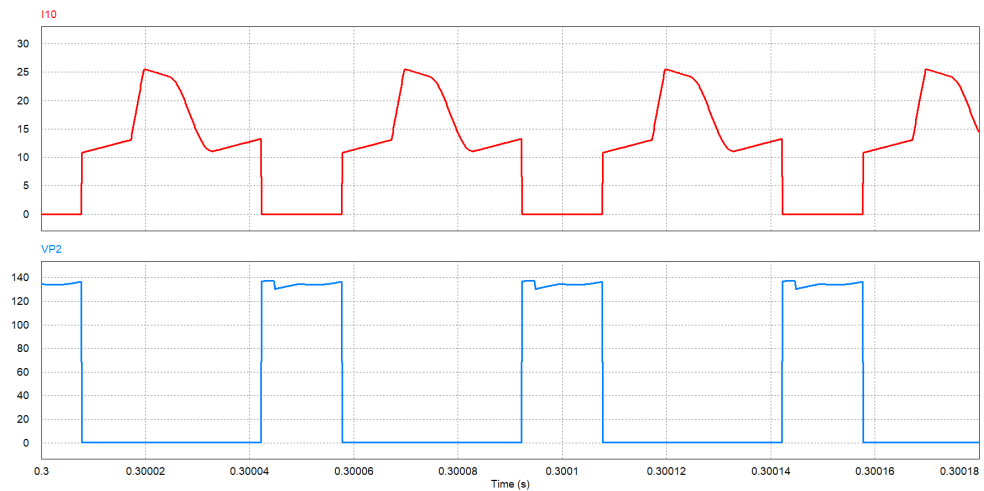
(a) Forma de Onda



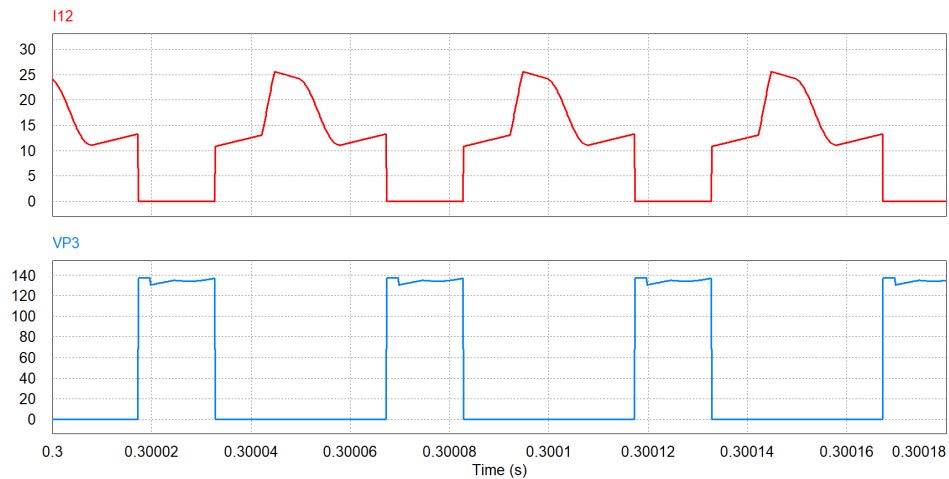
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 65 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



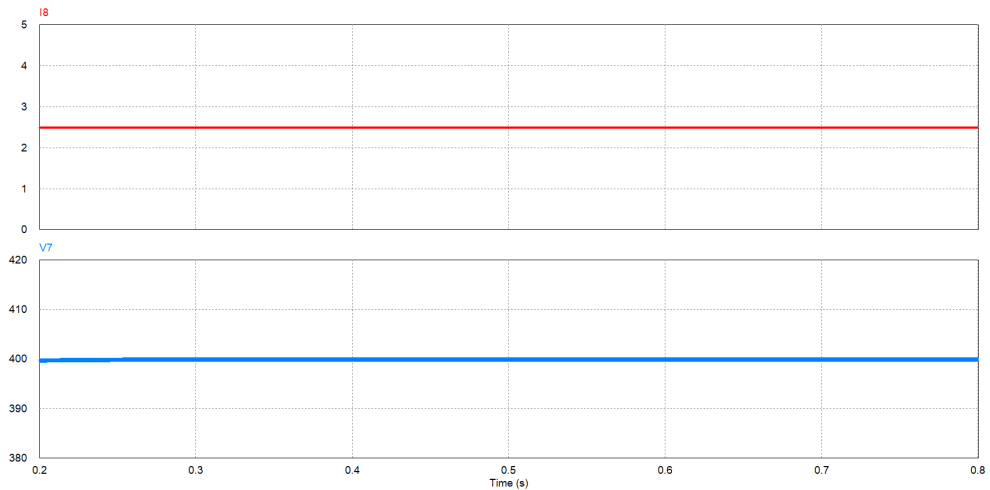
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

Figura 66 – Corrente e tensão de saída.

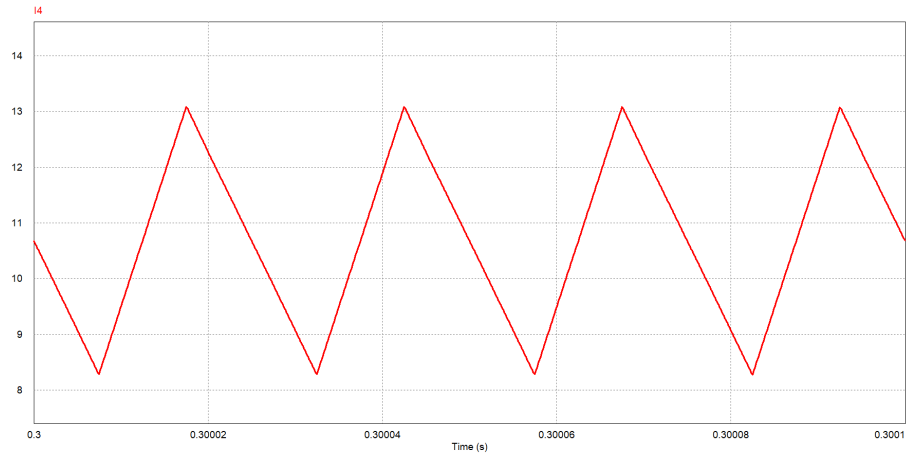


Fonte: Próprio Autor

4.3.2 Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa

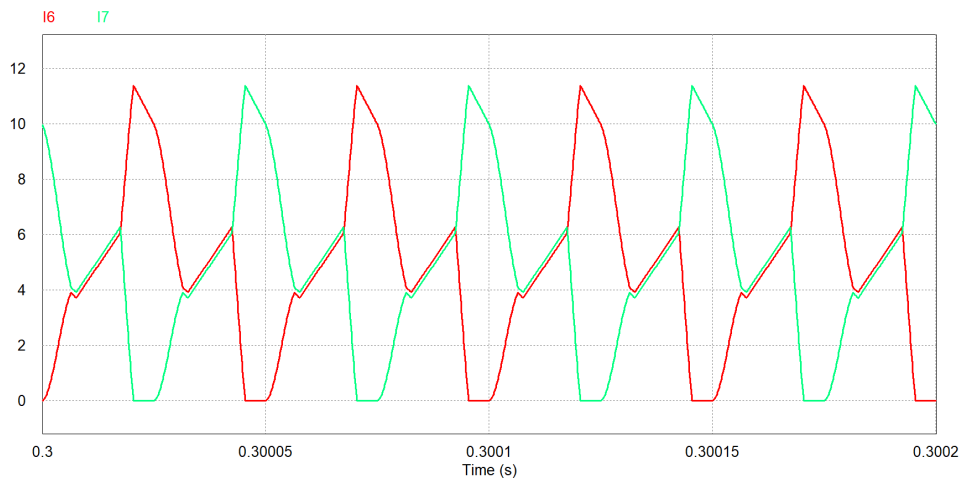
Para fazer este ensaio a carga é programada para potências de saída de 50% e 100% em determinados intervalos, que neste caso são de 250 ms. As Figuras 67 e 68 consistem em corrente através do indutor L_b e correntes através dos enrolamentos primários do transformador para a situação da metade da potência ($P_o=500$ W). Por outro lado, na Figura 69 é mostrada a resposta dinâmica das malhas de controle. A resposta da malha de tensão está em torno de 200 ms.

Figura 67 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 68 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



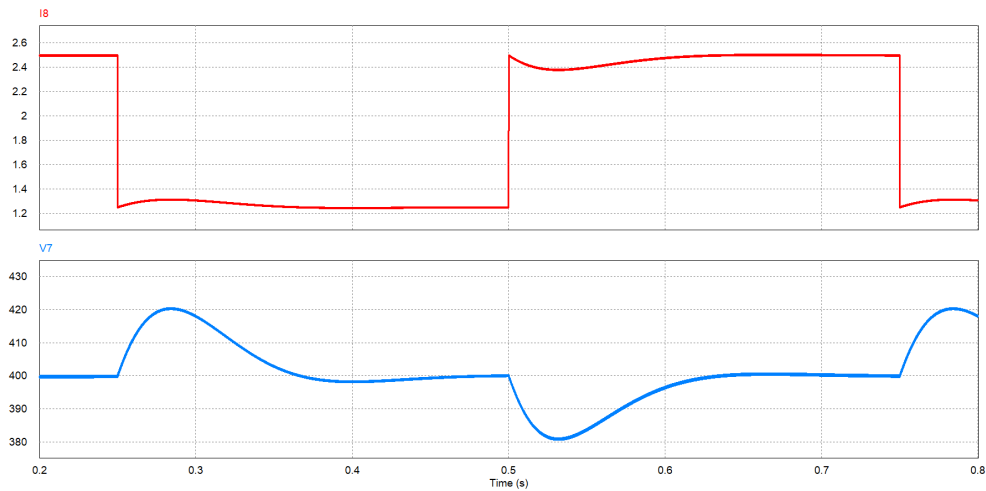
(a) Forma de Onda

RMS Value		
Time From		2.9999990e-001
Time To		3.0020000e-001
I6		5.8628496e+000
I7		5.8707277e+000

(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 69 – Corrente e tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor

Para as portadoras com amplitude e frequência iguais, as correntes através dos enrolamentos primários são equilibradas, sendo os valores 5,86 A e 5,87 A (Figura 68) para metade da potência de saída; e 14,10 A e 14,08 A (Figura 64) para potência de saída nominal.

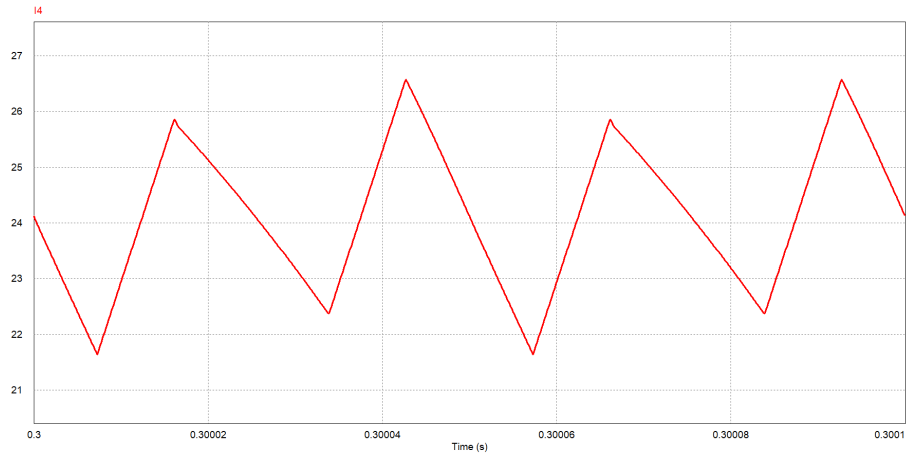
4.4 Resultados com diferença de 10% na amplitude das portadoras triangulares e carga linear

Nesta seção são apresentadas as mesmas formas de ondas da seção 4.3 em regime permanente e em regime dinâmico com variação de carga, porém, a amplitude de uma das portadoras triangulares tem 5,5 V, implicando, portanto, uma diferença de 10% em relação à amplitude da outra.

4.4.1 Em Regime Permanente e Plena Potência

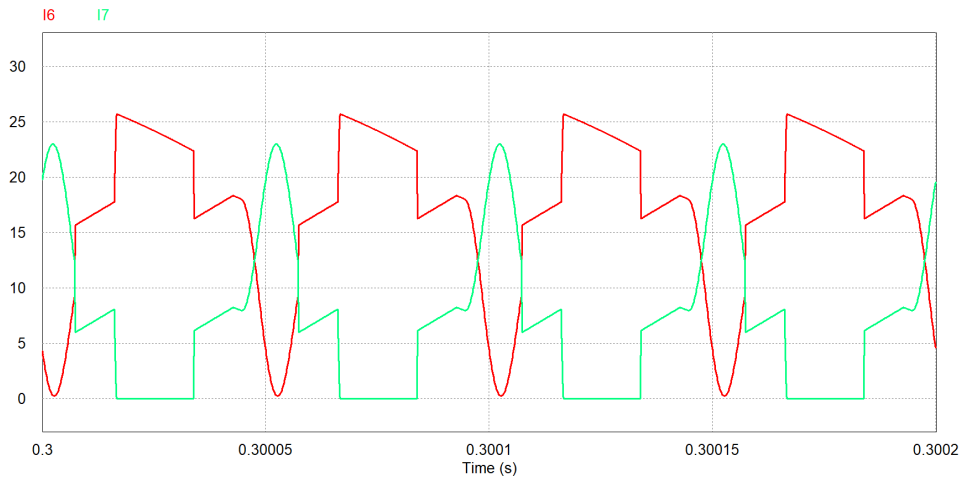
A diferença de 10% na amplitude de uma das portadoras triangulares causa uma maior ondulação na corrente através do indutor, como mostra a Figura 70. Outros efeitos estão no desequilíbrio de corrente através dos enrolamentos primários do transformador, cujos valores são 9,95 A e 18,47, como mostra a Figura 71, que também se reflete nas chaves M1 e M2.

Figura 70 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 71 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



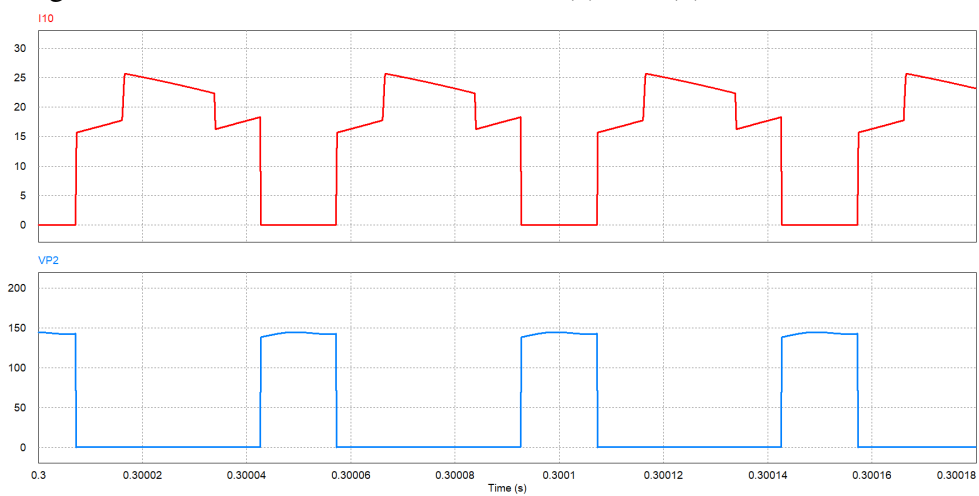
(a) Forma de Onda

RMS Value	
Time From	2.9999990e-001
Time To	3.0020000e-001
I6	1.8484793e+001
I7	9.9373605e+000

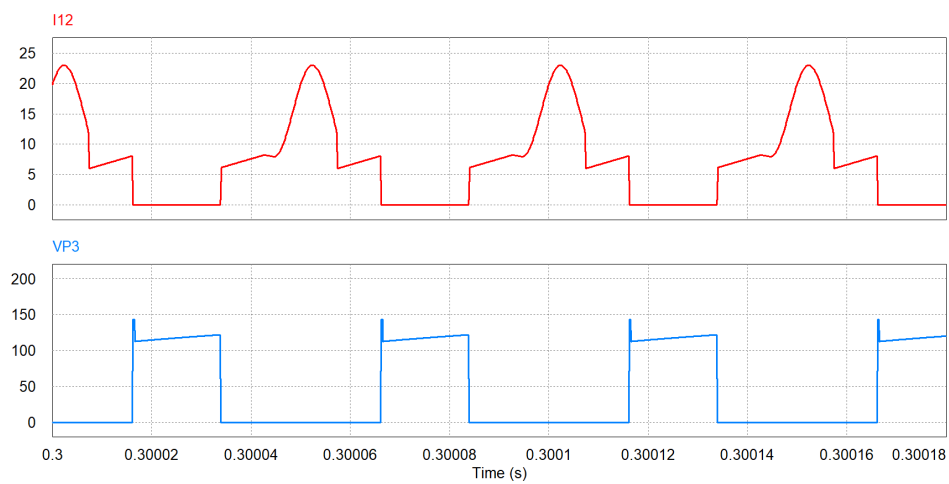
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 72 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



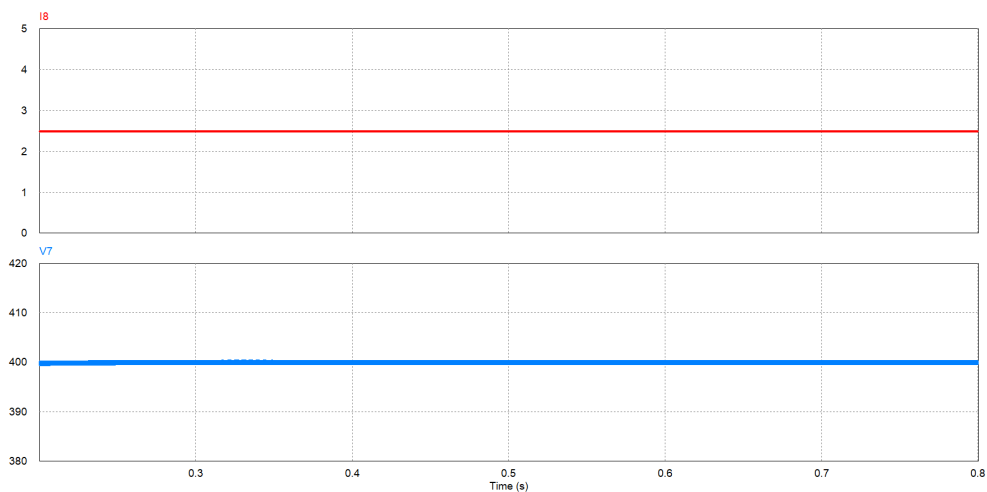
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

Figura 73 – Corrente e tensão de saída.

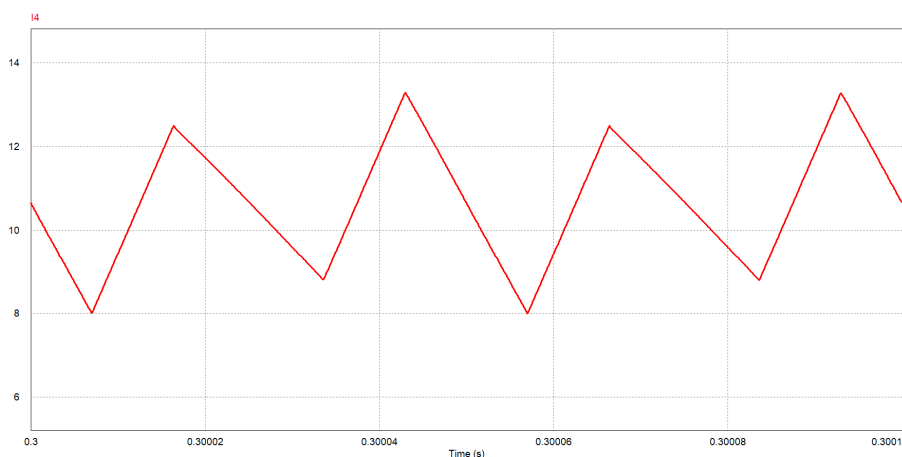


Fonte: Próprio Autor

4.4.2 Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa

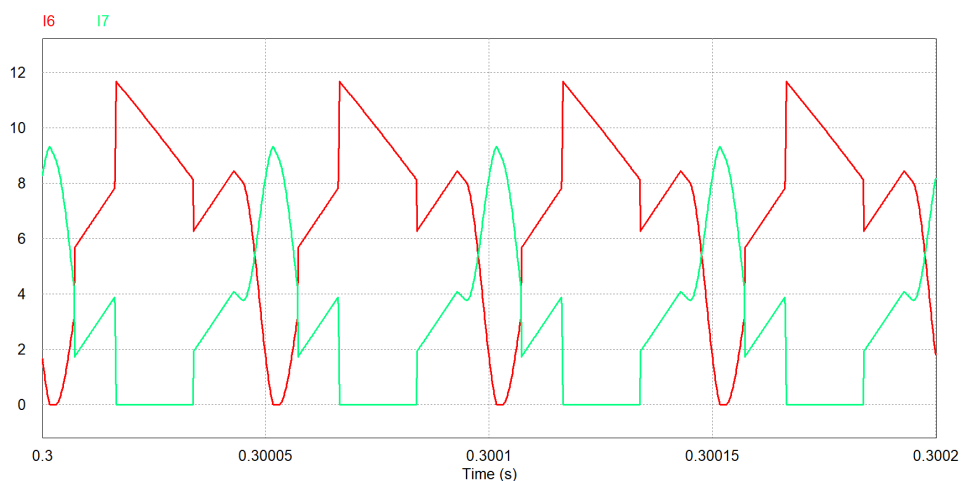
Assim como na seção 4.3.2, a corrente que passa pelo indutor L_b sofre um *offset* para baixo, mantendo seu *ripple*, quando há a redução da carga pela metade, como pode ser visto na Figura 74. Na Figura 75 o desequilíbrio da corrente que atravessa os enrolamentos primários do trafo não é tão acentuado nesse caso de variação da carga, mas ainda bastante considerável, a saber, de aproximadamente 4 A.

Figura 74 – Corrente no indutor L_b .



Fonte: Próprio Autor

Figura 75 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



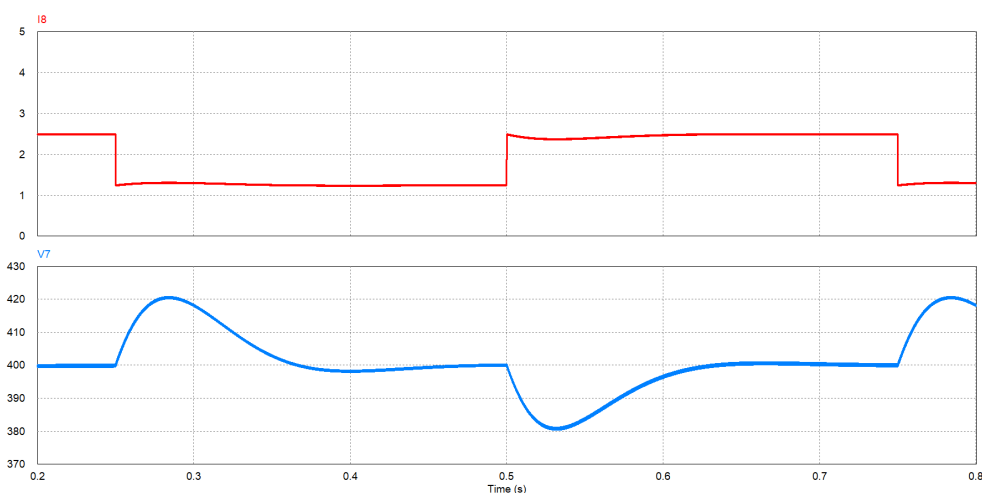
(a) Forma de Onda

RMS Value		
Time From		2.9999990e-001
Time To		3.0020000e-001
I6		7.7070969e+000
I7		4.0287619e+000

(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 76 – Corrente e tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor

4.5 Resultados com diferença de 10% na frequência das portadoras triangulares e carga linear

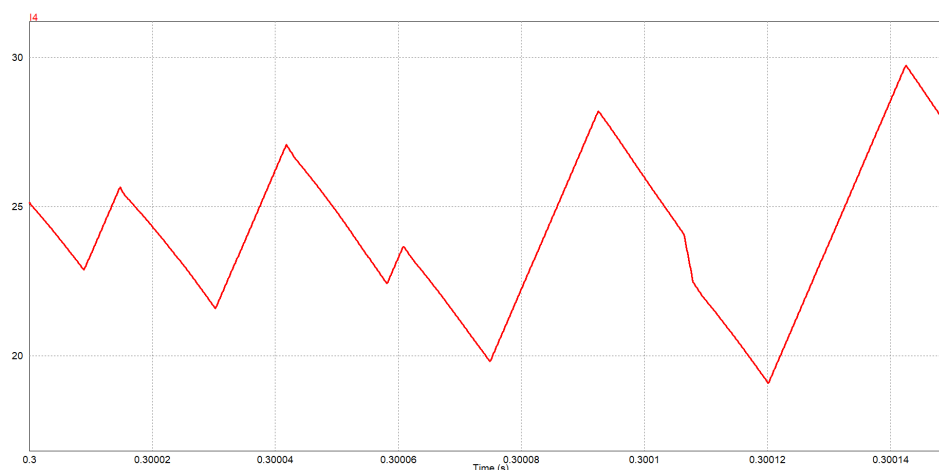
Nesta seção são apresentadas as mesmas formas de ondas da seção 4.3 em regime permanente e em regime dinâmico com variação de carga, porém, a frequência de uma das portadoras triangulares tem 22 KHz, implicando, portanto, uma diferença de 10% em relação à frequência da outra. Nesse caso, ambas portadoras possuem a mesma amplitude.

4.5.1 Em Regime Permanente e Plena Potência

Quando a diferença é de 10% na frequência de uma das portadoras triangulares, ficando uma em 20 kHz e a outra em 22 KHz, as deformidades nas formas de onda da corrente no indutor L_b , da corrente nos enrolamentos primários do trafo T_r e da corrente nas chaves M_1

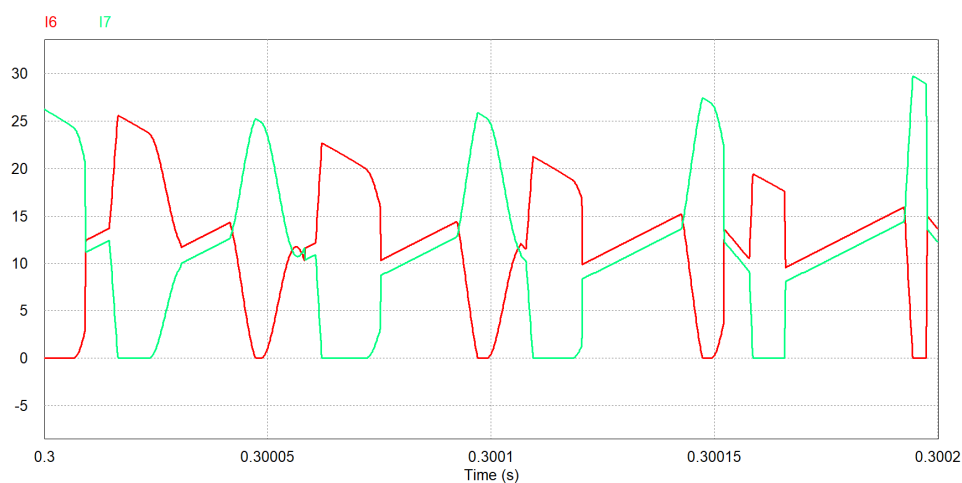
e M2 (Figuras 77, 78 e 79, respectivamente) são notórias, chegando a transgredir os valores estabelecidos no escopo do projeto. A Figura 78, por exemplo, não apresenta desequilíbrio entre as correntes no tocante aos seus valores eficazes, mas a corrente que perpassa o indutor Lb apresenta um *ripple* de corrente maior que 5 A e valores de pico alcançando quase 30 A em vários momentos, o que pode causar ruídos sonoros estridentes. No caso de corrente e tensão de saída (Figura 80) elas se mantêm constantes ao longo da simulação apesar da tensão se mostrar um pouco mais oscilante, como pode ser visto através de sua linha mais espessa. O mau funcionamento do conversor é devido a perda de deslocamento de fase de 180 graus elétricos das portadoras.

Figura 77 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 78 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



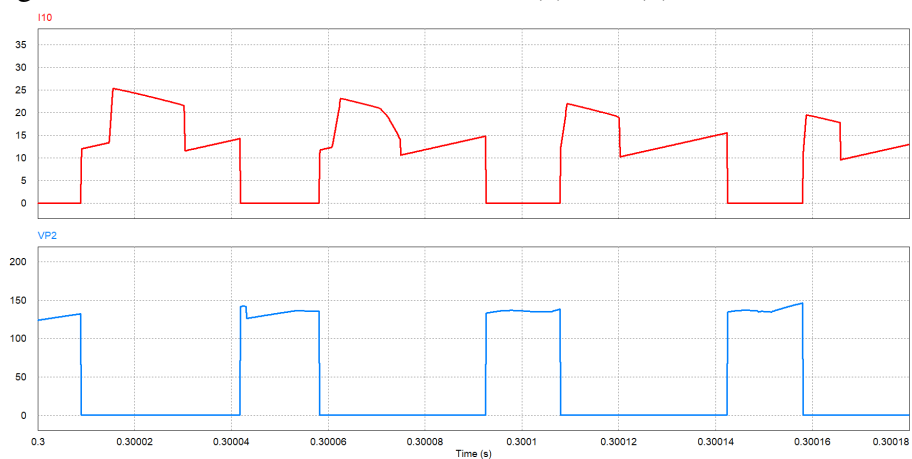
(a) Forma de Onda

RMS Value		
Time From		2.9999990e-001
Time To		3.0020000e-001
I6		1.3854378e+001
I7		1.3909269e+001

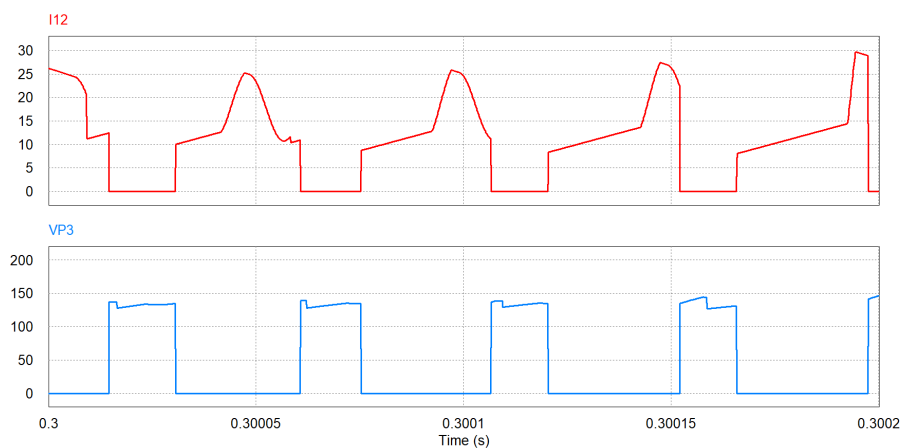
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 79 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



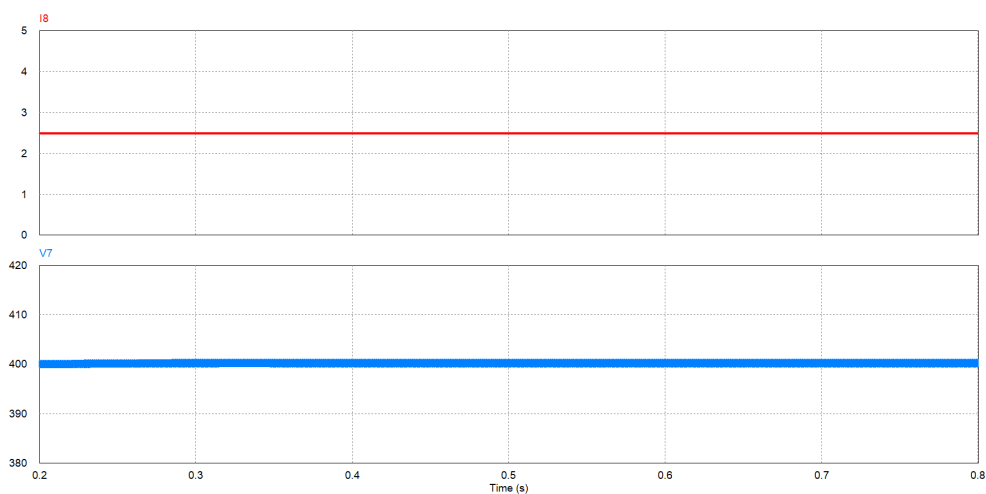
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

Figura 80 – Corrente e tensão de saída.

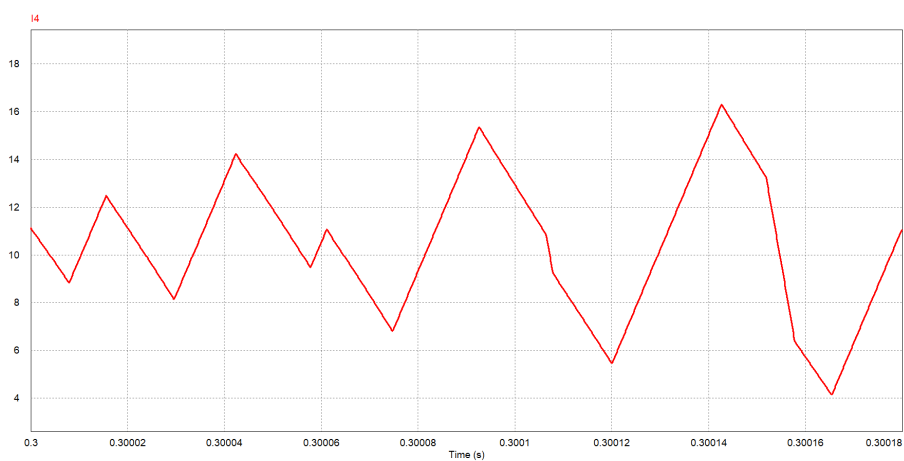


Fonte: Próprio Autor

4.5.2 Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa

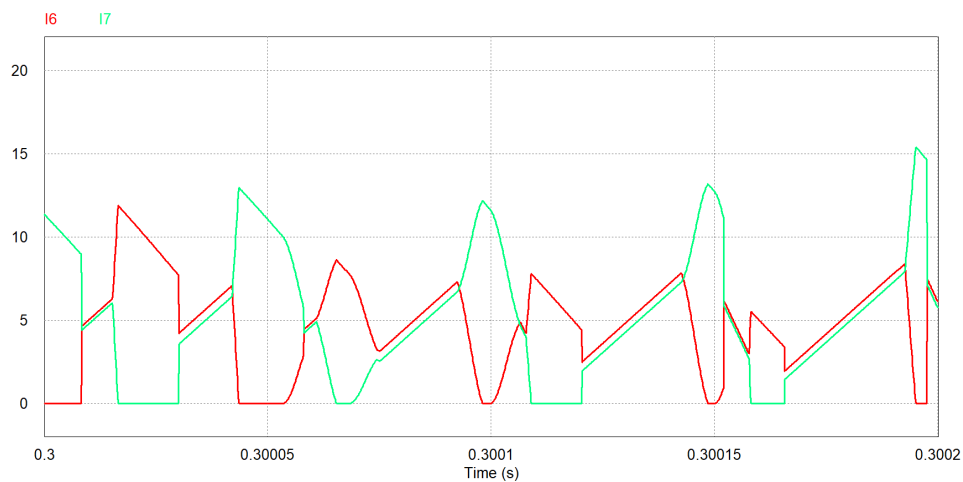
No intervalo de amostragem capturado para esta seção, com redução de 50% na carga, segue a mesma análise feita na seção anterior (4.5.1), sendo que corrente e tensão de saída (Figura 83) obviamente possuem oscilações devido às alterações na potência de saída.

Figura 81 – Corrente no indutor Lb.

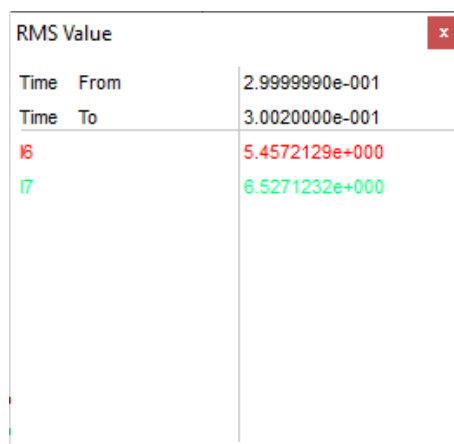


Fonte: Próprio Autor

Figura 82 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



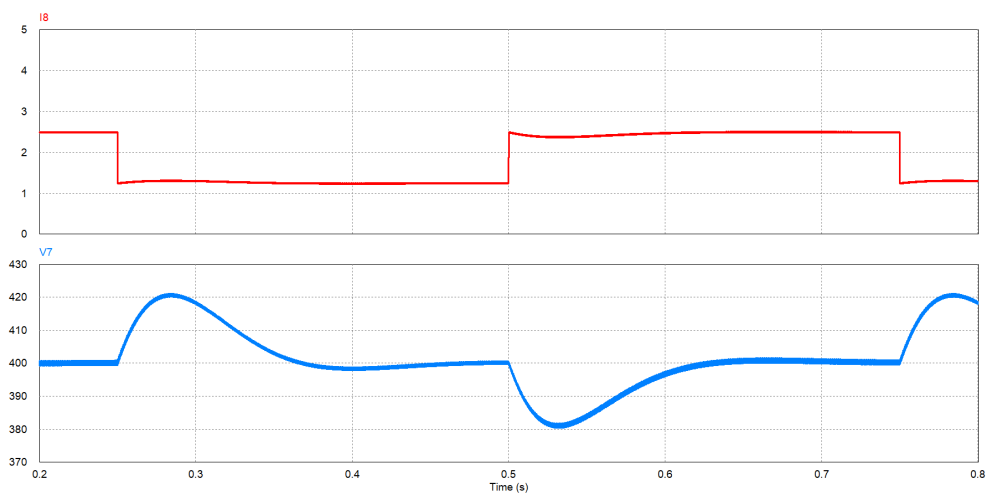
(a) Forma de Onda



(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 83 – Corrente e tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor

4.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados o circuito de simulação do conversor proposto, tanto o estágio de potência quanto o estágio de controle e seus resultados com parâmetros ideais e com parâmetros variantes de amplitude e frequência, ambos com carga linear, em regime permanente e plena potência, e em regime dinâmico com degrau de carga de 50% a 100%, e vice-versa. Foi possível comprovar que os valores obtidos com parâmetros ideais das formas de onda supracitadas, por meio de simulação, satisfazem os cálculos realizados nos capítulos 2 e 3, ao passo que com diferenças de 10% na amplitude e na frequência os resultados são preocupantes para o funcionamento do sistema por ultrapassar valores preestabelecidos de projeto, mostrando a necessidade da implementação de algum mecanismo que possa corrigi-los.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM MALHAS DE EQUILÍBRIO DE CORRENTE

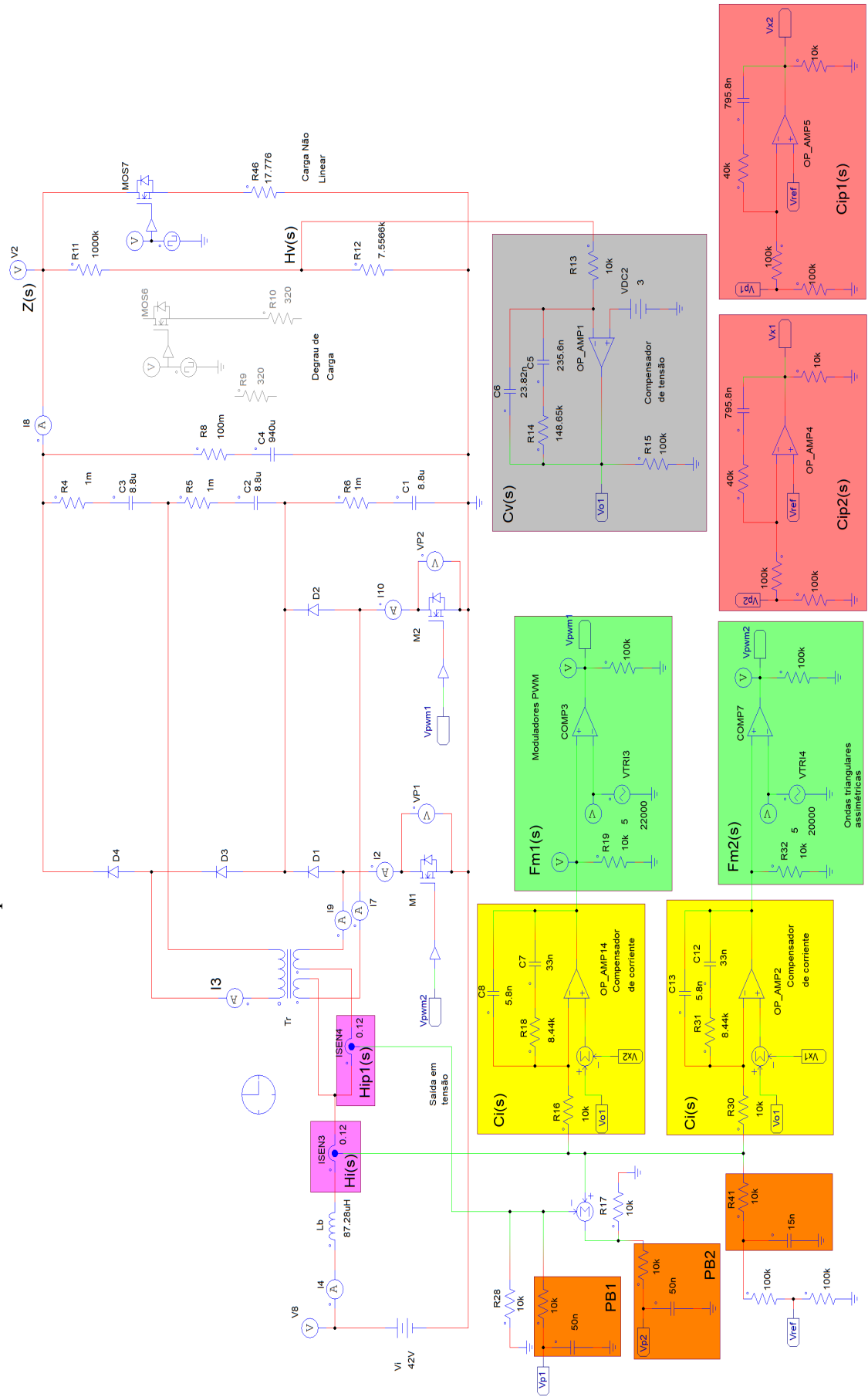
5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados do conversor proposto com as duas malhas do capítulo 4 adicionando as malhas de equilíbrio de corrente, operando com cargas linear e não linear, para assim ser possível fazer a comparação de resultados dos efeitos da implementação delas. O *software* utilizado para efetuar as simulações também foi o Psim, versão 9.1.4.

5.2 Circuito de simulação

Assim como ocorreu no capítulo 4, o circuito apresentado na Figura 84 foi simulado com carga linear, operando em regime permanente com plena potência e sob a aplicação de um degrau de carga de 50% a 100%, e vice-versa, mas também com carga não linear. Desse modo, será possível comprovar se as malhas de equilíbrio tornam o sistema mais robusto e eficiente de fato.

Figura 84 – Circuito do conversor CC-CC AGT-CCCTE com malhas de equilíbrio.



Fonte: Próprio Autor.

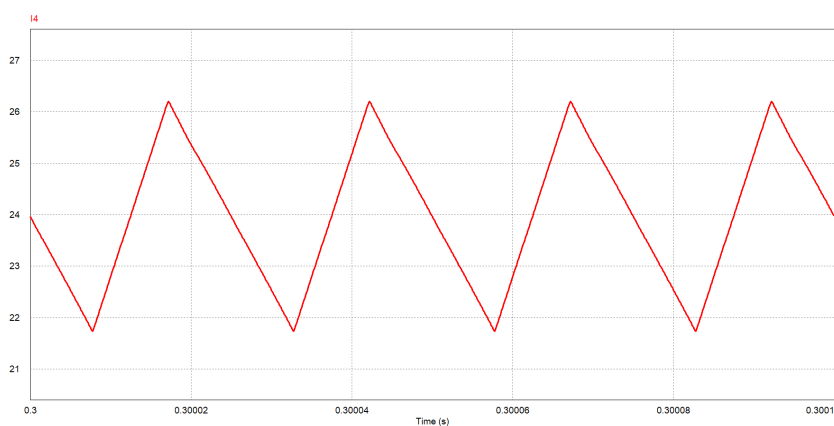
5.3 Resultados com parâmetros ideais e carga linear

As formas de onda apresentadas são similares às apresentadas no capítulo 4, seguindo o mesmo padrão, com o adendo, é claro, que nas seções 5.5, 5.6 e 5.7 também são mostradas para carga não linear.

5.3.1 Em Regime Permanente e Plena Potência

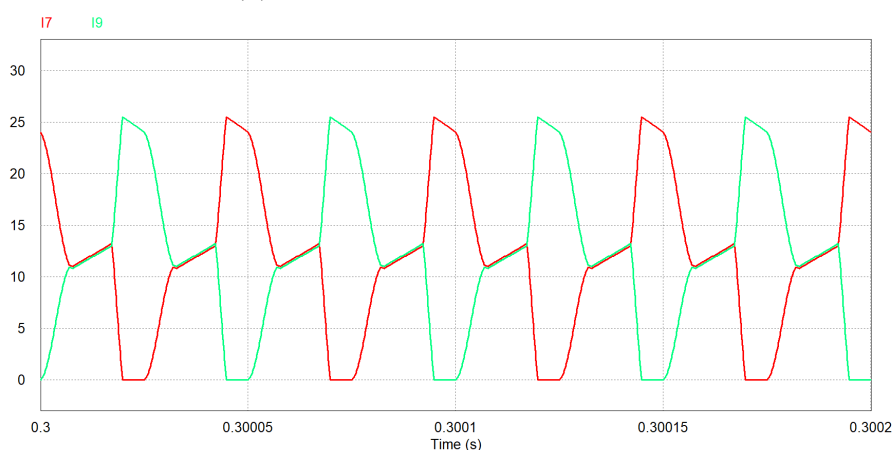
Nesta seção, a partir das Figuras 85, 86, 87 e 88, verifica-se que a implementação das malhas de equilíbrio de corrente não influenciam o funcionamento do circuito sob as condições já explicitadas, mantendo os resultados apresentados na seção 4.3.1. Ou seja, todas as formas de onda continuam com os valores desejados.

Figura 85 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 86 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



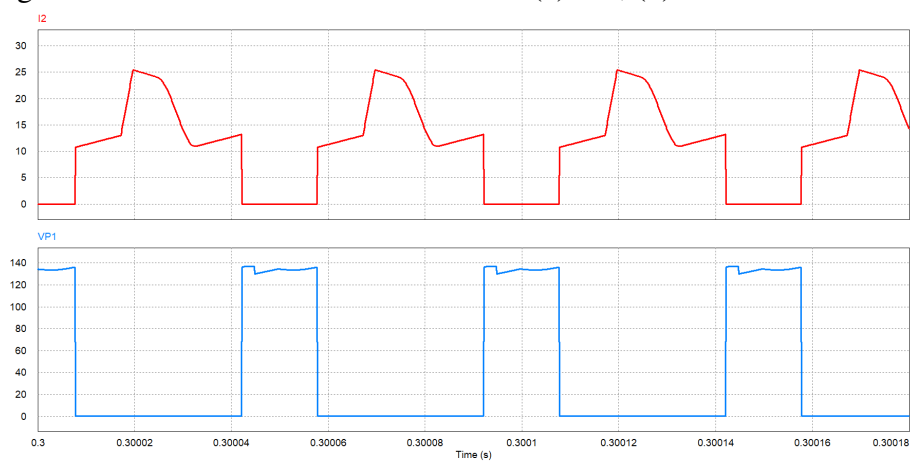
(a) Forma de Onda

RMS Value		
Time From		2.9999990e-001
Time To		3.0020000e-001
I7		1.4080323e+001
I9		1.4059809e+001

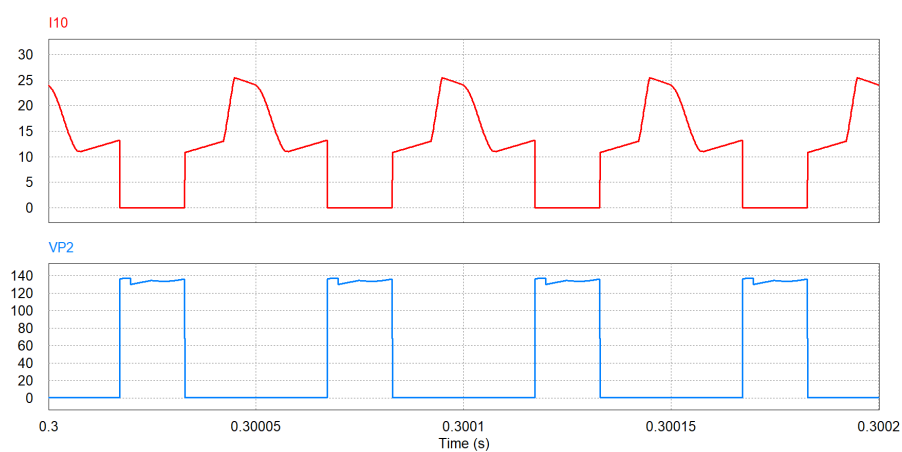
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 87 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



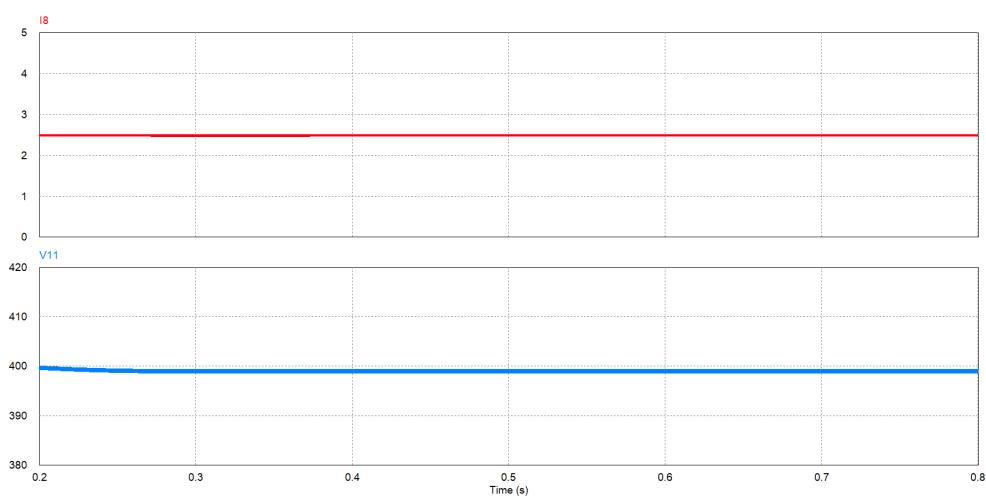
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

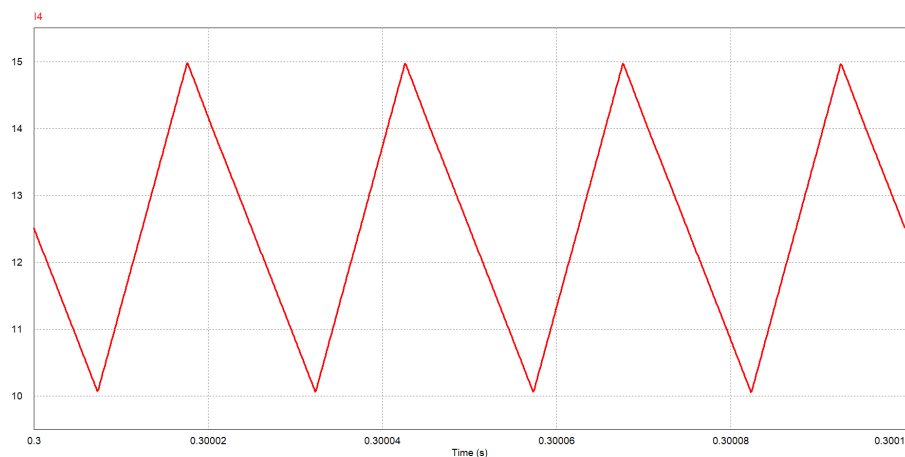
Figura 88 – Corrente e tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor

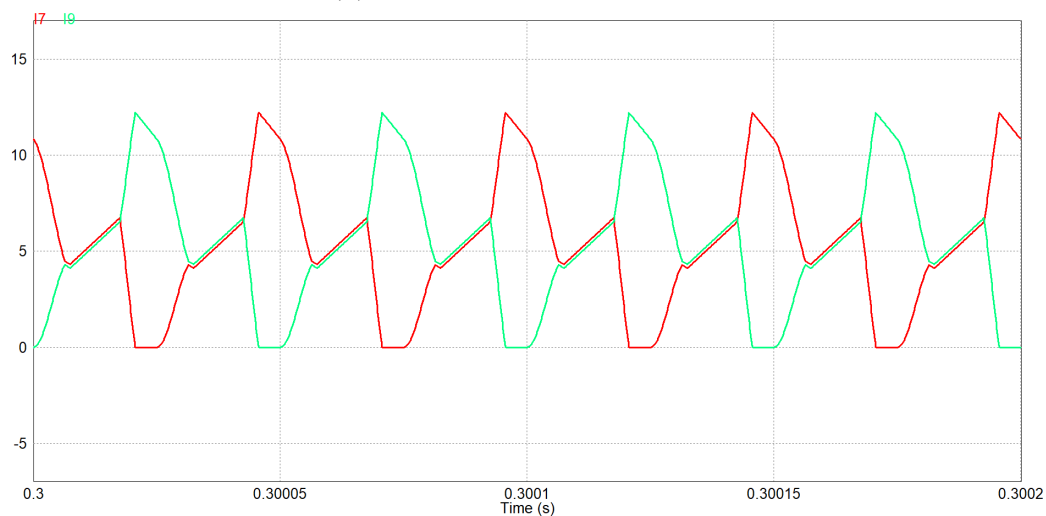
5.3.2 Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa

Com o degrau de carga de 50% a 100% e vice-versa, as correntes no indutor L_b , nos enrolamentos primários do transformador Tr e na saída (Figuras 89, 90 e 91, respectivamente) também continuam com os valores esperados, assim como a tensão de saída, indicando que as malhas de equilíbrio não comprometem os resultados satisfatórios já apresentados na seção 4.3.2.

Figura 89 – Corrente no indutor L_b .

Fonte: Próprio Autor

Figura 90 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



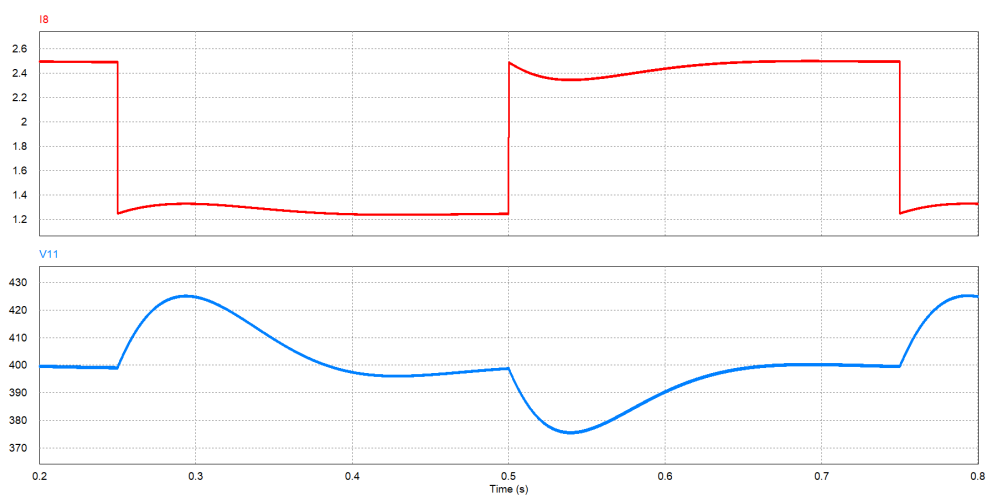
(a) Forma de Onda

RMS Value		
Time From		2.9999990e-001
Time To		3.0020000e-001
I7		6.3570328e+000
I9		6.3479822e+000

(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 91 – Corrente e tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor

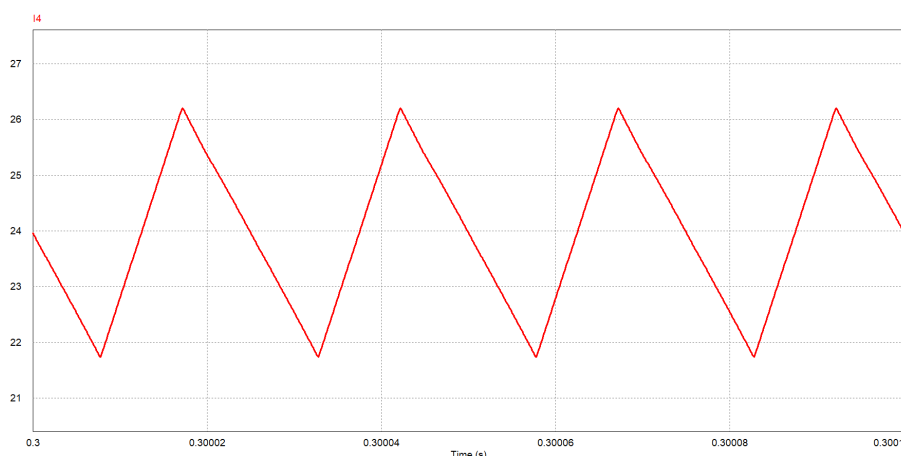
5.4 Resultados com diferença de 10% na amplitude das portadoras triangulares e carga linear

Nesta seção são apresentadas as mesmas formas de ondas da seção 5.3 em regime permanente e em regime dinâmico com variação de carga, porém, a amplitude de uma das portadoras triangulares tem 5,5 V, implicando, portanto, uma diferença de 10% em relação à amplitude da outra. As frequências de ambas possuem o mesmo valor: 20 KHz.

5.4.1 Em Regime Permanente e Plena Potência

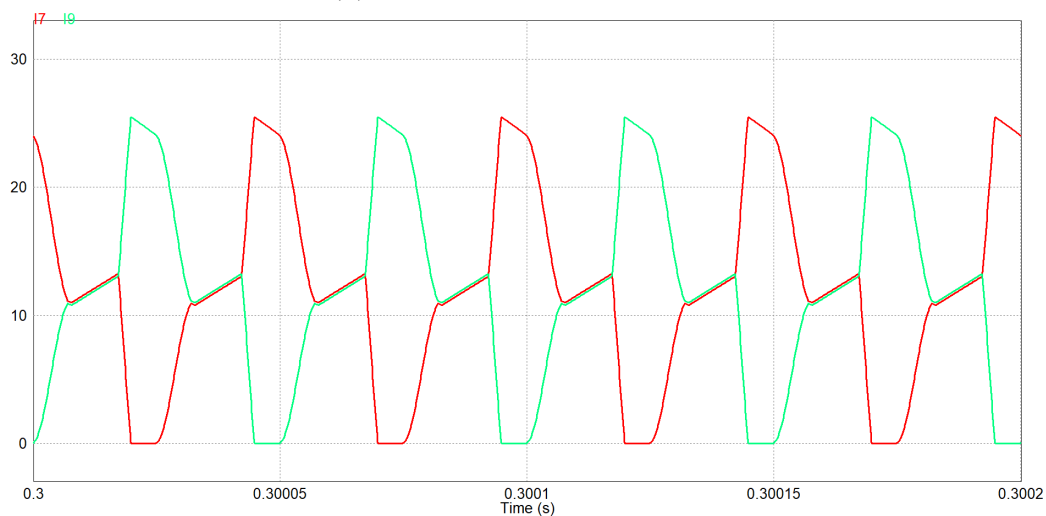
Ao contrário do que ocorreu sem as malhas de equilíbrio de corrente para um desbalanceamento de 10% na amplitude das portadoras triangulares, a forma de onda da corrente que circula através do indutor Lb (Figura 92) possui uma boa simetria, além do fato das correntes nos enrolamentos do transformador Tr (Figura 93) estarem equilibradas, ambas com os valores de corrente eficaz muito próximos a 14 A, corrigindo o desbalanceamento que havia anteriormente. Isso melhora a qualidade de energia processada pelo transformador e evita que ele sature. É importante notar que a corrente e a tensão de saída estão sempre reguladas em 2,5 A e 400 V, respectivamente (Figura 95). As formas de onda da corrente e da tensão nas chaves M1 e M2 (Figura 94) também apresentam mudanças em relação à seção 5.4.2, atenuando a tensão de pico e a corrente eficaz para os valores de escopo do projeto.

Figura 92 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 93 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



(a) Forma de Onda

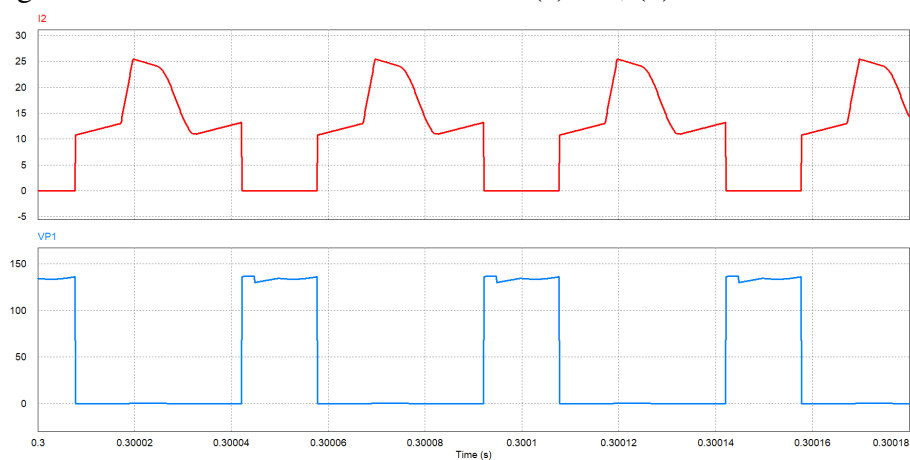
RMS Value

Time From	2.9999990e-001
Time To	3.0020000e-001
I7	1.4080188e+001
I9	1.4059953e+001

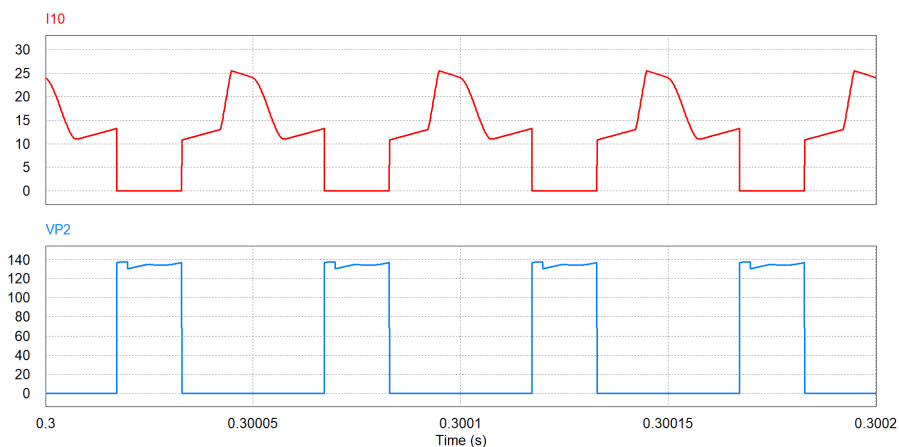
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 94 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



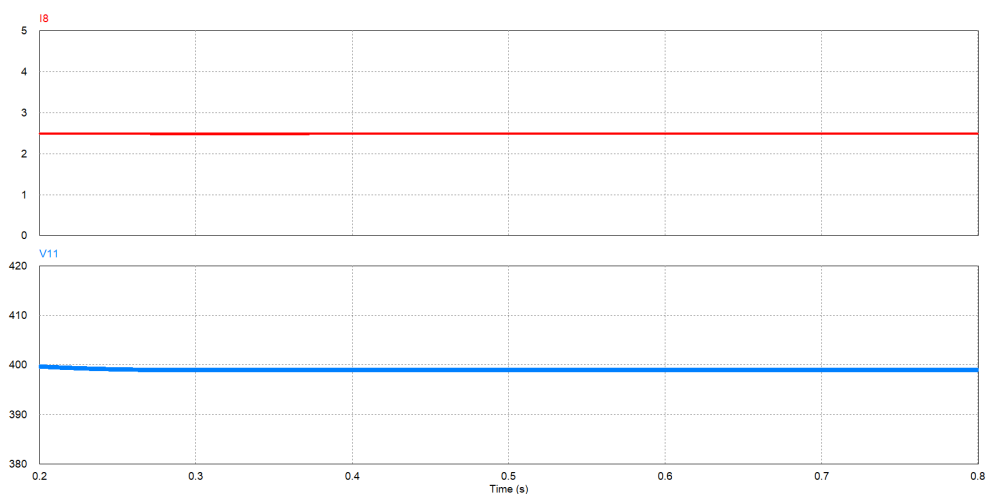
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

Figura 95 – Corrente e tensão de saída.

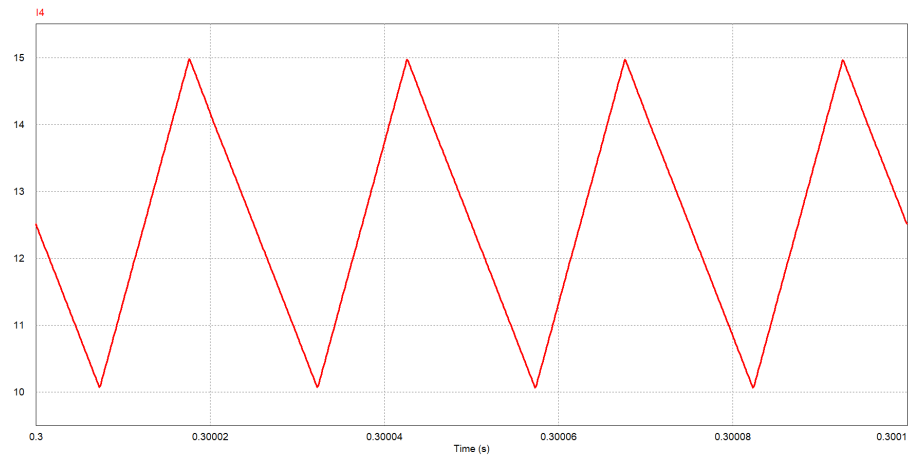


Fonte: Próprio Autor

5.4.2 Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa

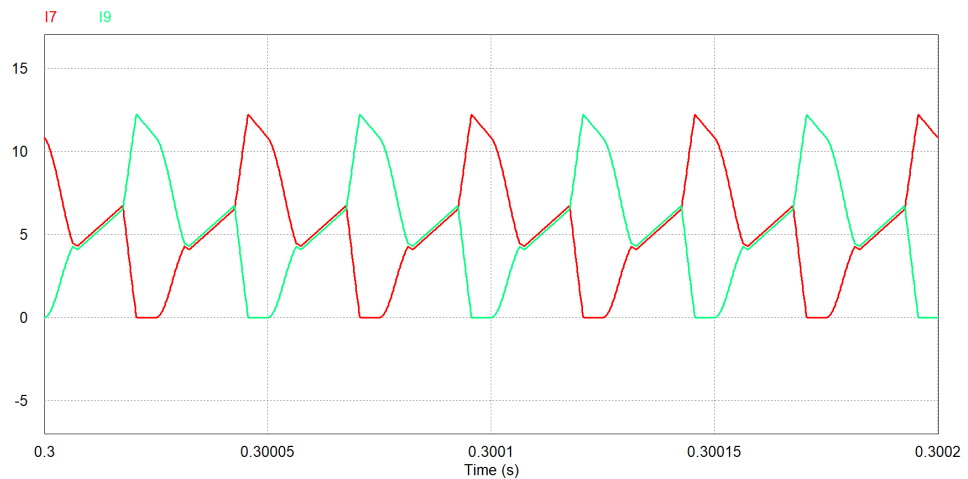
Observa-se nesse caso de desbalanceamento de 10% na amplitude das portadoras triangulares que os resultados são muito similares aos mostrados na seção anterior (5.4.1), só que desta vez em regime dinâmico com variação de carga, o que aponta uma boa robustez e eficiência das malhas de equilíbrio de corrente. Analogamente à seção 4.4.2, que apresenta assimetrias na corrente que passa pelo indutor L_b e desequilíbrio nas correntes que circulam pelos enrolamentos primários do transformados T_r , os resultados aqui apresentados são mais satisfatórios, haja vista as Figuras 96 e 97.

Figura 96 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 97 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



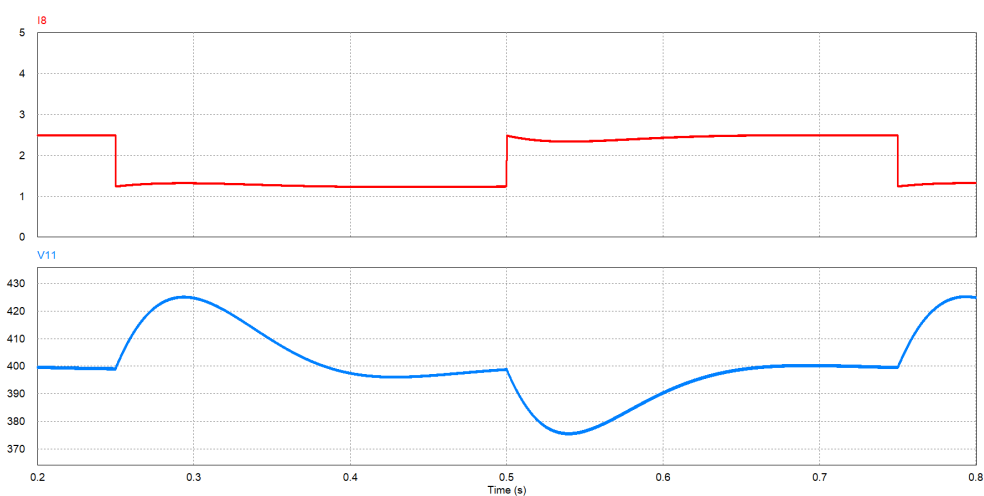
(a) Forma de Onda

RMS Value	
Time From	2.9999990e-001
Time To	3.0020000e-001
i_{17}	6.3577984e+000
i_{19}	6.3474454e+000

(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 98 – Corrente e tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor

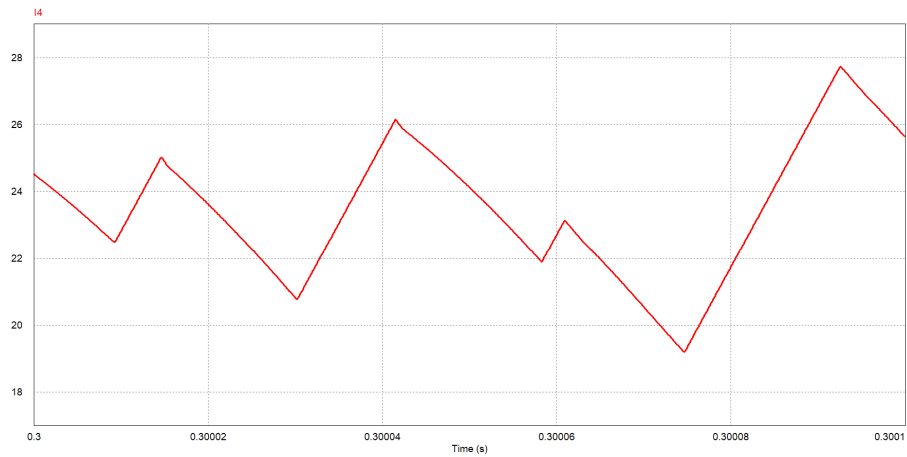
5.5 Resultados com diferença de 10% na frequência das portadoras triangulares e carga linear

Assim como ocorreu na seção 4.3, são apresentadas as formas de onda em regime permanente e em regime dinâmico com a frequência de uma das portadoras triangulares tendo 22 KHz, implicando, portanto, uma diferença de 10% em relação à frequência da outra. Ambas as portadoras possuem a mesma amplitude.

5.5.1 Em Regime Permanente e Plena Potência

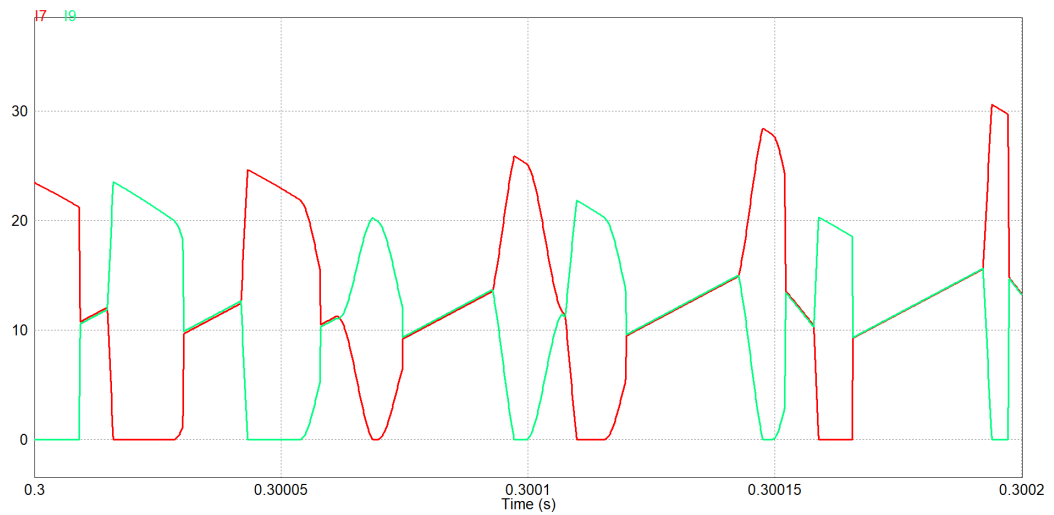
De maneira oposta, os resultados para um desbalanceamento de 10% na frequência das portadoras triangulares não apresentam diferenças significativas em relação aos da seção 4.5.1, em que não havia as malhas de equilíbrio de corrente e as correntes que passam pelos enrolamentos primários do transformador já se encontram balanceadas, bastando observar as Figuras 99 e 100 para constatar. Apesar disso, a corrente e tensão de saída continuam fixas e constantes nos valores de escopo do projeto.

Figura 99 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 100 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



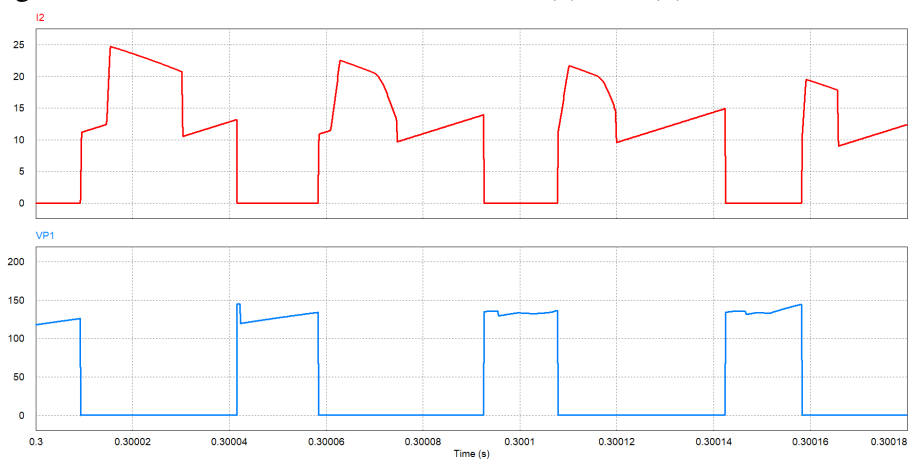
(a) Forma de Onda

RMS Value	
Time From	2.9999990e-001
Time To	3.0020000e-001
17	1.4653081e+001
19	1.2882294e+001

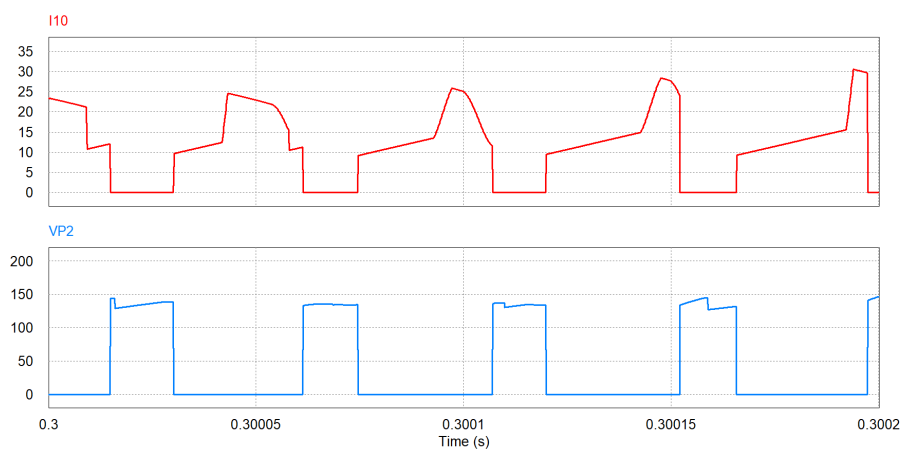
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 101 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



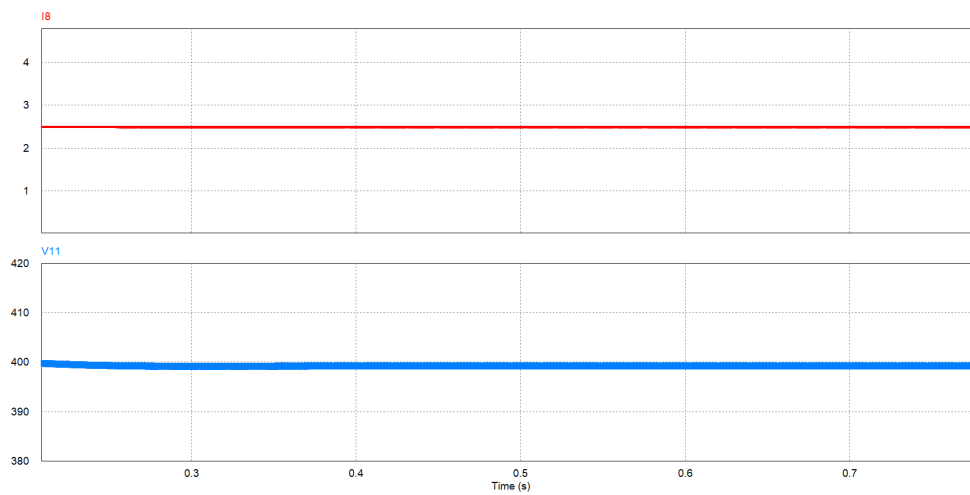
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

Figura 102 – Corrente e tensão de saída.

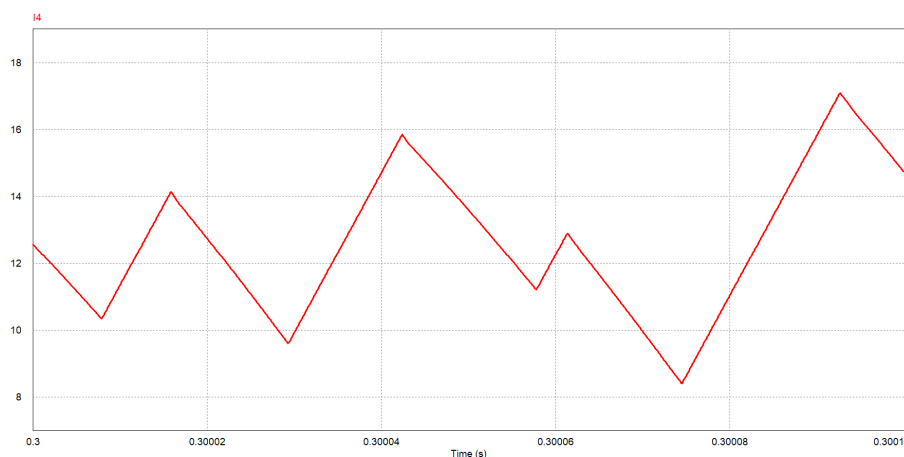


Fonte: Próprio Autor

5.5.2 Em Regime Dinâmico com Variação de Carga de 50% a 100% e Vice-versa

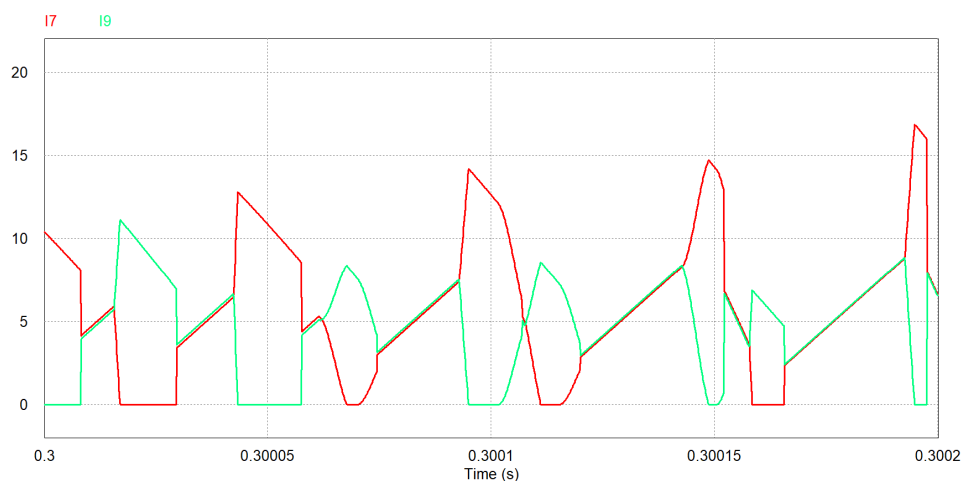
Com a aplicação do degrau de carga de 50% a 100% e vice-versa (Figura 105), também não há vantagens em relação aos resultados do circuito sem as malhas de equilíbrio de corrente (seção 4.5.2), posto que lá as correntes que circulam pelos enrolamentos primários do transformador Tr já se mostram balanceadas, como pode ser ratificado através dos seus valores eficazes, e a corrente através do indutor Lb possui os mesmos ruídos e perturbações (Figura 103).

Figura 103 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 104 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



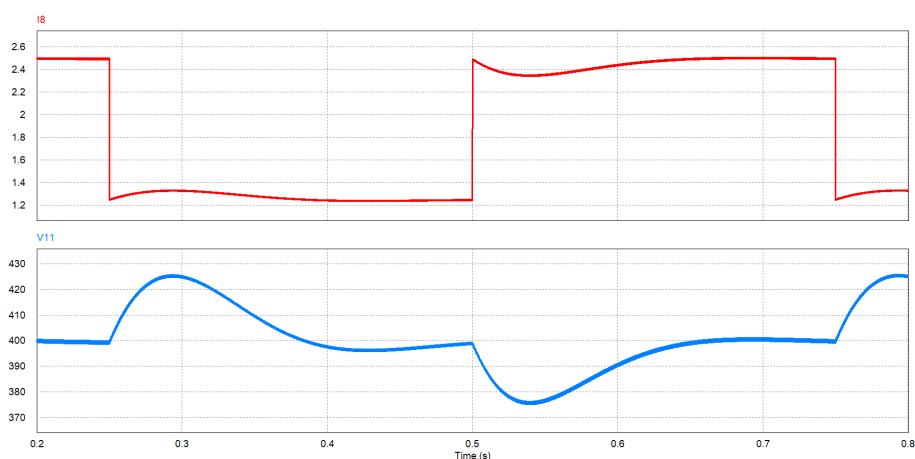
(a) Forma de Onda

RMS Value		
Time	From	2.9999990e-001
Time	To	3.0020000e-001
I7		7.1667445e+000
I9		5.5126201e+000

(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 105 – Corrente e tensão de saída.

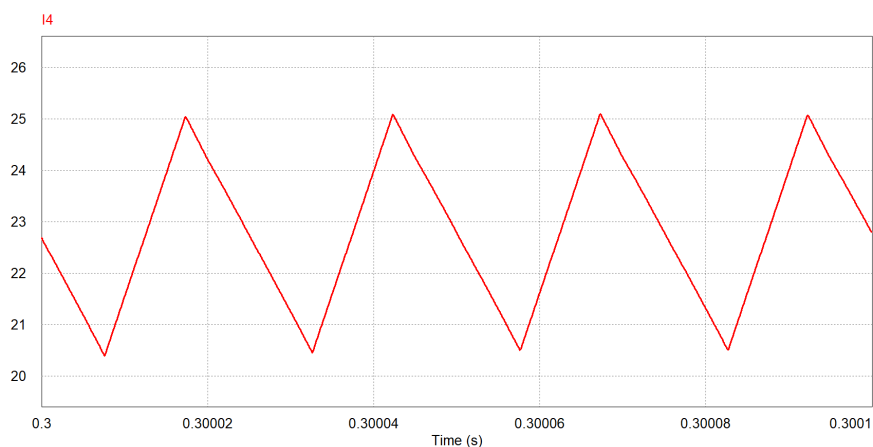


Fonte: Próprio Autor

5.6 Resultados com parâmetros ideais e carga não linear

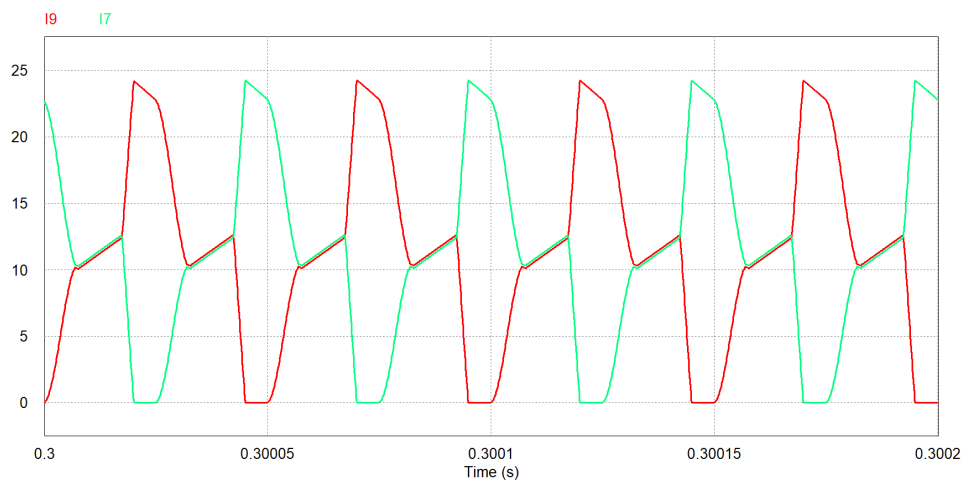
Com parâmetros ideais de amplitude e de frequência e carga não linear, as formas de onda da corrente que passa pelo indutor L_b e das correntes que circulam pelos enrolamentos primários do transformador Tr assemelham-se muito aos resultados das mesmas com parâmetros ideais e carga linear, mostrando que o sistema como um todo responde bem a esse tipo de carga, inclusive com o auxílio das malhas de equilíbrio de corrente. Na Figura 107(b) é possível ver os valores eficazes das correntes nos enrolamentos primários bem simétricos e, na Figura 106, o *ripple* da corrente no indutor bem definido num valor menor que 5 A. Além disso, a corrente e a tensão nas chaves M1 e M2 se comportam muito bem (Figura 108), atingindo valores de pico de acordo com o estipulado. Para evidenciar a operação do conversor com carga não linear, são apresentadas, na Figura 109, a corrente de saída pulsada e a tensão de saída como dente de serra, que são resultados justamente da atuação do gerador de função a 120 Hz e *duty cycle* de 0,11.

Figura 106 – Corrente no indutor Lb.



Fonte: Próprio Autor

Figura 107 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) valores RMS



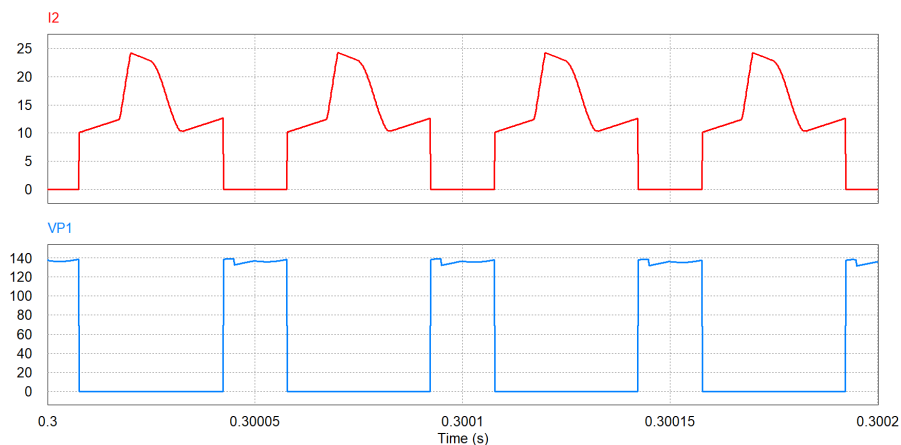
(a) Forma de Onda

RMS Value		
Time From		2.9999990e-001
Time To		3.0020000e-001
I9		1.3290056e+001
I7		1.3319894e+001

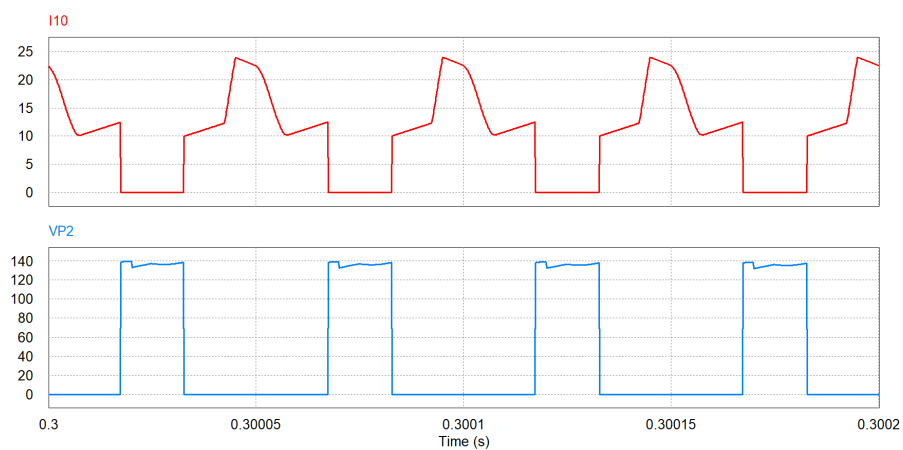
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 108 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



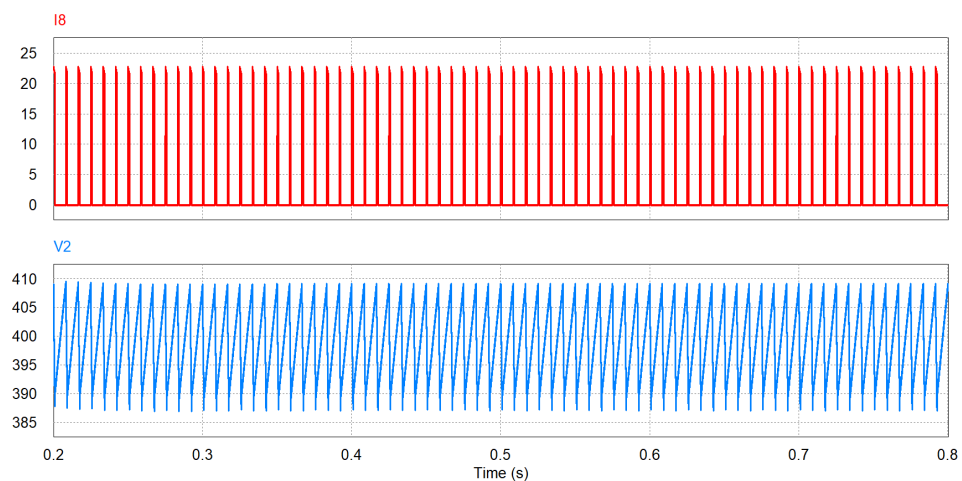
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

Figura 109 – Corrente e tensão de saída.

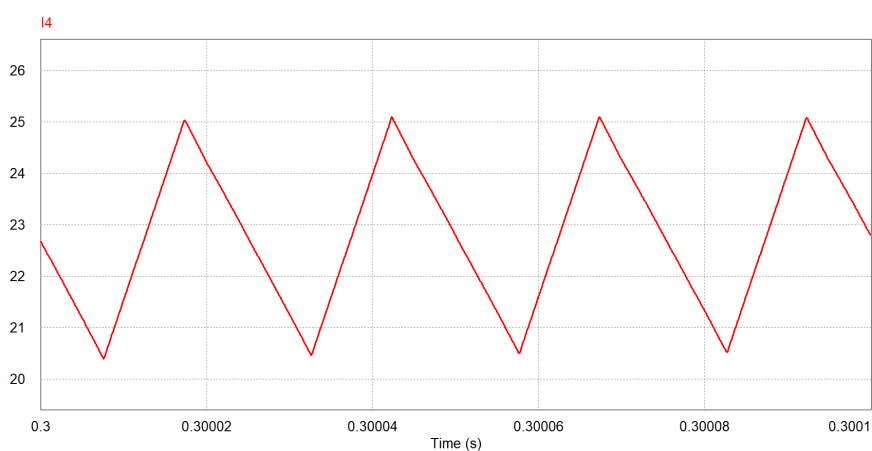


Fonte: Próprio Autor

5.7 Resultados com diferença de 10% na amplitude das portadoras triangulares e carga não linear

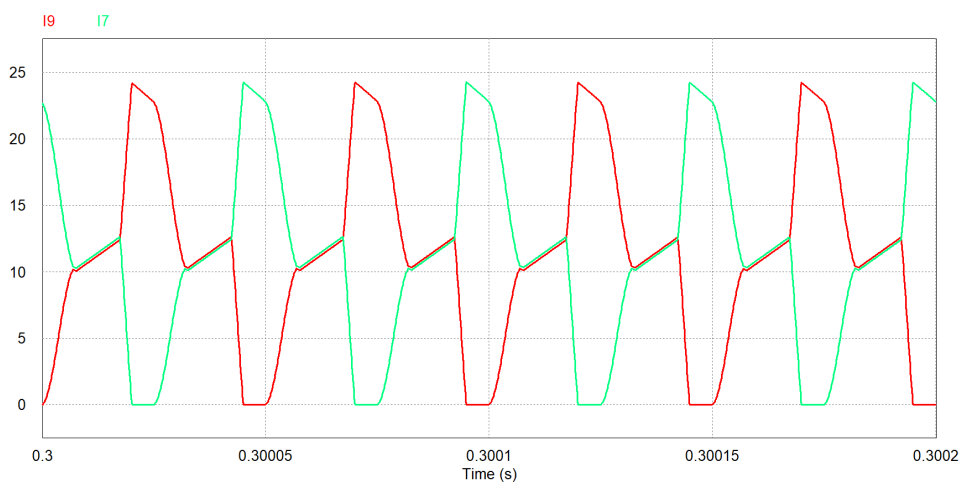
Como é notório a partir das Figuras 110, 111 e 112, os resultados apresentados nesta seção são praticamente os mesmos da anterior, em que a corrente no indutor L_b está sem ruídos ou variações e as correntes nos enrolamentos primários do trafo Tr estão equilibradas. Portanto, pode-se dizer que o desbalanceamento de 10% na amplitude das portadoras triangulares consegue ser bem regulado pelo sistema com carga não linear.

Figura 110 – Corrente no indutor L_b .



Fonte: Próprio Autor

Figura 111 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr : (a) forma de onda, (b) valores RMS



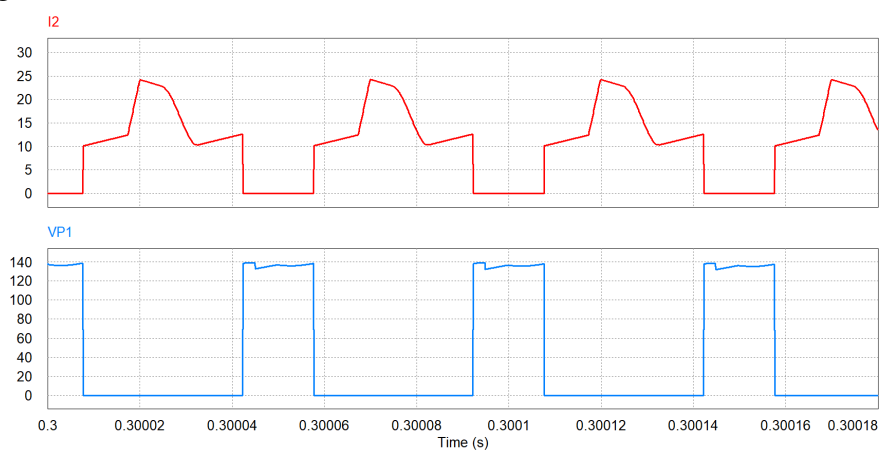
(a) Forma de Onda

RMS Value		
Time From	2.9999990e-001	
Time To	3.0020000e-001	
I9	1.3285326e+001	
I7	1.3327613e+001	

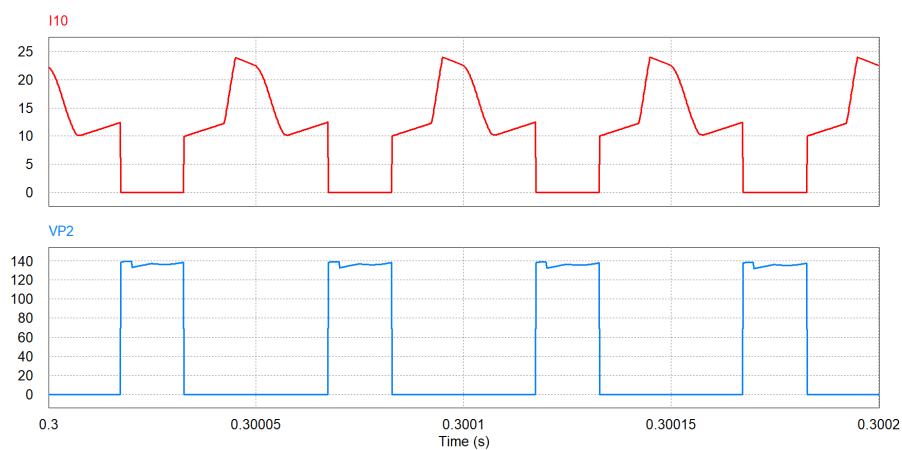
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 112 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



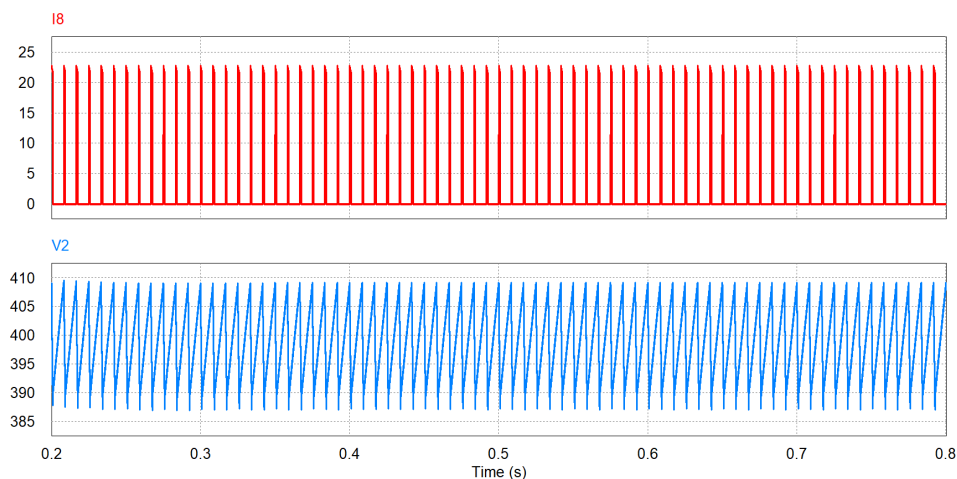
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

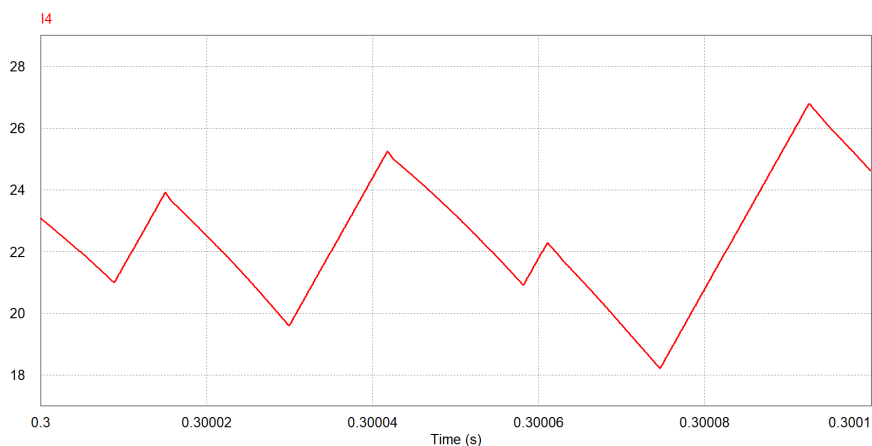
Figura 113 – Corrente e tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor

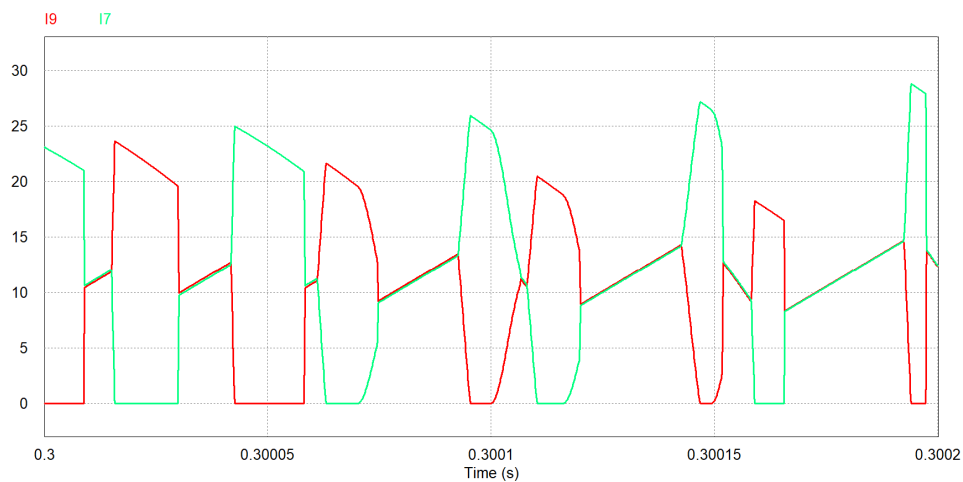
5.8 Resultados com diferença de 10% na frequência das portadoras triangulares e carga não linear

No caso de desbalanceamento de 10% na frequência das portadoras triangulares e carga não linear, os resultados não foram satisfatórios, haja vista que o *ripple* da corrente no indutor L_b (Figura 114) varia bastante no decorrer do tempo, além das correntes nos enrolamentos primários do transformador Tr ficarem cerca de 2 A desequilibradas uma da outra no que concerne a seus valores eficazes, como mostra a Figura 115. A corrente eficaz nas chaves M1 e M2 também ficou acima do projetado, e a tensão sobre elas atingiu valores de pico de 150 A, como mostra a Figura 116, o que é prejudicial. Contudo, corrente e tensão de saída (Figura 117) se mantiveram conforme o esperado para a operação do circuito com carga não linear.

Figura 114 – Corrente no indutor L_b .

Fonte: Próprio Autor

Figura 115 – Correntes nos enrolamentos do transformador Tr: (a) forma de onda, (b) Valores RMS



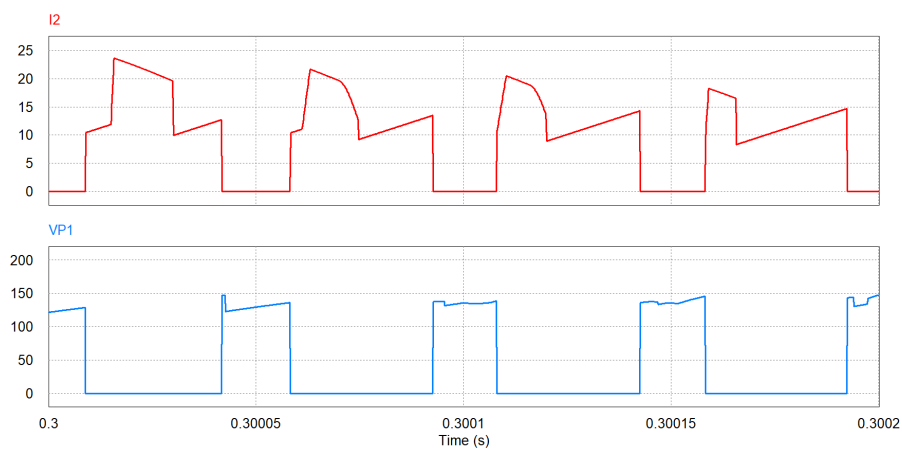
(a) Forma de Onda

RMS Value	
Time From	2.9999990e-001
Time To	3.0020000e-001
I9	1.2604003e+001
I7	1.4414926e+001

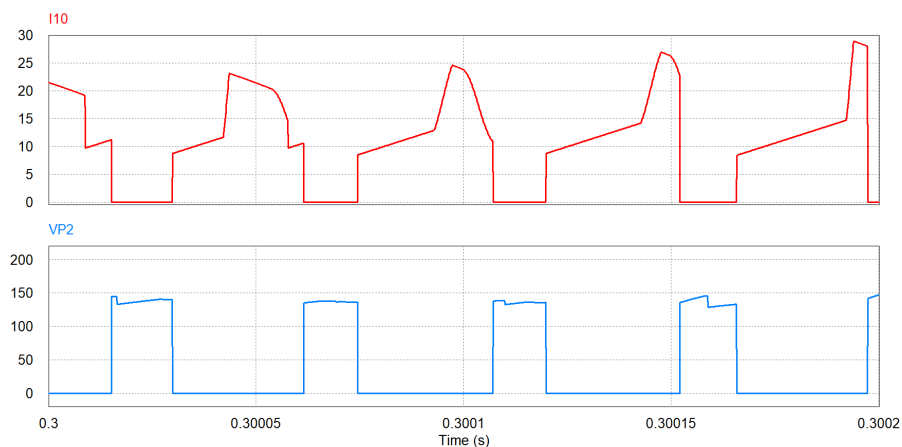
(b) Valores RMS

Fonte: Próprio Autor.

Figura 116 – Corrente e tensão nas chaves: (a) M1, (b) M2



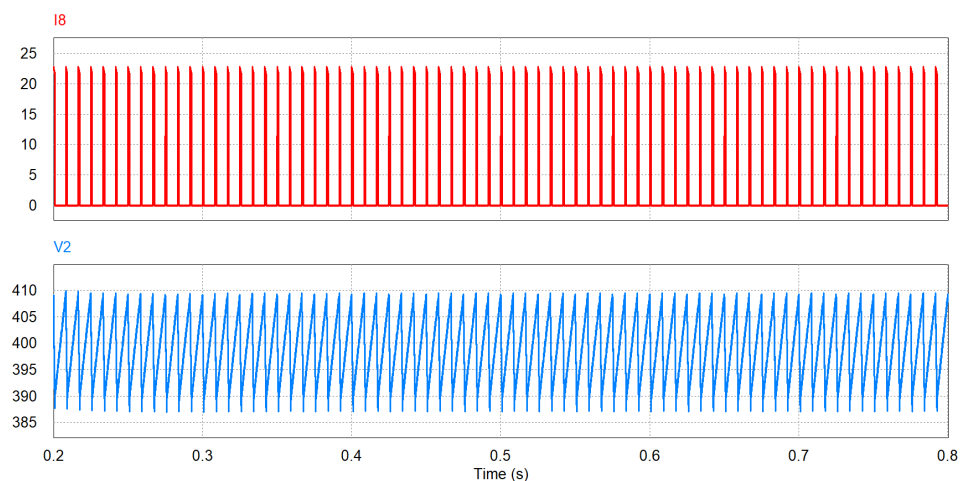
(a) M1



(b) M2

Fonte: Próprio Autor.

Figura 117 – Corrente e tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor

5.9 Conclusão

Nesse capítulo foi apresentado o circuito de simulação do conversor com as malhas de equilíbrio de corrente, discriminando a representação analógica de cada bloco do diagrama de controle apresentado na seção 2.6.2. Então, em seguida foram apresentados os resultados com parâmetros ideais e com desbalanceamento de 10% na amplitude e na frequência das portadoras triangulares para uma carga linear. A operação do conversor nesses casos se deu tanto em regime permanente e plena potência como em regime dinâmico com aplicação de um degrau de carga de 50% a 100% e vice-versa. Por fim, exibiu-se os resultados de simulação do conversor com uma carga não linear, novamente funcionando em regime permanente e em regime dinâmico. Averiguou-se que as malhas de equilíbrio de corrente apresentam um efeito muito satisfatório e vantajoso para o desbalanceamento na amplitude em ambos os casos:

regime permanente e regime dinâmico. Porém, para o desbalanceamento na frequência os efeitos não foram tão perceptíveis, visto que sem essas malhas as correntes nos enrolamentos primários do transformador já se encontram equilibradas e a corrente no indutor L_b continua apresentando perturbações e não conformidades. Para a carga não linear, segue a mesma análise: para parâmetros ideais e desbalanceamento de 10% na amplitude, bons resultados; no caso do desbalanceamento na frequência, resultados não satisfatórios, visto que não apresentaram diferenças em relação aos resultados sem a malha de equilíbrio.

6 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Inicialmente, apresentou-se como os sistemas elétricos e eletrônicos tornaram-se imprescindíveis no cotidiano e no modo de vida da humanidade, fazendo com que a preocupação em relação a desempenho, segurança e prolongamento de vida útil desses dispositivos recrudescesse exponencialmente. Dessa forma, foram desenvolvidas técnicas de controle implementadas através de circuitos que tem por objetivo entregar uma energia com qualidade dentro de certos limites e reduzir ao máximo ruídos e perturbações que prejudicam o funcionamento de máquinas elétricas, principalmente os conversores, saturando, por exemplo, transformadores de potência. Três dessas técnicas foram explanadas e fundamentadas: técnicas passivas, ativas e por corrente média clássica. Neste trabalho, o foco principal se deu na proposta de uma técnica ativa para controlar a corrente através dos primários do transformador de um conversor CC-CC AGT-CCTE, e desta maneira evitar a saturação. A pesquisa foi motivada para conseguir o equilíbrio de corrente através dos enrolamentos primários do transformador. Os desequilíbrios de corrente pelos enrolamentos indicados causa a saturação do transformador porque a curva de histerese fica assimétrica. Os principais fatores de desequilíbrio de corrente são: trilhas assimétricas por onde circula as correntes pelos enrolamentos primários; diferenças nas indutâncias de dispersão dos enrolamentos do transformador; diferenças nas amplitudes das portadoras dente de serra ou triangulares que permitem variações da razão cíclica de controle; e variações de frequência das portadoras indicadas, etc.

Baseado nisso, foram desenvolvidos os projetos do circuito de potência e do circuito de controle. Nesse primeiro, dimensionou-se todos os componentes considerando a tensão de entrada mínima (42 V), que seria o pior caso de operação para o conversor. A saber, tais componentes foram: indutor de filtro de entrada, transformador de alta frequência, chaves controladas, diodos retificadores, capacitores de filme, capacitor de filtro de saída, carga linear e não linear. Assim, se esses elementos respondessem bem à tensão de entrada mínima, o mesmo se refletiria para os casos de valores nominal e máximo. A primeira simulação ocorreu em malha aberta apresentando as formas de onda de corrente e tensão em todos os componentes, a fim de validar o dimensionamento realizado através de uma tabela comparativa entre os valores teóricos e simulados. Essa confrontação de resultados mostrou diferenças muito pequenas do cálculo para a simulação, o que aponta que os valores estão muito condizentes.

Em seguida, mostrou-se as funções de transferência $i_L(s)/d(s)$, $v_o(s)/i_L(s)$, $i_{pri}(s)/d(s)$ e dos filtros passa-baixa do circuito equivalente da planta em questão depois de descrever a estra-

tégia de controle proposta, com o auxílio do seu diagrama de blocos. A partir disso, traçando-se todos os diagramas de BODE correspondentes, desenvolveu-se o projeto do circuito de controle, que é constituído pelos projetos da malha de corrente principal, da malha de tensão e das malhas de equilíbrio de corrente, sendo esta última o principal objetivo deste trabalho. Tais projetos tinham como principal objetivo o dimensionamento dos compensadores a serem utilizados no circuito de controle, os quais foram designados como do Tipo 2 para as malhas de corrente principal e de tensão, e PI para a malha de equilíbrio de corrente.

Finalmente, foram expostos e analisados os resultados de simulação do conversor sem e com as malhas de equilíbrio de corrente, para carga linear e não linear. Em ambos os casos reproduziu-se os resultados com parâmetros ideais e com desbalanceamentos de 10% na amplitude e na frequência das portadoras triangulares do circuito de controle, sendo o conversor operado em regime permanente (plena potência) e regime dinâmico (degrau de carga de 50% a 100% e vice-versa) na situação de carga linear. Verificou-se, mediante as formas de onda apresentadas, que a implementação das malhas de equilíbrio de corrente otimizou o desempenho do conversor principalmente no desbalanceamento da amplitude para carga linear, tanto em regime permanente como em regime dinâmico, e não linear, eliminando as perturbações que eram provocadas na corrente que circula pelo indutor L_b e equilibrando as correntes nos enrolamentos primários do transformador T_r , evitando, portanto, que ele saturasse, o que indica um êxito da estratégia de controle proposta. Porém, para a situação de desbalanceamento da frequência com carga linear e não linear, não houve melhoria em relação ao funcionamento sem as malhas de equilíbrio: as correntes que passam pelos enrolamentos primários do transformador abordado permaneceram desequilibradas e a corrente que circula pelo indutor L_b continuou apresentando perturbações e ruídos em sua forma de onda. Resumindo, quando as portadoras apresentam frequências diferentes (mesmo pequenas), as malhas de equilíbrio de corrente implementadas neste trabalho não conseguem mitigar os problemas de desequilíbrio de corrente nos enrolamentos primários do transformador. Ocorre que quando as frequências são diferentes nas portadoras, o deslocamento de fase de 180 graus elétricos é comprometido seriamente durante a operação do conversor. Portanto, conclui-se que as frequências devem ser absolutamente iguais ou deve ser adicionado algum circuito que garanta esse deslocamento de fase indicado.

Sugestões para trabalhos futuros:

- Realizar estudos mais apurados sobre a eficácia da malha de equilíbrio de corrente para desbalanceamento na frequência das portadoras triangulares;
- Realizar montagem de um protótipo funcional em laboratório de todo o sistema;
- Estudar e analisar o funcionamento do conversor com a frequência de cruzamento da malha de equilíbrio de corrente igual a 200 Hz (mais rápida que a malha de tensão);
- Incorporar os atrasos (e redução de fase disponível) ao inserir sensores do tipo HALL, analisando os impactos que isso causa no projeto;
- Incorporar análises térmicas;
- Comparar resposta em frequência teórica x simulada x experimental (método de R. D. Middlebrook)
- Estender a análise e estudo para conversores com células de comutação trifásicas e multi-fásicas.

REFERÊNCIAS

- ABB. **Preventing transformer saturation in static transfer switches - A Real Time Flux Control Method**. ABB, 2018. Original document from ABB. Disponível em: <<https://library.e.abb.com/public/f0a2ce403bbf41309a9770516deb32cf/ABB%20Cyberex%20Preventing%20Transformer%20Saturation%20WP%20071018%20WP-STSMK-0074.pdf>>.
- Andreassen, P.; Undeland, T. M. Digital control methods for current sharing of interleaved synchronous buck converter. 2005.
- Araújo, S. V.; TORRICO-Bascopé, R. P.; TORRICO-Bascopé, G. V. Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 57, n. 6, p. 1987–1997, 2010.
- Bascopé, R. P. T. **Teoria básica de controle para conversores estáticos**. [S.l.]: UFC, 2019. Original document from Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) - Universidade Federal do Ceará (UFC).
- Bascopé, R. P. T.; Bascopé, G. V. T.; Brito Jr., F. J. B.; Daher, S. Multi-state and interleaved converters with passive impedances for current sharing. **Eletrônica de Potência**, v. 19, n. 3, p. 252–259, 2014.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. [S.l.]: AMGH Editora Ltda., 2013.
- Chaves, B. B.; Brito Jr., F. J. B. de; Damasceno, D. P.; Almeida, R. P. T. B. Bruno Ricardo de. Modelo equivalente e controle digital de um conversor cc-cc boost intercalado com alto ganho de tensão. **XXII Congresso Brasileiro de Automática**, 2018.
- Choi, H. Design and analysis of an interleaved boundary conduction mode (bcm) buck pfc converter. **Journal of Power Electronics**, v. 14, n. 4, p. 641–648, 2014.
- ELECTRICALENGINEERING.XYZ. **Why Core Saturation happens in Transformer and What are its Effects**. ElectricalEngineering.XYZ, -. Original document from ElectricalEngineering.XYZ. Disponível em: <<https://www.electricalengineering.xyz/article/why-core-saturation-happens-in-transformer-and-what-are-its-effects/>>.
- HARARI, Y. N. **Sapiens - Uma Breve História da Humanidade**. [S.l.]: L&PM Editores, 2016.
- INFINEON. **Datasheet IRFP4768PbF**. Infineon Technologies AG., 2016. Original document from Infineon Technologies AG. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/irfp4768pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c959b2021>>.
- Jang, Y.; Jovanović, M. M.; Ruiz, J. M.; Kumar, M.; Liu, G. A novel active-current-sharing method for interleaved resonant converters. **Journal of Power Electronics**, p. 1461–1466, 2015.
- MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. [S.l.]: Marcel Dekker, 2004.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2010.

RECTIFIER, I. **Datasheet 30EPH06**. International Rectifier, 2008. Original document from International Rectifier. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/irf/30eph06.pdf>>.

SAINI, D. K. **True-Average Current-Mode Control of DC-DC Power Converters: Analysis, Design, and Characterization**. 2018. 285 p. Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Wright State University, Ohio - EUA, 2018.

Shi, L.; Liu, B.; Duan, S. Current sharing method based on optimal phase shift control for interleaved three-phase half bridge llc converter with floating y-connection. **Journal of Power Electronics**, v. 19, n. 4, p. 934–943, 2019.

SÁ, F. L. d. **Conversores CC-CC com elevada taxa de conversão estática**. 2014. 385 p. Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2014.

Tang, W.; Lee, F. C.; Ridley, R. B. Small-signal modeling of average current-mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 112–119, 1993.

Teixeira, M. M. **Resistividade elétrica**. Brasil Escola, 2021. Original document from Brasil Escola. Disponível em: <<https://brasilecola.uol.com.br/fisica/resistividade-eletrica.htm>>.

TEXAS. **Nota de Aplicação U-134**. Texas Instruments, 1999. Original document from Texas Instruments. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slua144/slua144.pdf?ts=1619712274432&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F>.

THORNTON. **Catálogo de ferrite**. Thornton Eletrônica Ltda., 2015. Original document from Thornton Eletrônica Ltda. Disponível em: <<https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>.

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. [S.l.]: AMGH Editora Ltda., 2014.

USP, U. de S. P. **Propriedades Magnéticas II**. USP, -. Original document from USP. Disponível em: <http://sistemas.eel.usp.br/docentes/arquivos/5840726/LOM3035/PropriedadesMagneticas_II.pdf>.

VORPÉRIAN, V. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch part i: Continuous conduction mode. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 24, n. 3, p. 490–496, 1990.