

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MÁRCIO JOSÉ DE MORAES RÉGES

CONVERTOR DE TRÊS PORTAS PARA OPERAÇÃO EM MICRORREDES C.C.

RECIFE

2018

MÁRCIO JOSÉ DE MORAES RÉGES

CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PARA OPERAÇÃO EM MICRORREDES C.C.

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof.^o Dr. Fabrício Bradaschia

Coorientador: Prof.^o Dr. Gustavo Medeiros de Souza
Azevedo

RECIFE

2018

Catálogo na fonte
Bibliotecária Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

R337c Réges, Márcio José de Moraes.
Conversor de Três Portas para Operação em Microrredes c.c. / Márcio José de Moraes Réges - 2018.
102folhas, Il.; Tabs.; Abr.Sigl. e Simb.

Orientador: Prof.º Dr. Fabrício Bradaschia.
Coorientador: Prof.º Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Conversor de três portas. 4. Alto ganho de tensão. 5. Baterias. 6. Painéis fotovoltaicos. 7. Microrrede c.c. I. Bradaschia, Fabrício(Orientador). II. Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza(Coorientador).

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2018 - 148



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

MÁRCIO JOSÉ DE MORAES RÉGES

TÍTULO

**“CONVERTOR DE TRÊS PORTAS
PARA OPERAÇÃO EM MICRORREDES C.C.”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FABRICIO BRADASCHIA, DEE/UFPE; GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE, FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE e JOSELITO ANASTÁCIO HEERDT, DEE/UFPE sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **MÁRCIO JOSÉ DE MORAES RÉGES APROVADO.**

Recife, 31 de janeiro de 2018.

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Coordenador do PPGE

FABRICIO BRADASCHIA
Orientador e Membro Titular Interno

JOSELITO ANASTÁCIO HEERDT
Membro Titular Externo

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO
Coorientador e Membro Titular Interno

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

À minha mãe Cristina Réges e ao meu pai José Réges pelo apoio e pela confiança depositada. Ao meu irmão Felipe Réges pela generosidade e o apoio em todos os momentos. Ao Professor Fabrício Bradaschia pela orientação e disponibilidade, só tenho a agradecer o tempo investido na minha capacitação. Ao professor Gustavo Azevedo, a coorientação, simpatia e generosidade em compartilhar o conhecimento. Aos colegas e professores do GEPAE pelas contribuições e apoio técnico durante o desenvolvimento deste trabalho, em especial aos colegas de mestrado Eduardo Barbosa e Leonardo Costa.

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo apresentar o estudo e desenvolvimento de um conversor c.c./c.c. isolado de três portas bidirecional para operação em uma microrrede c.c. O conversor é projetado para uma potência de 500 W e deve ser capaz de operar tanto conectado à rede elétrica como ilhado dela. Para isto, dedica-se, primeiramente, a um estudo do panorama mundial do uso de tecnologias existentes de microrredes c.c. Logo, partindo destes estudos, são apresentadas algumas topologias de conversores c.c./c.c. isolados de três portas e a partir destas topologias é apresentada uma nova proposta de conversor c.c./c.c. isolado de três portas bidirecional. Na etapa seguinte, é mostrada a modelagem matemática da nova topologia e são dimensionados todos os seus componentes. Dando seguimento, são projetados os controladores do conversor para que se possa regular os barramentos de tensão da microrrede c.c. Por fim, são realizados uma série de experimentos com o protótipo do conversor para validar toda a teoria mostrada no presente trabalho.

Palavras-chave: Eletrônica de potência. Conversor de três portas. Alto ganho de tensão. Baterias. Painéis fotovoltaicos. Microrrede c.c.

ABSTRACT

This paper presents the study and development of a new topology of isolated three-port bidirectional DC-DC converter to operate in a DC microgrid. The converter is designed for a power of 500 W and should be able to operate both connected to the electrical grid and isolated of it. Firstly, the state of art of the existing technology of DC microgrid is studied. Soon after, some topologies of isolated three-Port DC-DC converters are presented and a new isolated three-Port bidirectional DC-DC converter is proposed. Then, the mathematical modeling of the new topology is shown and all its components are designed. Next, all controllers of the converter are tuned, so that it is possible to regulate the voltage levels of the DC microgrid. Finally, a series of experiments are carried out, with the converter prototype, to validate the whole theory shown in the present work.

Keywords: Power electronics. Three-port converter. High voltage gain. DC microgrid. Batteries. Photovoltaic panels.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Redução dos estágios de conversão ao se mudar de uma rede de distribuição residencial em c.a. para uma em c.c.	19
Figura 2 – Estrutura típica de uma microrrede em c.a.	21
Figura 3 – Arquitetura de uma microrrede c.c. básica.	23
Figura 4 – Microrrede c.c. com três níveis de tensão.	26
Figura 5 – Conversor c.c./c.c. multi-entradas bidirecional para células combustível. . .	28
Figura 6 – Conversor c.c./c.c. de três níveis de tensão para gerenciamento de potência de veículos elétricos/híbridos.	29
Figura 7 – Conversor c.c./c.c. de três portas em meia-ponte com regulação síncrona. . .	30
Figura 8 – Conversor c.c./c.c. de três portas proposto.	32
Figura 9 – Padrão espelhado do PWM do conversor proposto.	34
Figura 10 – Estado 1 do conversor.	34
Figura 11 – Estado 2 do conversor.	35
Figura 12 – Estado 3 do conversor.	36
Figura 13 – Estado 4 do conversor.	37
Figura 14 – Diagrama de blocos do conversor.	41
Figura 15 – Comparação da tensão no barramento de 24 V entre o modelo médio e o chaveado.	42
Figura 16 – Comparação da corrente no indutor L_1 entre o modelo médio e o chaveado.	42
Figura 17 – Comparação da tensão no barramento de 380 V entre o modelo médio e o chaveado.	42
Figura 18 – Comparação da corrente no indutor L_2 entre o modelo médio e o chaveado.	43
Figura 19 – Comparação da corrente na indutância L_m entre o modelo médio e o chaveado.	43
Figura 20 – Modelo elétrico equivalente aos barramentos de 24 V e 380 V.	46
Figura 21 – Indutâncias de dispersão no secundário do transformador.	51
Figura 22 – Circuito <i>snubber</i> RCD.	51
Figura 23 – Modos de operação do conversor proposto: a) Modo desconectado (MD) e b) Modo Conectado (MC).	53
Figura 24 – Malha fechada para o controle de corrente do barramento de 24 V com controlador PI.	55
Figura 25 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de corrente do barramento de 24 V.	55
Figura 26 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de corrente do barramento de 24 V.	56
Figura 27 – Malha fechada para o controle de tensão do barramento de 24 V com controlador PI.	56

Figura 28 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de tensão do barramento de 24 V.	56
Figura 29 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de tensão do barramento de 24 V.	57
Figura 30 – Malha de controle combinada do barramento de 24 V.	58
Figura 31 – Resposta do controle do barramento de 24 V à inserção e remoção de uma carga de 500 W.	58
Figura 32 – Malha fechada para o controle de corrente do barramento de 380 V com controlador PI.	59
Figura 33 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de corrente do barramento de 380 V.	59
Figura 34 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de corrente do barramento de 380 V.	59
Figura 35 – Malha do controle de corrente do barramento de 380 V no MC.	60
Figura 36 – Malha fechada para o controle de tensão do barramento de 380 V com controlador PI.	60
Figura 37 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de tensão do barramento de 380 V.	61
Figura 38 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de tensão do barramento de 380 V.	61
Figura 39 – Malha de controle combinada do barramento de 380V.	62
Figura 40 – Resposta do controle do barramento de 380 V à inserção e remoção de uma carga de 500 W.	62
Figura 41 – Malha fechada para o controle da corrente de magnetização do transformador com controlador PI.	63
Figura 42 – Resposta ao degrau do controlador PI da corrente de magnetização do transformador.	64
Figura 43 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle da corrente de magnetização do transformador.	64
Figura 44 – Malha de controle completa da corrente de magnetização do transformador.	65
Figura 45 – Resposta do controle da corrente de magnetização do transformador à inserção e remoção de uma carga de 500 W.	65
Figura 46 – Sistema de controle completo do conversor.	66
Figura 47 – Tensão do barramento de 24 V ante um degrau na tensão de referência do mesmo.	69
Figura 48 – Tensão do barramento de 380 V ante um degrau na tensão de referência do mesmo.	69
Figura 49 – Corrente no indutor L_1 ante degraus de tensão de referência nos barramentos de 24 e 380 V.	70

Figura 50 – Corrente no indutor L_2 ante degraus de tensão de referência nos barramentos de 24 e 380 V.	71
Figura 51 – Corrente média quase-instantânea da bateria ante degraus de tensão de referência nos barramentos de 24 e 380 V.	71
Figura 52 – Tensão do barramento de 24 V ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.	72
Figura 53 – Tensão do barramento de 380 V ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.	72
Figura 54 – Comportamento da corrente no indutor L_1 ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.	73
Figura 55 – Comportamento da corrente no indutor L_2 ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.	73
Figura 56 – Comportamento da corrente da bateria ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.	74
Figura 57 – Tensão do barramento de 24 V ante a remoção de cargas de 500 W dos barramentos de 24 e 380 V.	74
Figura 58 – Tensão do barramento de 380 V ante a remoção de cargas de 500 W dos barramentos de 24 e 380 V.	75
Figura 59 – Comportamento da corrente no indutor L_1 ante a remoção de cargas de 500 W nos barramentos de 24 e 380 V.	75
Figura 60 – Comportamento da corrente no indutor L_2 ante a remoção de cargas de 500 W dos barramentos de 24 e 380 V.	76
Figura 61 – Comportamento da corrente da bateria ante a remoção de cargas de 500 W dos barramentos de 24 e 380 V.	76
Figura 62 – Tensão no barramento de 24 V ante a alteração de corrente fornecida ao mesmo pelo PV.	77
Figura 63 – Tensão no barramento de 380 V ante a alteração de corrente fornecida ao barramento de 24 V pelo PV.	77
Figura 64 – Corrente no indutor L_1 ante a alteração de corrente fornecida ao barramento de 24 V pelo PV.	78
Figura 65 – Corrente no indutor L_2 ante a alteração de corrente fornecida ao barramento de 24 V pelo PV.	78
Figura 66 – Corrente média quase-instantânea na bateria ante a alteração de corrente fornecida ao barramento de 24 V pelo PV.	79
Figura 67 – Tensão no barramento de 24 V ante a mudança de modo desconectado (MD) para modo conectado (MC).	79
Figura 68 – Tensão no barramento de 380 V ante a mudança de MD para MC.	80
Figura 69 – Corrente no indutor L_1 ante a mudança de MD para MC.	80
Figura 70 – Corrente no indutor L_2 ante a mudança de MD para MC.	81

Figura 71 – Corrente média quase-instantânea da bateria ante a mudança de MD para MC.	81
Figura 72 – Bancada do protótipo.	82
Figura 73 – Protótipo.	82
Figura 74 – Placa do conversor.	83
Figura 75 – Esquema elétrico utilizado no experimento para emular o comportamento de uma bateria.	84
Figura 76 – Resposta ao degrau de referência do controlador P de corrente do barramento de 24 V reprojetoado.	85
Figura 77 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de corrente do barramento de 24 V reprojetoado.	85
Figura 78 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de tensão do barramento de 24 V reprojetoado.	86
Figura 79 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de tensão do barramento de 24 V reprojetoado.	86
Figura 80 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de corrente do barramento de 380 V reprojetoado.	87
Figura 81 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de corrente do barramento de 380 V reprojetoado.	87
Figura 82 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de tensão do barramento de 380 V reprojetoado.	88
Figura 83 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de tensão do barramento de 380 V reprojetoado.	88
Figura 84 – Resposta ao degrau de referência do controlador P da corrente de magnetização do transformador reprojetoado.	89
Figura 85 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle da corrente de magnetização do transformador reprojetoado.	89
Figura 86 – Configuração experimental para os experimentos de 1 a 4.	90
Figura 87 – Configuração experimental para os experimentos 5 e 6.	91
Figura 88 – Degrau de tensão no barramento de 380 V.	91
Figura 89 – Inserção de carga no barramento de 380 V.	92
Figura 90 – Degrau de tensão no barramento de 24 V.	93
Figura 91 – Inserção de carga no barramento de 24 V.	94
Figura 92 – Inserção de uma fonte de corrente no barramento de 24 V.	95
Figura 93 – Efeito da inserção de uma fonte de corrente no barramento de 24 V vista pelo barramento de 380 V.	96
Figura 94 – Inserção de carga no barramento de 380 V com uma fonte de corrente conectada ao barramento de 24 V.	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resumo dos padrões.	25
Tabela 2 – Resumo do conversores utilizados para a concepção do conversor proposto neste trabalho.	30
Tabela 3 – Estados possíveis das chaves.	33
Tabela 4 – Especificações do conversor.	44
Tabela 5 – Parâmetros do transformador referenciados no primário.	49
Tabela 6 – Tabela dos esforços de tensões e correntes nos componentes do conversor. .	50
Tabela 7 – Ganhos dos controladores do barramento de 24 V.	57
Tabela 8 – Ganhos dos controladores do barramento de 380 V.	61
Tabela 9 – Ganhos do controlador da corrente de magnetização do transformador. . . .	64
Tabela 10 – Resumo dos modos de operação do conversor proposto.	68
Tabela 11 – Ganhos dos controladores do barramento de 24 V reprojctados.	86
Tabela 12 – Ganhos dos controladores do barramento de 380 V reprojctados.	88
Tabela 13 – Ganhos do controlador da corrente de magnetização do transformador reprojctados.	90

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWG	Escala americana de bitolas de fios - <i>American Wire Gauge</i>
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
LVDC	Baixa tensão em corrente continua - <i>Low-Voltage Direct Current</i>
FT	Fonte de Tensão
FTMA	Função de Transferência em Malha Aberta
MC	Modo Conectado
MD	Modo Desconectado
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
MR	Microrrede
P	Proporcional
PI	Proporcional-Integral
PV	Painel Fotovoltaico
PWM	Modulação por largura de pulso - <i>Pulse Width Modulation</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{380}	Tensão do barramento de 380 V
V_{48}	Tensão do barramento de 48 V
V_{24}	Tensão do barramento de 24 V
V_b	Tensão da bateria
V_{Lm}	Tensão na indutância de magnetização
P	Potência do conversor
i_{c24}	Corrente do capacitor C_{24}
i_{c380}	Corrente do capacitor C_{380}
i_{L1}	Corrente do indutor L_1
i_{L2}	Corrente do indutor L_2
i_b	Corrente da bateria
i_p	Corrente do primário do transformador
i_{2s}	Corrente do terminal superior do secundário do transformador
i_{2i}	Corrente do terminal inferior do secundário do transformador
i_{Lm}	Corrente da indutância de magnetização do transformador
i_1	Diferença entre a corrente do primário do transformador e a corrente da indutância de magnetização do transformador
n	O número de espiras do secundário do transformador
s	Frequência de Laplace
$F(s)_x$	Funções de transferência do conversor, onde x pode ser 1, 2, 3, 4 ou 5.
K_{ic}	Ganho integral do controle de corrente
K_{pc}	Ganho proporcional do controle de corrente.
K_{it}	Ganho integral do controle de tensão
K_{pt}	Ganho proporcional do controle de tensão

R_m	Resistência de magnetização do transformador
L_m	Indutância de magnetização do transformador
R_{sup1}	Resistência de dispersão do transformador entre os terminais superior e central do secundário referenciada no primário
L_{sup1}	Indutância de dispersão do transformador medida entre os terminais superior e central do secundário referenciada no primário
R_{inf1}	Resistência de dispersão do transformador medida entre os terminais central e inferior do secundário referenciada no primário
L_{inf1}	Indutância de dispersão do transformador medida entre os terminais central e inferior do secundário referenciada no primário
B	Densidade do fluxo magnético
J	Densidade de corrente
A_e	Área efetiva do núcleo do transformador
A_w	Área da janela
K_v	Fator forma de onda
D_x	Razão de trabalho das chaves do conversor, onde x pode ser 1, 2 ou 3
f	Frequência de chaveamento
T_s	Período de chaveamento
T_a	Período de amostragem
t_{on}	Intervalo de tempo no qual a chave permanece fechada
t_{off}	Intervalo de tempo no qual a chave permanece aberta
R_{380}	Resistência da carga conectada ao barramento de 380 V
R_{24}	Resistência da carga conectada ao barramento de 24 V
i_{R380}	Corrente da carga conectada ao barramento de 380 V
i_{R24}	Corrente da carga conectada ao barramento de 24 V
E_{carga}	Energia armazenada nos capacitores C_0 , C_{en} ou C_{snb}
i_{chcup2}	Corrente que passa pela chave S_5 .

V_{chcup2}	Tensão em cima da chave S_5 .
C_{snub}	Capacitor do circuito <i>snubber</i>
R_{snub}	Resistência do circuito <i>snubber</i>
L_{sup2}	Indutância de dispersão do transformador medida entre os terminais superior e central do secundário
L_{inf2}	Indutância de dispersão do transformador medida entre os terminais central e inferior do secundário
K_H	Coefficiente de perdas por histerese
K_E	Coefficiente de perdas por correntes parasitas

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	MICRORREDES	20
1.1.1	Microrrede c.c.	20
1.1.2	Padronização	22
1.2	MICRORREDE C.C. COM TRÊS NÍVEIS DE TENSÃO	25
1.2.1	Topologias de conversores c.c./c.c. de três portas	26
1.3	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DESTA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO	30
1.4	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	31
2	CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PROPOSTO	32
2.1	TOPOLOGIA PROPOSTA	32
2.2	MODELAGEM MATEMÁTICA	33
2.2.1	Cálculo das equações do modelo médio	33
2.2.2	Funções de transferência e diagramas de blocos	39
2.2.3	Validação do modelo matemático	41
2.3	DIMENSIONAMENTO DE CHAVES, CAPACITORES, INDUTORES, TRANSFORMADOR, <i>DRIVERS</i> E <i>SNUBBERS</i>	43
2.3.1	Projeto dos indutores	44
2.3.2	Projeto dos capacitores	45
2.3.3	Projeto do transformador	47
2.3.4	Esforços de tensões e correntes nos componentes do conversor	49
2.3.5	Dimensionamento das chaves e <i>drivers</i>	50
2.3.6	Projeto do circuito <i>snubber</i>	50
2.4	CONCLUSÃO	52
3	SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR PROPOSTO	53
3.1	MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO	53
3.2	PROJETO DOS CONTROLADORES	54
3.2.1	Projeto dos controladores do barramento de 24 V	54
3.2.2	Projeto dos controladores do barramento de 380 V	58
3.2.2.1	Projeto do controlador do barramento de 380 V para o MC	58
3.2.2.2	Projeto do controlador do barramento de 380 V para o MD	60
3.2.3	Projeto do controlador da corrente de magnetização do transformador	62
3.2.4	Sistema de controle completo do conversor	65
3.3	CONCLUSÃO	66

4	RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS	68
4.1	RESULTADOS SIMULADOS	68
4.1.1	Caso MD1	68
4.1.1.1	Teste 1: mudança nas tensões de referência	69
4.1.1.2	Teste 2: aplicações de cargas	71
4.1.1.3	Teste 3: remoções de cargas	74
4.1.2	Caso MD2	76
4.1.3	Caso MC	79
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81
4.2.1	Protótipo	81
4.2.2	Reprojeto dos controladores	84
4.2.2.1	Reprojeto dos controladores do barramento de 24 V	84
4.2.2.2	Reprojeto dos controladores do barramento de 380 V	87
4.2.2.3	Reprojeto do controlador da corrente de magnetização do transformador	89
4.2.3	Resultados experimentais do MD	90
4.2.3.1	Experimento 1: mudança na tensão de referência do barramento de 380 V	90
4.2.3.2	Experimento 2: inserção de carga no barramento de 380 V	92
4.2.3.3	Experimento 3: mudança na tensão de referência do barramento de 24 V	92
4.2.3.4	Experimento 4: inserção de carga no barramento de 24 V	93
4.2.3.5	Experimento 5: inserção de uma fonte de corrente no barramento de 24 V	94
4.2.3.6	Experimento 6: degrau de carga no barramento de 380 V quando uma fonte de corrente está conectada ao barramento de 24 V	95
4.3	CONCLUSÃO	97
5	CONCLUSÕES	98
5.1	TRABALHOS FUTUROS	99
	REFERÊNCIAS	100

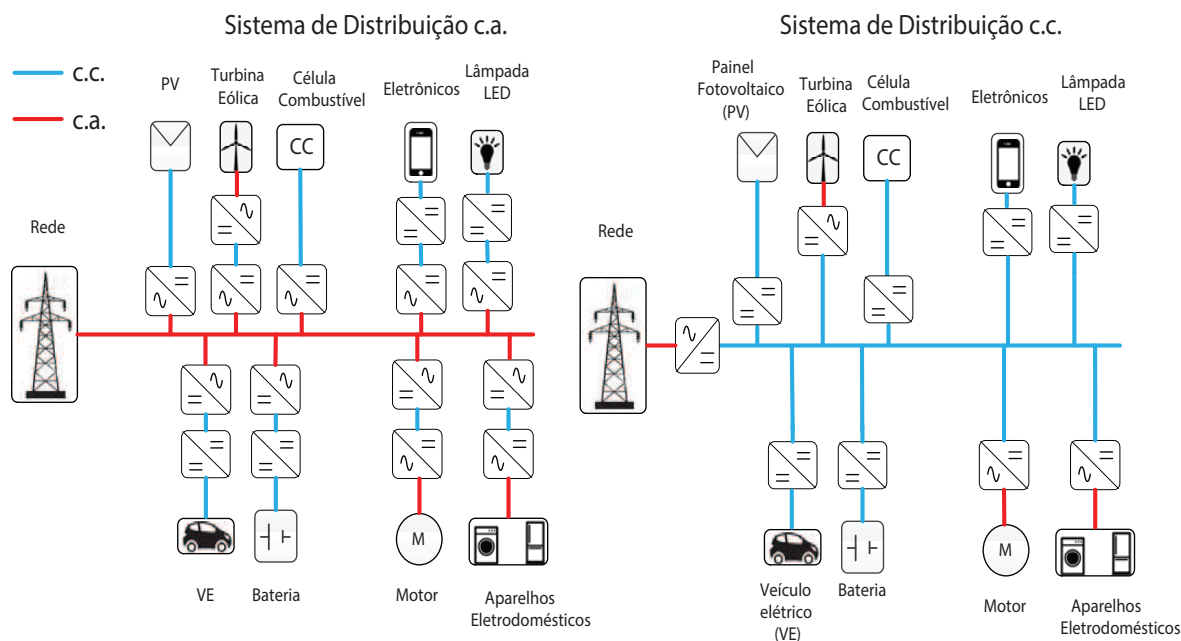
1 INTRODUÇÃO

Com os recentes avanços tecnológicos da eletrônica de potência, o aumento das cargas eletrônicas e o crescimento do uso de fontes renováveis de energia e sistemas de armazenamento de energia; uma questão antiga voltou à tona: é mais vantajoso utilizar corrente alternada (c.a.) ou corrente contínua (c.c.)? Essa questão pode ser traçada para fins do século 19, na época da batalha das correntes entre Edison e Tesla/Westinghouse (AILEE; TSCHUDI, 2012). Apesar de o sistema de c.c. ter sido pioneiro, as vantagens associadas à geração em c.a. foram preponderantes na época para a sua escolha, principalmente devido ao emprego do transformador para adequar os níveis de tensão, problemas intrínsecos dos comutadores das máquinas c.c. e a impossibilidade de transmissão em corrente contínua por longas distâncias, devido à transmissão em baixa tensão (ALVES, 2008). Em consequência dessa escolha, atualmente todos os sistemas elétricos de potência no mundo são baseados em c.a. Contudo, com os avanços tecnológicos atuais tudo mudou, e sistemas de potência baseados em c.c. oferecem vantagens interessantes com respeito a simplicidade, redução de custos e melhoria na eficiência (FAIRLEY, 2012).

Há vários fatores que influenciam se um sistema em c.a. ou c.c. é mais vantajoso, e as mudanças do cenário atual fazem que com estes fatores pendam para um sistema de c.c. em baixa tensão, no futuro. Por exemplo, sistemas em c.c. aumentam a eficiência dos sistemas de distribuição de energia e facilitam a integração de fontes descentralizadas e fontes renováveis de energia, de modo a reduzir a dependência de combustíveis fósseis e limitar a emissão de gases que provocam o efeito estufa (DIAZ et al., 2015).

Devido à necessidade de se aumentar a eficiência em sistemas de distribuição e aos avanços tecnológicos atuais da eletrônica de potência, um sistema em c.c. começa a ser uma alternativa viável aos sistemas tradicionais em c.a., principalmente em baixa tensão. Este tipo de sistema apresenta as seguintes vantagens em relação a um sistema em c.a.: i) um sistema em c.c. é a escolha natural para fontes renováveis de energia, como é o caso de painéis fotovoltaicos, células de combustíveis e baterias, visto que todas elas operam em c.c., ii) Sistemas de distribuição em c.c. são intrinsecamente mais eficientes que suas contrapartes em c.a., já que não há efeito pelicular, iii) atualmente, mais de 50 % das cargas em edifícios comerciais ou residenciais são eletrônicas, iv) interconectar e distribuir energia entre agentes (fontes, cargas e armazenamento) operando em c.c., através de um sistema de potência operando em c.c., evita conversões desnecessárias de c.c./c.a. e c.a./c.c., conversões que causam um desperdício de energia, v) A futura integração de veículos elétricos irá gerar um aumento do consumo em c.c., visto que seus sistemas de armazenamento são baterias ou células combustíveis (DIAZ et al., 2015). A Figura 1 mostra a redução dos estágios de conversão para cargas, sistemas de armazenamento e fontes, quando se muda de um sistema de distribuição em c.a. para c.c. em aplicações residenciais, num futuro onde a tecnologia *inverter* já esteja consolidada.

Figura 1 – Redução dos estágios de conversão ao se mudar de uma rede de distribuição residencial em c.a. para uma em c.c.



Fonte: adaptado de (DIAZ et al., 2015).

Sistemas de potência de baixa tensão em c.c. (*Low-Voltage Direct Current - LVDC*) têm sido largamente utilizados em aplicações aeroespaciais, automotivas e navais (GHAREEB; MOHAMED; MOHAMMED, 2013). Recentemente esses sistemas têm também migrado para aplicações industriais, especialmente para serviços de telecomunicações. Com respeito aos *data centers*, várias arquiteturas de sistemas em c.c. já foram estudadas (BECKER; SONNENBERG, 2011) e (PRATT; KUMAR; ALDRIDGE, 2007), e vários desses *data centers* já estão utilizando sistemas de potência LVDC. *Data centers* exigem sistemas altamente confiáveis, onde a integração de sistemas ininterruptos de energia é uma prioridade, desse modo a instalação de sistemas de distribuição em c.c. reduz os estágios de conversão consideravelmente, fazendo o sistema mais eficiente. Por exemplo, O laboratório nacional Lawrence Berkeley, nos Estados Unidos, mostrou uma melhoria na eficiência de cerca de 28 % com a mudança de um sistema de distribuição em c.a. para um em c.c. (AILEE; TSCHUDI, 2012).

Os Sistemas de distribuição em baixa tensão em c.a. têm recentemente começado a perder terreno para sistemas em c.c., no entanto, no caso de aplicações residenciais, sistemas c.c. ainda têm um longo caminho a percorrer. A falta de padronização ainda é o principal desafio que essa tecnologia precisa superar. Sistemas de distribuição LVDC mostram grandes vantagens em relação a integração com fontes renováveis de energia e sistemas armazenadores de energia. O desenvolvimento de soluções comerciais e aparelhos que operem nesses níveis de tensão, é o próximo passo para impulsionar as instalações de sistema de distribuição LVDC, especialmente quando apenas pequenas modificações forem necessárias nos conversores de potência desses

aparelhos (DIAZ et al., 2015).

1.1 MICRORREDES

O termo microrrede (MR) pode ser definido como o agrupamento de cargas e fontes de geração distribuídas (GD), também podendo conter sistemas de armazenamento de energia, formando um subsistema elétrico de potência, delimitado por fronteiras elétricas claramente definidas, que age como uma única entidade controlável em relação à rede elétrica principal e que se conecta e desconecta da rede pública de modo a permitir a operação em ambos os modos, ligada à rede ou ilhada da rede (LASSETER, 2002) e (LASSETER; PAIGI, 2004). Na Figura 2 é apresentado um exemplo da estrutura de uma microrrede.

Gerenciar uma microrrede é como gerenciar um pequeno sistema elétrico verticalmente integrado, sem o componente de transmissão, mas com componentes de geração e distribuição. Do ponto de vista da rede, a principal vantagem de uma microrrede é que ela é tratada como uma entidade controlável, dentro do sistema de potência, que pode operar como uma carga individual. Do ponto de vista do consumidor, microrredes são benéficas porque podem suprir suas demandas localmente quase que ininterruptamente. Do ponto de vista da rede são benéficas porque podem reduzir perdas na alimentação e melhorar a qualidade de energia (ALMADA, 2013) e (MARIAM; BASU; CONLON, 2013).

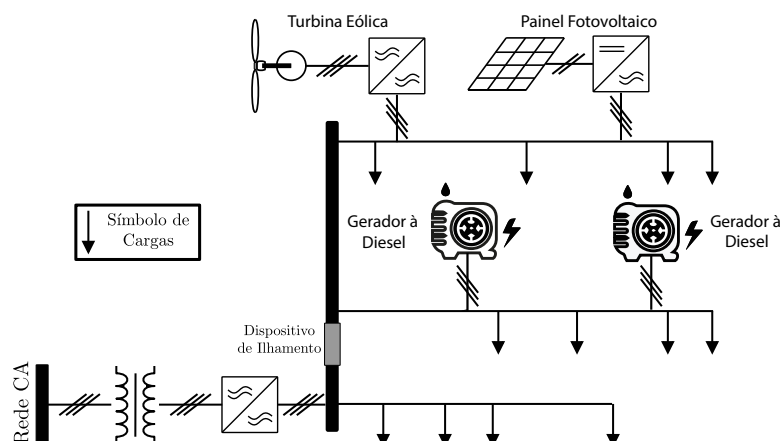
Uma microrrede é, portanto, um sistema com diferentes tecnologias de geração distribuída de pequeno porte, sistema de armazenamento de energia, sensores, equipamentos de proteção e controle, combinados com um software para controlar e gerenciar a oferta e a demanda de energia para um sistema energético de dimensão comunitária (ALMADA, 2013).

CrITÉRIOS tÉCNICOS e operacionais devem ser considerados na operaÇão de uma microrrede. Dentre os crITÉRIOS tÉCNICOS fundamentais pode-se citar: controle de tensão, frequênciA e qualidade da energia; esquemas de proteÇão; mudanÇa na magnitude e direÇão do fluxo de potênciA; condiÇoES de estado permanente e transitÓrio; margem de reserva, corte de carga e resposta à demanda. Como consideraÇoES operativas podem-se citar: seguranÇa (bloqueio / desbloqueio); coordenaÇão da proteÇão; balanço carga-geração; desequilÍbrio de carga e de fase; comunicaÇão; monitoramento; despacho da microrrede; e manutenÇão (ALMADA, 2013).

1.1.1 Microrrede c.c.

Analisando-se os perfis de consumo e os diferentes tipos de cargas, a grande maioria dos equipamentos utilizados para aplicaÇoES residenciais, comerciais e industriais necessitam de alimentaÇão em c.c. (JUSTO; MWASILU; JUNG, 2013) e (STRAMOSK, 2014). Processos de aquecimento quÍmicos ou fÍsicos não possuem grandes restriÇoES quanto à utilizaÇão de c.c. ou c.a. e sistemas de iluminaÇão utilizando lâmpadas eficientes e controlados por reatores eletrÔnicos são preferencialmente alimentados em c.c. No que diz respeito à geraÇão distribuída,

Figura 2 – Estrutura típica de uma microrrede em c.a.



Fonte: adaptado de (TAHIM, 2015).

a maior parte das aplicações não gera energia nas frequências típicas da rede, necessitando de conversores estáticos, c.c./c.a. ou c.a./c.c./c.a., para poder transferir energia à rede, implicando redução do rendimento da geração e aumento de perdas. Com relação ao armazenamento de energia, seja para suprir demanda ou para carregamento de baterias, este é feito essencialmente em c.c. (STRAMOSK, 2014).

Redes de distribuição em c.c. parecem propiciar certas vantagens importantes sobre redes c.a. quando inseridas no contexto de GD. Algumas das vantagens são:

- Menor número de conversões c.a./c.c. nas cargas (BLASI, 2013);
- Menor número de conversões c.c./c.a. nas unidades de fontes para cogeração (BLASI, 2013);
- Maior capacidade de transmissão de energia para uma mesma linha, pois apresenta maior estabilidade e menores perdas quando comparadas a uma transmissão em c.a. (MEAH; ULA, 2007);
- Necessidade de controle apenas do nível de tensão, sendo que o controle de frequência e sincronismos não se fazem necessários (JUSTO; MWASILU; JUNG, 2013);
- Maior facilidade de interconexão de sistema de armazenamento de energia, já que a grande maioria desses sistemas de armazenamento operam em c.c. (JUSTO; MWASILU; JUNG, 2013);
- Flexibilidade quanto à expansão da rede, devido a maior facilidade de gerenciar em c.c. o fluxo de energia entre cargas e fontes (DRAGICEVIC et al., 2016);
- Menores riscos para os seres humanos em baixíssima tensão, tensões menores que 220

V. Nesse nível de tensão o corpo humano é capaz de suportar maiores níveis de corrente em c.c., sem danos permanentes, em comparação com c.a. (IEC, 2005).

Muitos tópicos ainda devem ser melhor avaliados, entre eles: a confiabilidade das redes em c.c.; as tecnologias para a proteção de sistemas c.c. incluindo técnicas de aterramento apropriadas (SALOMONSSON; SODER; SANNINO, 2009); a necessidade de fluxo bidirecional de potência em vários pontos das redes de distribuição e os efeitos de campos eletromagnéticos gerados por correntes contínuas no ambiente de instalações elétricas (HELDWEIN, 2009). Ainda há pontos com claras desvantagens para as redes em c.c., entre os quais os mais importantes são: falta de padronização (DRAGICEVIC et al., 2016); a maior dificuldade em se interromper uma corrente (SALOMONSSON; SODER; SANNINO, 2009); custo elevado dos conversores c.c./c.c em relação aos transformadores, e a necessidade de substituição de mais de um século de trabalho e instalações em c.a. Esta última desvantagem deve ser cuidadosamente estudada, com o objetivo de que, no caso de migração de sistemas c.a. para sistemas c.c., esta seja feita objetivando o menor número de mudanças possíveis (HELDWEIN, 2009).

As microrredes c.c. são sistemas de distribuição de energia elétrica compostas basicamente por 5 elementos (STRAMOSK, 2014):

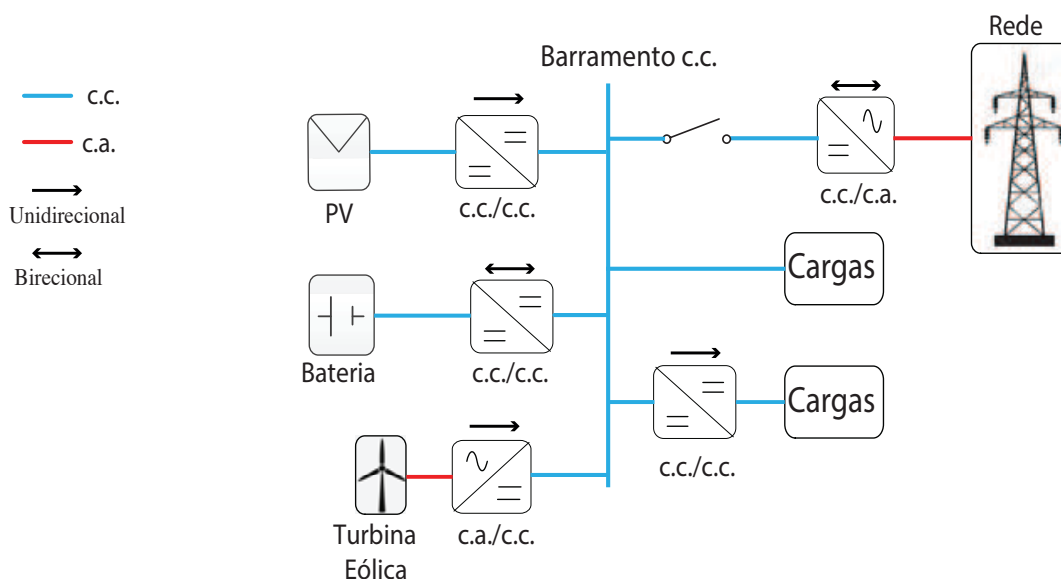
- Um conversor de potência para conexão com a rede de distribuição principal, por exemplo, um conversor bidirecional trifásico c.a./c.c. (retificador/inversor);
- Conversores c.c./c.c. para controlar os níveis de tensão no barramento e nas cargas.
- Elementos de armazenamento de energia como por exemplo baterias, rodas inerciais, etc;
- Fontes de energia renováveis ou não renováveis tais como painéis fotovoltaicos, geradores eólicos, células combustíveis, gerador à combustão interna etc;
- Cargas c.c. e cargas c.a., essas últimas desde que conectadas por um estágio inversor a MR c.c.

Conversores eletrônicos de potência desempenham papel importante para se fazer um bom uso das vantagens propiciadas por uma MR c.c., pois são utilizados para interligar diversos tipos de fontes geradoras, cargas e elementos de armazenamento, que possuem diferentes tipos de comportamento dinâmico. A arquitetura de uma MR c.c. básica é mostrada na Figura 3.

1.1.2 Padronização

Apesar de microrredes c.c. terem sido estudadas intensivamente nos últimos anos, ainda é uma tecnologia emergente que precisa superar um grande número de desafios antes de obter uma aceitação em larga escala em aplicações industriais e comerciais. A padronização ainda é uma grande barreira para a proliferação de microrredes c.c. Com o objetivo de promover microrredes

Figura 3 – Arquitetura de uma microrrede c.c. básica.



Fonte: adaptado de (STRAMOSK, 2014).

c.c., várias organizações têm se dedicado ao desenvolvimento padrões. A seguir serão discutidos alguns padrões existentes e outros em desenvolvimento (DRAGICEVIC et al., 2016).

O padrão europeu ETSI EN 300 132-3-1 discute sistemas LVDC (ETSI, 2011). Esse padrão foi designado para *data centers* e equipamentos de telecomunicações com níveis de tensão até 400 V. Em condições normais, considerando que uma longa extensão de cabeamento seja usada, a tensão de referência no terminal de entrada dos equipamentos é permitida variar dentro de limites específicos, i.e., 365 V com tolerância de 15 V para mais ou para menos. Condições anormais de operação como variações de tensão, afundamentos de tensão, interrupção temporária e picos de tensão são levados em consideração na norma. Requerimentos de aterramento, proteção e compatibilidade eletromagnética também são abordados na norma (DRAGICEVIC et al., 2016).

A EMerge Alliance[®] é uma associação industrial aberta fundada recentemente para promover microrredes c.c. em construções eficientes energeticamente. A visão da EMerge Alliance[®] é desenvolver arquiteturas avançadas e sistemas de controle baseados em microrredes c.c. para espaços interiores de edificações, residenciais e comerciais, *data centers* e espaços exteriores de edificações (EMERGE, 2008). Além de promover o uso de microrredes c.c. em aplicações industriais, a EMerge Alliance[®] tem também trabalhado em padrões de MR c.c. Embora ainda em desenvolvimento, os padrões preliminares para espaços interiores de edificações, residenciais e comerciais, e *data centers* já foram lançados (EMERGE, 2008). Como a maioria dos equipamentos que funcionam em c.c. trabalham com 12 ou 24 V, a EMerge Alliance[®] desenvolveu para espaços ocupados um padrão seguro LVDC de 24 V. Valores de

tensão acima de 30 V não são seguros quando o condutor está exposto (EMERGE, 2008). Para *data centers* foi desenvolvido um padrão de 380 V em c.c. Esse valor apresenta o melhor equilíbrio entre economia e segurança, além de ser o valor padrão da maioria das fontes de alimentação de computadores, veículos elétricos, servidores, etc (EMERGE, 2008).

A IEC SG4 estabeleceu um comitê técnico com o propósito de elaborar padrões para distribuição LVDC de até 1500 V (IEC, 2009). O objetivo deste comitê é coordenar a padronização de diferentes áreas onde sistemas de distribuição LVDC são utilizados, e.g., *data centers*, edifícios comerciais, veículos elétricos, etc. A IEC SG4 também se foca nas necessidades do mercado de modo a promover efetivamente sistemas LVDC em aplicações práticas. Considerando essas necessidades, eficiência energética, compatibilidade eletromagnética e redução do uso de recursos naturais também são levadas em conta. Métodos de medição, aterramento e proteção também são discutidos (DRAGICEVIC et al., 2016).

REbusTM é um padrão aberto, desenvolvido pela Pika Energy[®], de distribuição em c.c. para aplicações residenciais e comerciais (REBUS, 2013). A microrrede c.c. da REbusTM opera junto da rede c.a. pública, e coordena a operação da geração de energia renovável local. Sistemas de comunicações são incluídos para permitir o gerenciamento do nível de energia do sistema e a monitoração do estado de cada unidade de microrrede c.c. A tensão nominal de barramento do padrão REbusTM é de 380 V. No entanto, para casos de coordenação descentralizada de fontes, cargas e sistemas de armazenamento de energia, esse nível de tensão pode ser alterado dentro de um limite especificado (DRAGICEVIC et al., 2016).

Finalmente, deverá ser notado que o padrão IEEE 1547 também pode ser usado para normalizar a operação de microrredes c.c. Embora seja designado para sistemas de distribuição c.a. com fontes renováveis de energia, alguns de seus conceitos podem ser empregados em sistemas c.c. e, portanto, utilizados para a elaboração ou expansão de padrões de MR c.c. Este padrão cobre os diferentes modos de operação de MR, i.e., conectada à rede e ilhada da rede. Requerimentos para operação em condições normais e anormais também são discutidos, assim como questões de qualidade da energia, proteção e aterramento (DRAGICEVIC et al., 2016).

Segundo (DRAGICEVIC et al., 2016), entre as diferentes organizações que estão desenvolvendo os padrões para microrrede c.c., uma preocupação comum é a respeito do nível de tensão ideal para uma microrrede c.c. No presente momento, a opção mais provável parece ser 380 V como o nível de tensão nominal, especialmente para aplicações residenciais e *data centers*. Por outro lado, 48 ou 24 V podem ser selecionadas comumente como níveis de tensões auxiliares para aplicações de baixa tensão. Na tabela 1 tem-se um resumo dos padrões apresentados nesta seção.

Tabela 1 – Resumo dos padrões.

Padrão	Descrição	Nível de Tensão
REbus™	Padrão aberto de distribuição em c.c. para aplicações residenciais e comerciais	380 V
ETSI EN 300 132-3-1	Esse padrão foi designado para <i>data centers</i> e equipamentos de telecomunicações	400 V
EMerge Alliance®	Associação industrial aberta fundada recentemente para promover microrredes c.c. em construções eficientes energeticamente.	380 V e 24 V
IEC SG4	Estabeleceu um comitê técnico dedicado com o propósito de elaborar padrões para distribuição LVDC em diferentes áreas, e.g., <i>data centers</i> , edifícios comerciais, veículos elétricos, etc.	Até 1500 V
IEEE 1547	Designado para sistemas de distribuição c.a. com fontes renováveis de energia, alguns de seus conceitos podem ser empregados em sistemas c.c. e, portanto, utilizados para a elaboração ou expansão de padrões de MR c.c.	—

Fonte: próprio autor.

1.2 MICRORREDE C.C. COM TRÊS NÍVEIS DE TENSÃO

Tendo em vista o que foi apresentado anteriormente, chegou-se a um modelo de MR c.c. que pudesse ser implementada comercialmente, como mostrado na Figura 4. Esta MR c.c. possui três níveis de tensões diferentes: 24 V, 48 V e 380 V, e pode operar conectada à rede principal ou ilhada da rede. No barramento de 24 V poderão ser conectadas: as cargas menores e painéis fotovoltaicos. No barramento de 48 V será conectada uma bateria, de modo que a MR seja capaz funcionar ilhada da rede, quando for necessário. No barramento de 380 V poderão ser conectadas as cargas maiores, turbinas eólicas e painéis fotovoltaicos, além da conexão com a rede.

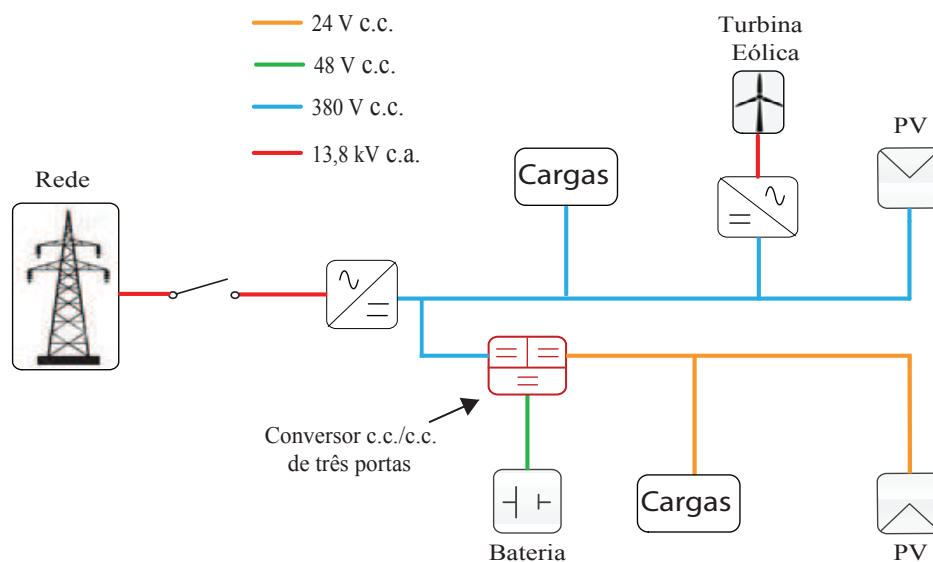
Para manter os barramentos desta MR em seus valores nominais, constatou-se a necessidade de uma topologia de conversor c.c./c.c. integrado que fosse capaz de controlar os três barramentos da MR c.c., estando a MR conectada ou desconectada da rede principal. A topologia de conversor capaz de atender aos requisitos da MR proposta é denominada de conversor c.c./c.c. de três portas. Desse modo o conversor c.c./c.c. de três portas deverá operar da seguinte forma a MR c.c.:

- Quando a MR estiver conectada à rede, o conversor c.c./c.c. de três portas será responsável por converter a tensão de 380 V para 48 V e 24 V, e controlar as tensões nos barramentos, de modo a alimentar as cargas corretamente e carregar a bateria. Enquanto conectada a energia excedente gerada pela MR deverá ser entregue à rede c.a.

- Quando a MR estiver desconectada da rede, as fontes de energia renováveis serão responsáveis por alimentar as cargas e a bateria. No caso das fontes de energia renováveis não serem suficientes para atenderem as demandas das cargas, a bateria entrará em operação para suprir a demanda.
- Quando as fontes de energia começarem a gerar energia suficiente para atender a demanda das cargas ou a MR voltar a ser conectada à rede, a bateria deverá parar de alimentar as cargas e voltar a ser carregada.

Para atender os requisitos para o controle efetivo da MR c.c., verifica-se que o conversor deve ser bidirecional em todas as suas portas, para poder conectar tanto cargas como fontes, deve ser também capaz de produzir um alto ganho de tensão em uma das portas, visto que em uma das portas a tensão será de 380 V e que seu controle garanta um desacoplamento entre os controles das tensões das portas, para haver liberdade de controle para as variáveis de controle de tensão de cada uma das portas. Para que a MR possa ser operada de maneira eficiente, foram estudadas, na seção a seguir, topologias de conversores c.c./c.c. de três portas que podem atender aos requisitos mencionados nesta seção.

Figura 4 – Microrrede c.c. com três níveis de tensão.



Fonte: próprio autor.

1.2.1 Topologias de conversores c.c./c.c. de três portas

Em um conversor de três portas não isolado todas as três portas do conversor são conectadas diretamente sem nenhuma isolamento galvânica. Muitos conversores de três portas não

isolados têm sido apresentados na literatura com diferentes estratégias de controle e modulação. A maioria destes conversores são derivados de conversores tradicionais como o *boost*, *buck*, *buck-boost*, *zeta*, *cuk* e *sepic*, adicionando-se um novo caminho pra o fluxo de potência, isto é uma nova variável de controle, como mostrado em (WU et al., 2013) e (DING et al., 2013). O ganho de tensão destes conversores é limitado. Para superar esta limitação, alguns conversores de três portas não isolados usam um indutor acoplado para estender a taxa de ganho de tensão, como mostrado em (CHEN; HUANG; YU, 2013). A topologia mostrada em (CHEN; HUANG; YU, 2013) tem aplicação em sistemas isolados e possui até quatro modos de operação relacionados a operação do painel fotovoltaico. Este conversor não permite que se conecte cargas e fontes em todas as suas portas.

Conversores de três portas isolados geralmente têm duas das três portas conectadas diretamente e uma terceira porta isolada galvanicamente das portas que estão conectadas diretamente. Conversores de três portas isolados podem ter ganhos maiores de tensão em comparação aos conversores de três portas não isolados devido ao uso de transformadores nas suas topologias. Um conversor de três portas baseado no conversor de meia-ponte é proposto e analisado em (QIAN et al., 2010), voltado para aplicações em satélites. Esta topologia é derivada do conversor de meia-ponte tradicional com a adição de um diodo e uma nova chave no lado primário do transformador, e a substituição de diodos por chaves no lado secundário do transformador. Todas as chaves do lado primário do conversor podem operar com chaveamento suave para uma grande faixa de condições operacionais. O fluxo de potência entre as três portas é controlado pelas razões de trabalho do braço do primário do transformador. Uma das chaves do braço do primário do transformador é utilizada para controlar duas das três portas do conversor, sendo essa a principal desvantagem desse conversor, pois não há uma independência entre as variáveis de controle de cada uma das três portas do conversor.

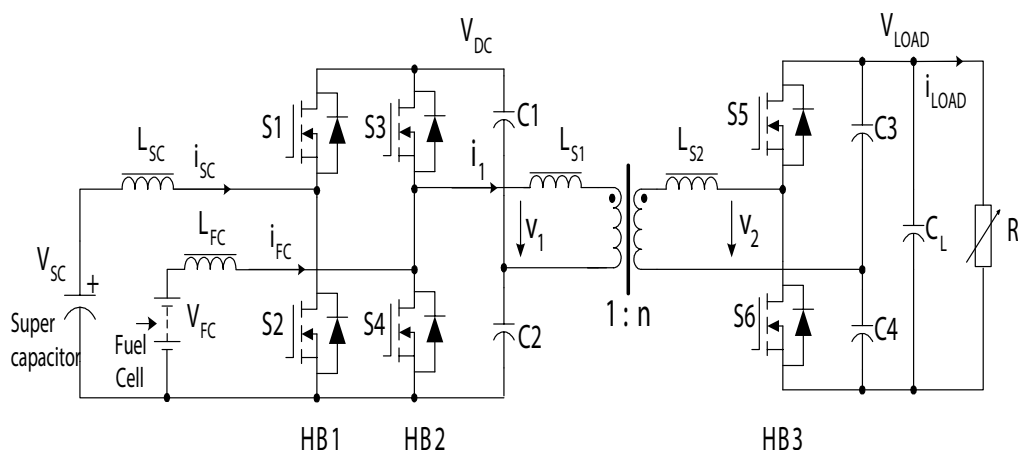
O conversor de ponte completa também pode ser utilizado para derivar novas topologias de conversores de três portas isolados. Dividindo-se os dois braços do lado primário do conversor de ponte completa em dois braços independentes, é possível conectar-se fontes diferentes a cada um deles. Um conversor de três portas derivado do conversor de ponte completa é proposto em (WU et al., 2012), voltado para aplicações com energia renovável. O conversor proposto neste artigo possui 3 modos de operação, chaveamento suave para todas as chaves do lado primário do conversor e é bidirecional em apenas duas das três portas, sendo essa sua principal desvantagem.

Um novo conversor de três portas bidirecional é proposto em (SUN et al., 2014) combinando dois conversores *buck-boost*. Este conversor possui 6 chaves, 3 indutores, 3 capacitores e um transformador. O lado primário do transformador tem uma estrutura entrelaçada, que pode ajudar a reduzir ondulações de corrente, e o lado secundário usa uma configuração de meia-ponte. A distribuição da energia entre as três portas é implementada utilizando-se o método de deslocamento de fase e a modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM). No primário, em uma das portas é conectado um painel fotovoltaico e na outra uma

bateria. No secundário é conectada uma carga. Esta topologia utiliza o método de deslocamento de fase para controlar a tensão do secundário do transformador e o fluxo de potência entre o primário e secundário do transformador. A principal desvantagem deste conversor é devido ao fato da relação entre fase e tensão ser não-linear, como resultado o controle deste conversor é não-linear e torna-se necessário linearizar seu controle para que ele opere de maneira efetiva.

O conversor desenvolvido por (TAO et al., 2005), mostrado na Figura 5, voltado para aplicações com sistemas de células combustíveis. Possui três barramentos de tensão, sendo dois de baixa tensão (entre 20 e 40 V) e um de alta (400 V), e conecta a cada barramento, respectivamente, uma célula combustível, um supercapacitor e uma carga. Esse conversor opera como um conversor *Boost* de meia-ponte dual. Há bidirecionalidade apenas entre a carga e o supercapacitor. A topologia utiliza 6 chaves semicondutoras e isola galvanicamente as fontes da carga. A operação da ponte HB1 pode ser dividida em dois modos: *Buck* e *Boost*, armazenamento de excesso de energia e fornecimento de energia pelo supercapacitor, respectivamente. A ponte HB2 tem a função de elevar a tensão vinda da célula de combustível e gerar um onda quadrada alternada de alta frequência. A razão de trabalho das pontes HB2 e HB3 são fixas em 50% e o fluxo de potência entre o primário e secundário do conversor é controlado pelo deslocamento de fase entre os sinais de controle das pontes HB2 e HB3, sendo estas as suas principais desvantagens. Esta topologia pode ser estendida para a conexão de múltiplas cargas, fontes e dispositivos de armazenamento, conforme descreve o autor.

Figura 5 – Conversor c.c./c.c. multi-entradas bidirecional para células combustíveis.

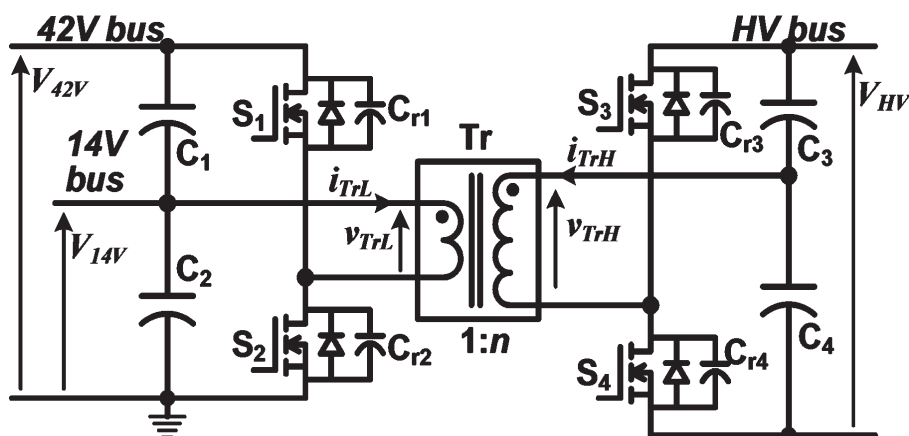


Fonte: (TAO et al., 2005).

Na Figura 6 é apresentado o conversor proposto por (SU; TANG, 2009) voltado para aplicações em veículos elétricos. Este conversor apresenta um funcionamento similar ao conversor proposto por (TAO et al., 2005), mas utilizando apenas 4 chaves semicondutoras e não requerendo nenhum circuito auxiliar ou controle complexo para realizar o chaveamento suave. Este conversor pode operar bidirecionalmente em todas as direções e possui três barramentos de tensão, sendo dois de baixa tensão (14 e 42 V) e um de alta (entre 200 a 500 V). A principal desvantagem se deve ao fato dele operar com uma razão de trabalho fixa ($D = 1/3$) para os

dois braços, deixando-o com menos liberdade para o controle das tensões dos barramentos que o conversor desenvolvido por (TAO et al., 2005). Esse conversor também controla o fluxo de potência pelo deslocamento de fase entre os sinais de controle das pontes do primário e secundário, sendo esta outra desvantagem deste conversor.

Figura 6 – Conversor c.c./c.c. de três níveis de tensão para gerenciamento de potência de veículos elétricos/híbridos.

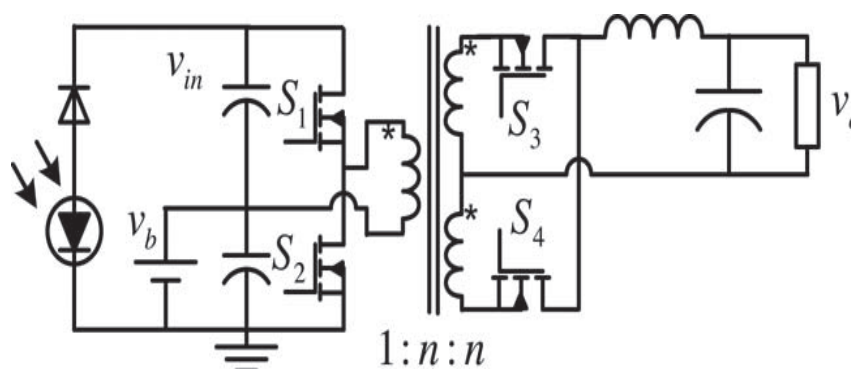


Fonte: (SU; TANG, 2009).

Em (WU et al., 2011) são apresentadas várias topologias de conversores c.c./c.c. de três portas para aplicações em sistemas isolados. A topologia mostrada na Figura 7 funciona como um conversor *Buck* em meia-ponte e possui três barramentos de tensão, sendo conectados a cada barramento um painel fotovoltaico, uma bateria e uma carga. Este conversor possui bidirecionalidade apenas entre a carga e a bateria. Nesta topologia a tensão na carga é controlada pela razão de trabalho da chave S_2 . A regulação da tensão do painel fotovoltaico, tensão da bateria e corrente da bateria é feita pela razão de trabalho da chave S_1 , sendo essa a principal desvantagem desse conversor. A soma das razões de trabalho S_1 e S_2 tem que ser menor que 1. Este conversor possui três modos de operação, sendo os modos: 1) duas saídas, quando o painel fotovoltaico fornece energia suficiente para carregar a bateria e alimentar a carga; 2) duas entradas, quando o painel e a bateria fornecem energia para alimentar a carga; e 3) uma entrada e uma saída, quando apenas a bateria fornece energia para alimentar a carga.

Como nenhuma das topologias estudadas atendiam aos requisitos de controle da MR c.c. de três níveis de tensão apresentada anteriormente, resolveu-se propor uma nova topologia de conversor c.c./c.c. de três portas. Para a topologia proposta neste trabalho utilizou-se a configuração em ponte do conversor de (TAO et al., 2005), o uso do barramento central de (SU; TANG, 2009) para gerar dois níveis de tensões diferentes e a configuração do secundário com derivação central e técnica de PWM de (WU et al., 2011). A descrição do funcionamento do conversor proposto neste trabalho será descrita em detalhes no Capítulo 2. Na Tabela 2 é mostrado um resumo dos conversores utilizados para a concepção do conversor proposto neste trabalho.

Figura 7 – Conversor c.c./c.c. de três portas em meia-ponte com regulação síncrona.



Fonte: (WU et al., 2011).

Tabela 2 – Resumo do conversores utilizados para a concepção do conversor proposto neste trabalho.

Conversor	Descrição	Restrições/Desvantagens
(TAO et al., 2005)	- Voltado para aplicações com sistemas de células de combustível; - Utiliza 6 chaves (3 braços); - Conectam-se a cada barramento: uma célula de combustível, um supercapacitor e uma carga.	- Razões de trabalho fixas nos braços HB2 e HB3; - Controle por deslocamento de fase.
(SU; TANG, 2009)	- Voltado para aplicações em veículos elétricos; - Utiliza 4 chaves (2 braços); - Conectam-se a cada barramento: uma carga, uma baterias e um alternador	- Opera com uma razão de trabalho fixa ($D = 1/3$) para os dois braços; - Controle por deslocamento de fase.
(WU et al., 2011)	- Voltado para aplicações em sistemas isolados; - 4 chaves (1 braço); - Conectam-se a cada barramento: um painel fotovoltaico, uma bateria e uma carga.	- A regulação da tensão do painel fotovoltaico, tensão da bateria e corrente da bateria é feita apenas pela razão de trabalho da chave S_1

Fonte: próprio autor.

1.3 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DESTA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

O estudo da operação e controle de uma nova topologia de um conversor c.c./c.c. de três portas que possa operar em uma MR c.c de três níveis de tensão são os objetivos gerais desta dissertação de mestrado. As contribuições deste trabalho são listadas a seguir:

1. Proposta de uma nova topologia de um conversor c.c./c.c. de três portas;
2. Modelagem matemática, simulação e projeto dos componentes do conversor proposto;

3. Estudo do controle e projeto de controladores para o conversor c.c./c.c. de três portas proposto;
4. Montagem e análise experimental do conversor c.c./c.c. três portas proposto;

1.4 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

- **Capítulo 2** - Nesse capítulo é apresentada uma nova topologia de conversor c.c./c.c. de três portas bidirecional isolado e é realizada a modelagem matemática do conversor proposto e o projeto dos componentes para a construção do protótipo;
- **Capítulo 3** - É realizado o projeto dos controladores do conversor proposto;
- **Capítulo 4** - Apresentação dos resultados simulados e experimentais.
- **Capítulo 5** - Apresenta as conclusões do estudo realizado, julgando as virtudes e defeitos do conversor proposto e ponderando possíveis pontos de melhoria para trabalhos futuros.

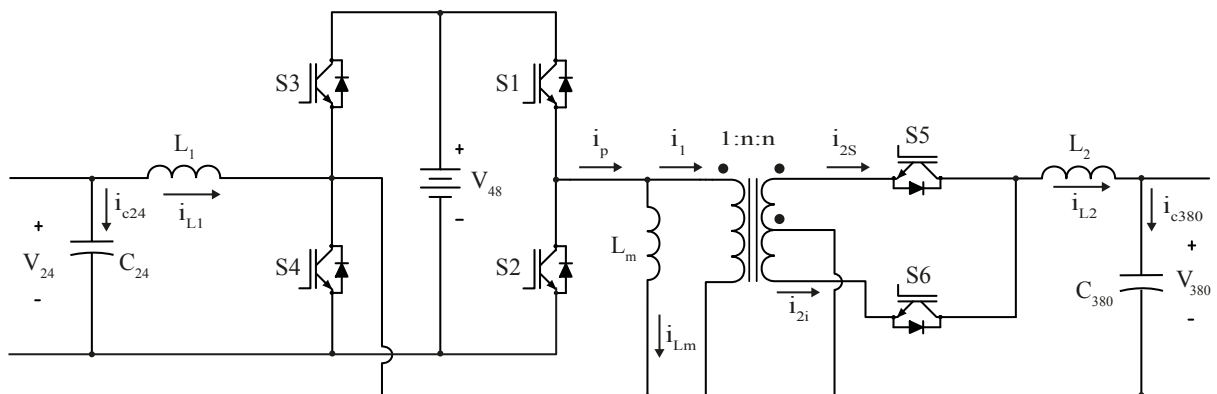
2 CONVERSOR DE TRÊS PORTAS PROPOSTO

Neste capítulo, uma nova topologia de conversor c.c./c.c. de três portas para operação em microrredes c.c. é proposta. Primeiramente, são dadas explanações a respeito de seu funcionamento. Em seguida, é calculado o modelo matemático do conversor e realizada uma comparação entre o este modelo e seu modelo simulado. Finalizando, são dimensionamento os componentes do conversor proposto.

2.1 TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta neste trabalho tem sua concepção a partir dos conversores apresentados no Capítulo 1. O conversor proposto é um conversor c.c./c.c. de três portas isolado de 500 W bidirecional em todas as portas, conforme mostrado na Figura 8. Possui 6 chaves semicondutoras de potência e opera como um conversor *buck* bidirecional em ponte para o lado do barramento de 380 V, lado secundário do conversor, e como um *buck* bidirecional para o lado do barramento de 24 V, lado primário do conversor. O barramento de 48 V é o barramento central do primário do conversor. A escolha de um transformador com derivação central reduz o número de capacitores no secundário do conversor. A principal vantagem deste conversor em relação aos apresentados anteriormente se deve ao fato de termos variáveis de controle independentes para o controle dos barramentos de tensão e controle da corrente de magnetização do transformador. O controle do barramento de 24 V é realizado pela razão de trabalho da chave S_3 (D_3). A razão de trabalho da chave S_2 (D_2) controla a tensão do barramento de 380 V. A razão de trabalho da chave S_1 (D_1) é responsável pelo controle da corrente de magnetização do transformador.

Figura 8 – Conversor c.c./c.c. de três portas proposto.



Fonte: próprio autor.

Este conversor tem como restrição que $D_3 < (1 - D_1)$, que $D_3 > D_2$ e que $D_1 + D_2 < 1$. A restrição $D_1 + D_2 < 1$ evita que ocorra um curto no braço contendo as chaves S_1 e S_2 . As demais restrições garantem que haja um desacoplamento entre o barramento de 24 V e 380 V.

Embora sejam possíveis até 8 estados para este conversor apenas 4 estados são utilizados devido as restrições descritas anteriormente, como mostrado na tabela 3.

Tabela 3 – Estados possíveis das chaves.

Estado	Chaves			Permissão	Restrição
	S_1	S_2	S_3		
Estado 1	Fechada	Aberta	Aberta	Permitido	—
Estado 2	Aberta	Aberta	Aberta	Permitido	—
Estado 3	Aberta	Aberta	Fechada	Permitido	—
Estado 4	Aberta	Fechada	Fechada	Permitido	—
Estado 5	Fechada	Fechada	Fechada	Proibido	$D_1 + D_2 < 1$
Estado 6	Fechada	Fechada	Aberta	Proibido	$D_1 + D_2 < 1$
Estado 7	Aberta	Fechada	Aberta	Proibido	$D_3 > D_2$
Estado 8	Fechada	Aberta	Fechada	Proibido	$D_3 < 1 - D_1$

Fonte: próprio autor.

2.2 MODELAGEM MATEMÁTICA

Na seções subsequentes serão detalhados a modelagem matemática do conversor proposto e o projeto dos componentes para a construção do protótipo do mesmo.

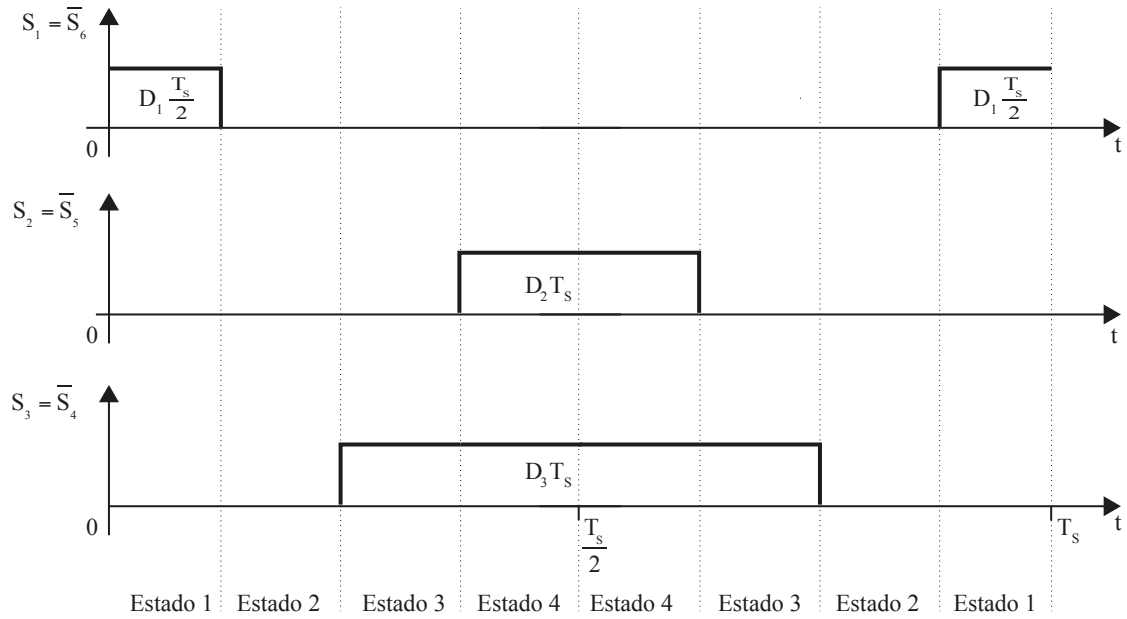
2.2.1 Cálculo das equações do modelo médio

Para efeito de cálculos será considerado que apenas cargas estão ligadas aos barramentos de 24 e 380 V, que as resistências das chaves são desprezíveis, que uma bateria está ligada ao barramento de 48 V e que o circuito equivalente do transformador contém apenas a indutância de magnetização. Este conversor possui quatro estados de operação com PWM padrão espelhado, como mostrado na Figura 9. As chaves S_4, S_5, S_6 são complementares, respectivamente, às chaves S_3, S_2, S_1 . As razões de trabalho das chaves S_3, S_2, S_1 são geradas pela comparação de um valor de referência com uma onda triangular. Observando-se que $T_s = t_{on} + t_{off}$, $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ e $1 - D = \frac{t_{off}}{T_s}$. A seguir será aplicada a técnica do modelo médio em espaços de estados.

Estado 1:

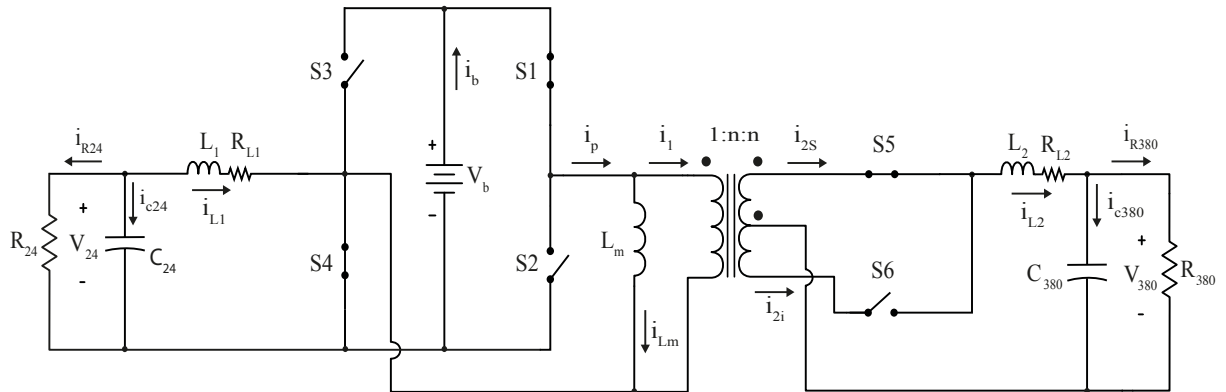
Tomando as equações das tensões e correntes nos elementos reativos da Figura 10 podemos escrever a matriz de estados do estado 1:

Figura 9 – Padrão espelhado do PWM do conversor proposto.



Fonte: próprio autor.

Figura 10 – Estado 1 do conversor.



Fonte: próprio autor.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{24}R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{380}R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L_2} \\ \frac{1}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (1)$$

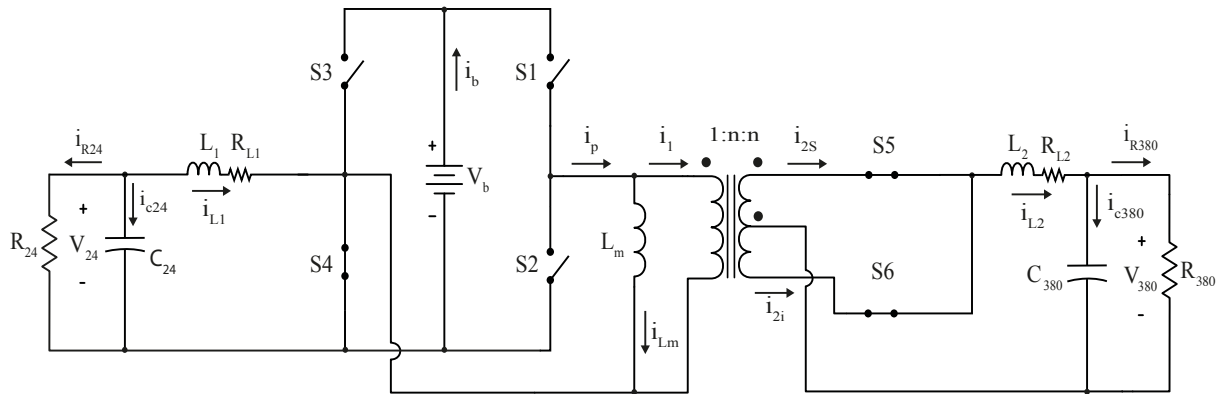
Multiplicando-se a matriz acima pela razão de trabalho do estado 1 temos:

$$[D_1] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-D_1 R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{D_1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-D_1 R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-D_1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-D_1}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-D_1}{C_{24} R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{D_1}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-D_1}{C_{380} R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{nD_1}{L_2} \\ \frac{D_1}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (2)$$

Estado 2:

Neste estado é fornecido um caminho de roda livre para as corrente do indutor L_2 , Figura 11. Temos então a matriz de estados do estado 2:

Figura 11 – Estado 2 do conversor.



Fonte: próprio autor.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{24} R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{380} R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (3)$$

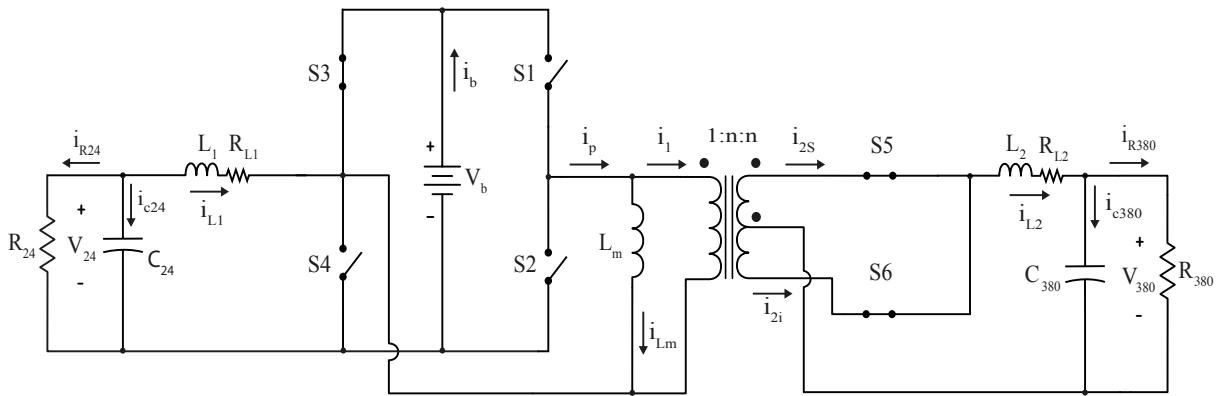
Multiplicando-se a matriz acima pela razão de trabalho do estado 2 temos:

$$[1 - D_1 - D_3] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(1-D_1-D_3)R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1-D_1-D_3}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-(1-D_1-D_3)R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-1-D_1-D_3}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-(1-D_1-D_3)}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-(1-D_1-D_3)}{C_{24}R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{1-D_1-D_3}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-(1-D_1-D_3)}{C_{380}R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (4)$$

Estado 3:

O estado 3 é similar ao estado 2, com a diferença apenas na tensão aplicada no indutor L_1 , Figura 12.

Figura 12 – Estado 3 do conversor.



Fonte: próprio autor.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{24}R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{380}R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (5)$$

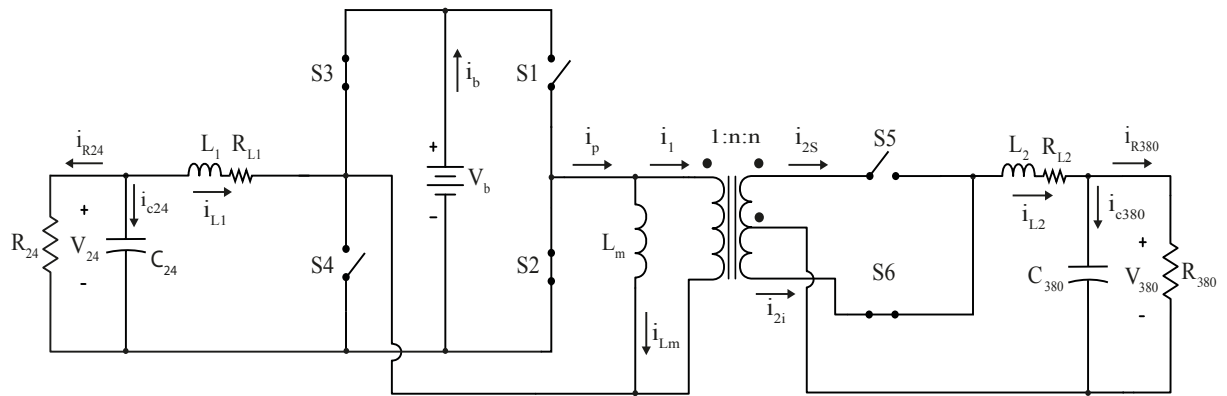
Multiplicando-se a matriz acima pela razão de trabalho do estado 3 temos:

$$[D_3 - D_2] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(D_3-D_2)R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{D_3-D_2}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-(D_3-D_2)R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-(D_3-D_2)}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-(D_3-D_2)}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-(D_3-D_2)}{C_{24}R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{(D_3-D_2)}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-(D_3-D_2)}{C_{380}R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-(D_3-D_2)}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (6)$$

Estado 4:

No estado 4 temos as chaves S_1, S_4, S_5 abertas e as chaves S_2, S_3, S_6 fechadas. Tomando as equações das tensões e correntes nos elementos reativos da Figura 13 temos:

Figura 13 – Estado 4 do conversor.



Fonte: próprio autor.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{24}R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{380}R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_1} \\ \frac{n}{L_2} \\ \frac{-1}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (7)$$

Multiplicando-se a matriz acima pela razão de trabalho do estado 4 temos:

$$[D_2] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-D_2 R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{D_2}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-D_2 R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-D_2}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-D_2}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-D_2}{C_{24} R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{D_2}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-D_2}{C_{380} R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-D_2}{L_1} \\ \frac{n D_2}{L_2} \\ \frac{-D_2}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (8)$$

Somando, as equações (2), (4), (6) e (8), e manipulando-as algebricamente, chegamos à matriz do modelo médio em espaços de estados:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{24} R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{380} R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-D_3}{L_1} \\ \frac{n(D_1 + D_2)}{L_2} \\ \frac{(D_1 - D_2)}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_b]. \quad (9)$$

Usando as variáveis auxiliares V_4 , V_2 e V_{Lm} :

$$V_4 = D_3 V_b, \quad (10)$$

$$V_2 = n V_b (D_1 + D_2), \quad (11)$$

$$V_{Lm} = V_b (D_1 - D_2). \quad (12)$$

A equação do modelo médio em espaços de estados fica:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{-R_{L2}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{24}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{24} R_{24}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{380}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{380} R_{380}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{Lm} \\ V_{24} \\ V_{380} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-V_4}{L_1} \\ \frac{V_2}{L_2} \\ \frac{V_{Lm}}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Em regime permanente obtemos as seguintes equações:

$$\begin{cases} V_{24} = V_4 = V_b D_3 \\ V_{380} = V_2 = nV_b(D_1 + D_2) \\ V_{Lm} = 0 \\ i_{L1} = \frac{-V_{24}}{R_{24}} = -i_{R24} \\ i_{L2} = \frac{V_{380}}{R_{380}} = i_{R380} \end{cases} . \quad (14)$$

Das equações em regime permanente, observa-se que a tensão do barramento de 24 V, V_{24} , depende apenas da razão de trabalho D_3 e que a tensão do barramento de 380 V, V_{380} , depende das razões de trabalho D_1 e D_2 .

2.2.2 Funções de transferência e diagramas de blocos

Usando a transformada de Laplace, $F(s) = \mathcal{L}\{\bar{f}\}$, nas linhas da matriz do modelo médio em espaço de estado, matriz (13), é possível obter-se as funções de transferência do conversor proposto.

Escolhendo a 1ª linha da matriz do modelo médio em espaço de estado e aplicando Laplace, temos:

$$sL_1 I_{L1} = V_{24} - V_4 - R_{L1} I_{L1}. \quad (15)$$

Manipulando-se a equação:

$$I_{L1} = \left(\frac{V_{24} - V_4}{sL_1 + R_{L1}} \right) = \frac{V_{L1}}{sL_1 + R_{L1}}. \quad (16)$$

$F_1(s)$ é dada por:

$$F_1(s) = \frac{I_{L1}}{V_{L1}} = \frac{1}{sL_1 + R_{L1}}. \quad (17)$$

Aplicando Laplace na 2ª linha da matriz do modelo médio em espaço de estado, temos:

$$sL_2 I_{L2} = V_2 - V_{380} - R_{L2} I_{L2}. \quad (18)$$

Manipulando-se a equação:

$$I_{L2} = \frac{V_2 - V_{380}}{sL_2 + R_{L2}} = \frac{V_{L2}}{sL_2 + R_{L2}}. \quad (19)$$

$F_2(s)$ é dada por:

$$F_2(s) = \frac{I_{L2}}{V_{L2}} = \frac{1}{sL_2 + R_{L2}}. \quad (20)$$

Aplicando Laplace na 3ª linha da matriz do modelo médio em espaço de estado, temos:

$$sL_m I_{Lm} = V_{Lm}. \quad (21)$$

$F_3(s)$ é dada por:

$$F_3(s) = \frac{I_{Lm}}{V_{Lm}} = \frac{1}{sL_m}. \quad (22)$$

Aplicando Laplace na 4ª linha da matriz do modelo médio em espaço de estado, temos:

$$sC_{24}V_{24} = \left(\frac{-V_{24}}{R_{24}} - I_{L1} \right) = I_{c24}. \quad (23)$$

Assim $F_4(s)$ é dada por:

$$F_4(s) = \frac{V_{24}}{I_{c24}} = \frac{1}{sC_{24}}. \quad (24)$$

Aplicando Laplace na 5ª linha da matriz do modelo médio em espaço de estado, temos:

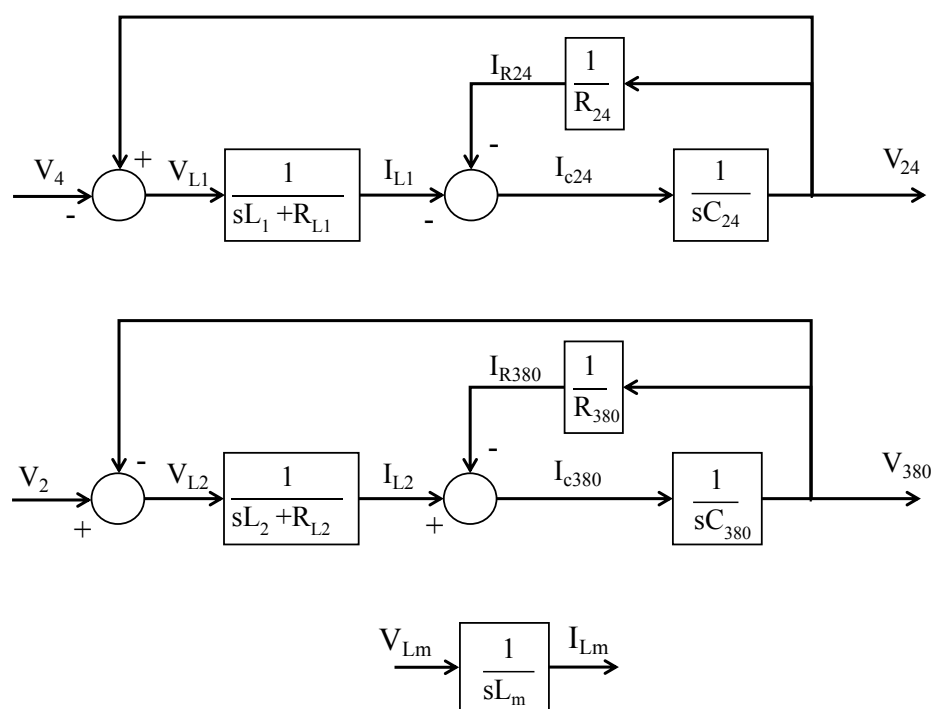
$$sC_{380}V_{380} = \left(I_{L2} - \frac{V_{380}}{R_{380}} \right) = I_{c380}. \quad (25)$$

Assim temos que $F_5(s)$ é:

$$F_5(s) = \frac{V_{380}}{I_{c380}} = \frac{1}{sC_{380}}. \quad (26)$$

A partir das funções de transferência e das equações do modelo médio, calculadas anteriormente, é possível montar diagramas de blocos que representam o sistema, como mostrado na Figura 14. Dos diagramas de blocos verifica-se que I_{L1} pode ser controlado por V_4 , V_{24} por I_{L1} , I_{L2} por V_2 , V_{380} por I_{L2} e I_{Lm} por V_{Lm} .

Figura 14 – Diagrama de blocos do conversor.



Fonte: próprio autor.

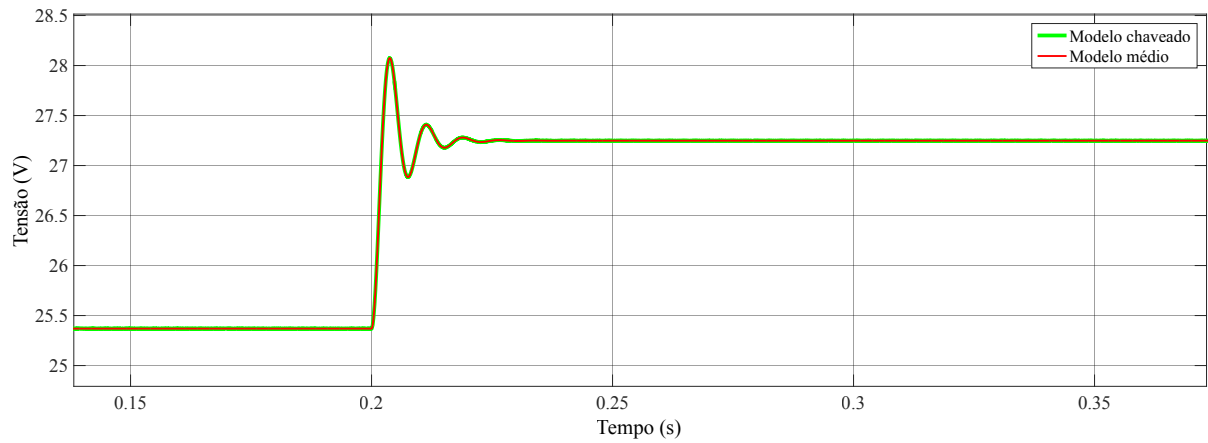
2.2.3 Validação do modelo matemático

Para demonstrar a validade de se utilizar o modelo médio do conversor é feita uma comparação em malha aberta entre do modelo médio, obtido na seção anterior, e o chaveado. As comparações são feitas por simulação, utilizando o ambiente Simulink[®] do MATLAB[®], aplicando-se uma perturbação nas razões de trabalho do conversor e verificado as respostas das variáveis a essas perturbações.

Com D_1 e D_2 mantidos em 0,4, alterou-se o valor de D_3 de 0,54 para 0,58, aos 2 ms, e verificou-se o transitório em V_{24} e i_{L1} , figuras 15 e 16. Pelos gráficos observa-se que as curvas do modelo médio acompanham o as do valor chaveado.

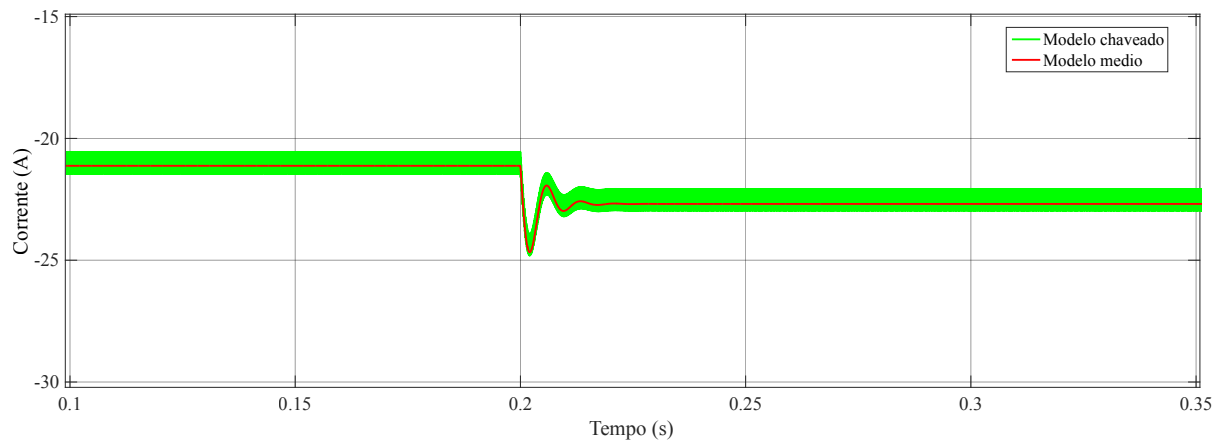
Com D_1 mantido em 0,4 e D_3 em 0,54, alterou-se o valor de D_2 de 0,4 para 0,424, aos 2 ms, e verificou-se o transitório em V_{380} , i_{L2} e i_{Lm} , figuras 17, 18 e 19. Pelos gráficos observa-se que as curvas do modelo médio acompanham o as do valor chaveado.

Figura 15 – Comparação da tensão no barramento de 24 V entre o modelo médio e o chaveado.



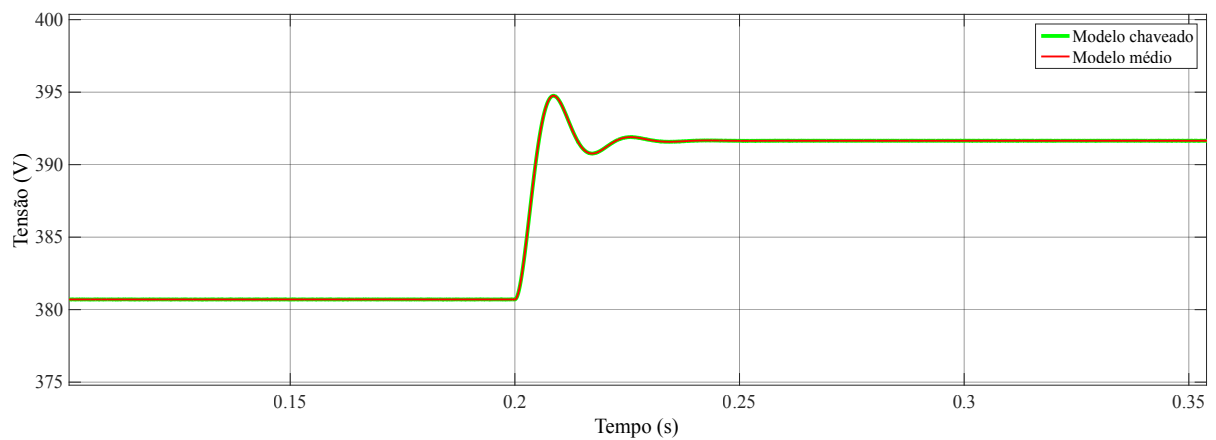
Fonte: próprio autor.

Figura 16 – Comparação da corrente no indutor L_1 entre o modelo médio e o chaveado.

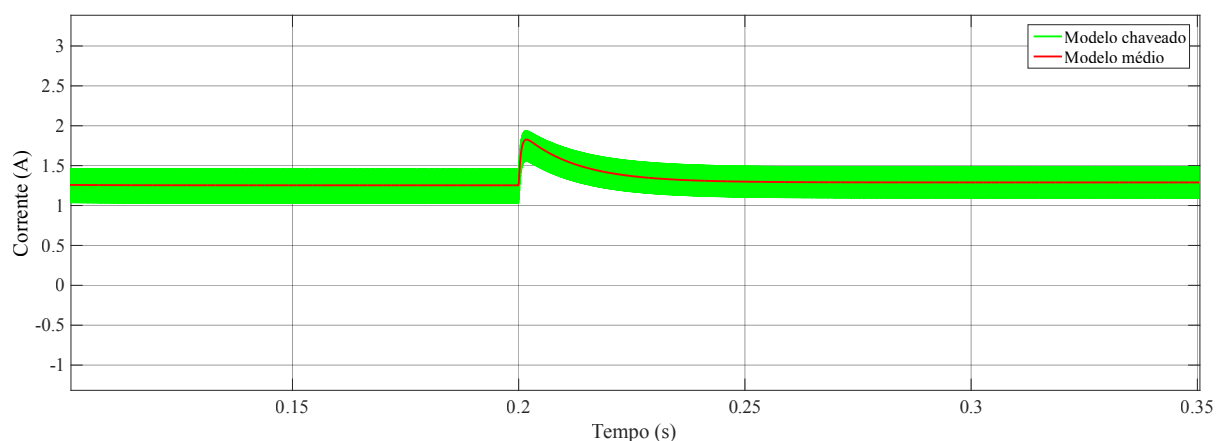


Fonte: próprio autor.

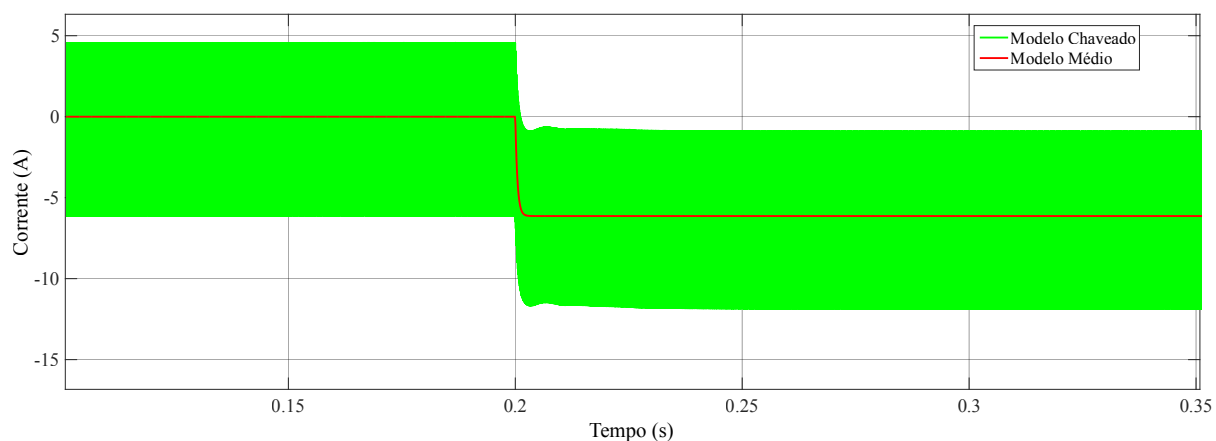
Figura 17 – Comparação da tensão no barramento de 380 V entre o modelo médio e o chaveado.



Fonte: próprio autor.

Figura 18 – Comparação da corrente no indutor L_2 entre o modelo médio e o chaveado.

Fonte: próprio autor.

Figura 19 – Comparação da corrente na indutância L_m entre o modelo médio e o chaveado.

Fonte: próprio autor.

2.3 DIMENSIONAMENTO DE CHAVES, CAPACITORES, INDUTORES, TRANSFORMADOR, DRIVERS E SNUBBERS

O conversor será projetado para uma potência de 500 W. Em malha aberta para que a tensão da porta de 24 V alcance seu valor nominal é necessário que D_3 seja igual a 0,5, como mostrado na eq(14). Para que a porta de 380 V alcance seu valor nominal é preciso que o transformador tenha um alto ganho de tensão, já que as tensões do lado primário são de 24 e 48 V, e que se obedeça as restrições das razões de trabalho do conversor, logo D_1 e D_2 têm que ser menores que 0,5. A partir da 2ª linha da eq(14), com D_1 e D_2 iguais a 0,4, calcula-se o valor de n para que o transformador atinja os 380 V, assim temos que o n calculado é igual a 9,89, arredondando esse valor para 10 temos que a relação de espiras do primário para o secundário do transformador deve ser de 1:10. Escolheu-se então o valor da relação de espiras de 1:10, pois além de proporcionar um alto ganho, evita que os valores de tensão nas chaves do secundário do

transformador sejam muito elevados, facilita a confecção do transformador e garante valores mais elevados para as razões de trabalho de D_1 e D_2 , evitando assim problemas de resolução do PWM. Para a ondulação máxima de tensão escolheu-se um valor de 1%, pois esse é o valor usual em fontes chaveadas (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995). As especificações do conversor estão resumidas na tabela 4.

Tabela 4 – Especificações do conversor.

Especificação	Valor
Potência do conversor (P)	500 W
Frequência de chaveamento (f)	20 kHz
Tensão nominal da bateria (V_b)	48 V
Tensão nominal do barramento de 24 V (V_{24})	24 V
Tensão nominal do barramento de 380 V (V_{380})	380 V
Razão de trabalho nominal da chave S_1 (D_1)	0,4
Razão de trabalho nominal da chave S_2 (D_2)	0,4
Razão de trabalho nominal da chave S_3 (D_3)	0,5
Ondulação máxima da tensão (ΔV)	1%

Fonte: próprio autor.

2.3.1 Projeto dos indutores

- Para o indutor L_1 :

Quando C_{24} está carregado ,tensão nominal de 24 V, temos que $I_{R24} = I_{L1}$, assim:

$$P = V_{24} \cdot I_{L1}. \quad (27)$$

$$I_{L1} = \frac{P}{V_{24}} = \frac{500}{24} \approx 20,84 \text{ A}. \quad (28)$$

Como no barramento de 24 V será conectado um painel fotovoltaico, deseja-se que o rendimento desse painel seja maximizado, assim é necessário que a ondulação de corrente seja muito baixa, em torno de 5% (KHATEB et al., 2015). Assim para o indutor L_1 , com uma ondulação na corrente de 5% e com a razão de trabalho $D_3 = 0,5$, temos que:

$$L_1 = \frac{(1 - D_3) \cdot V_b \cdot D_3}{f \cdot \Delta I_{L1}} = \frac{0,5 \cdot 48 \cdot 0,5}{20000 \cdot 0,05 \cdot 20,84} \approx 576 \mu H. \quad (29)$$

Utilizando o *software* livre Calcbob® (ALMEIDA, 2002) para o cálculos do indutor, foi fabricado um indutor de núcleo de ar com uma indutância medida de 630 μH , optou-se por deixar essa indutância.

- Para o indutor L_2 :

Quando C_{380} está carregado, tensão nominal de 380 V, temos que $I_{R380} = I_{L2}$, assim:

$$I_{L2} = \frac{P}{V_{380}} = \frac{500}{380} \approx 1,32 \text{ A.} \quad (30)$$

Para o indutor L_2 , com uma ondulação de 30% na corrente e $D_1 = D_2 = 0,4$, temos que:

$$L_2 = \frac{(D_1 + D_2)(nV_b - V_{c0})}{f \cdot \Delta I_{L2}} = \frac{0,8 \cdot (10 \cdot 48 - 380)}{20000 \cdot 0,3 \cdot 1,32} \approx 10 \text{ mH.} \quad (31)$$

Utilizando o *software* livre CalcBob® (ALMEIDA, 2002) para os cálculos do indutor, foi fabricado um indutor de núcleo de ar com uma indutância medida de 10,33 mH.

2.3.2 Projeto dos capacitores**- Para o capacitor C_{24} :**

Para o barramento de 24 V, considerando-se uma ondulação de 1% para tensão e 5% para corrente, temos que a capacitância mínima tem que ser:

$$C_{24} = \frac{\Delta I_{L1}}{8 \cdot f \cdot \Delta V_{24}} = \frac{0,05 \cdot 20,84}{8 \cdot 20000 \cdot 0,01 \cdot 24} > 27,135 \mu F. \quad (32)$$

Deseja-se também que a variação de tensão ao se adicionar ou remover uma carga de 500 W do barramento de 24 V seja de 10%. A Figura 20 representa o modelo elétrico equivalente do barramento de 24 V. Através de simulação é aplicada/removida uma carga de 500 W do barramento de 24 V, verificou-se que se o controle de corrente do barramento de 24 V tiver um tempo de subida de pelo menos 200 μs a condição de variação de tensão de 10% é satisfeita, o controle de corrente do barramento de 24 V será explicado no Capítulo 3.

Assim o cálculo da capacitância necessária para atender a condição de variação de tensão de 10% é dado por:

$$E_{carga} = P_{carga} \cdot t_{subida} = 500 \cdot 200 \mu = 0,1 \text{ J.} \quad (33)$$

$$\Delta E_{C24} = E_{C24i} - E_{C24f} = \frac{1}{2} C_{24} V_{24i}^2 - \frac{1}{2} C_{24} V_{24f}^2 \geq E_{carga}. \quad (34)$$

Considerando-se que o capacitor está inicialmente carregado e que deseja-se uma variação de tensão de 10% ao se conectar uma carga ao barramento, Figura 20:

$$\frac{1}{2}C_{24}(24^2 - (0,9 \cdot 24)^2) \geq 0,1. \quad (35)$$

Temos que:

$$C_{24} \geq 1827,4 \mu F. \quad (36)$$

Obedecendo as condições calculadas, escolheu-se um capacitor de 2200 μF e 63 V.

- Para o capacitor C_{380} :

Para o barramento de 380 V, considerando-se uma ondulação de 1% para tensão e 30% para corrente, temos que a capacitância mínima tem que ser:

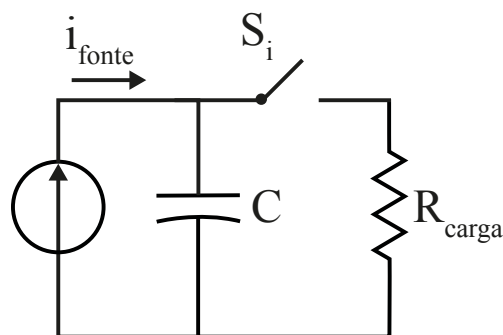
$$C_{380} = \frac{\Delta I_{L2}}{8 \cdot f \cdot \Delta V_{380}} = \frac{0,3 \cdot 1,32}{8 \cdot 20000 \cdot 0,01 \cdot 380} > 0,65 \mu F. \quad (37)$$

Deseja-se também que a variação de tensão ao se adicionar ou remover uma carga de 500 W do barramento de 380 V seja de 10%. A Figura 20 representa o modelo elétrico equivalente do barramentos de 380 V. Através de simulação é aplicada/removida uma carga de 500 W do barramento 380 V, verificou-se que se o controle de corrente do barramento de 380 V tiver um tempo de subida de pelo menos 500 μs a condição de variação de tensão de 10% é satisfeita. O controle de corrente do barramento de 380 V será explicado no Capítulo 3.

Assim o cálculo da capacitância necessária para atender a condição de variação de tensão de 10% é dado por:

$$E_{carga} = P_{carga} \cdot t_{subida} = 500 \cdot 500 \mu = 0,25 J. \quad (38)$$

Figura 20 – Modelo elétrico equivalente aos barramentos de 24 V e 380 V.



Fonte: próprio autor.

$$\Delta E_{C380} = E_{C380i} - E_{C380f} = \frac{1}{2}C_{380}V_{380i}^2 - \frac{1}{2}C_{380}V_{380f}^2 \geq E_{carga}. \quad (39)$$

Considerando-se que o capacitor está inicialmente carregado e que deseja-se uma variação de tensão de 10% ao se conectar uma carga ao barramento, Figura 20:

$$\frac{1}{2}C_{380}(380^2 - (0,9 \cdot 380)^2) \geq 0,25. \quad (40)$$

Tem-se:

$$C_{380} \geq 18,22 \mu F. \quad (41)$$

Obedecendo as condições calculadas, optou-se por superdimensionar o projeto utilizando dois capacitores de $1500\mu F$ e 360 V ligados em série resultando num capacitor equivalente de $750\mu F$ e 720 V, pois eram os únicos capacitores disponíveis em laboratório que suportavam a faixa de tensão do barramento de 380 V.

2.3.3 Projeto do transformador

Obedecendo a relação de espiras da Seção 2.3, escolhe-se projetar o transformador para tensões máximas de 48 e 480 V para primário e secundário, respectivamente. Assim temos que o razão de espiras é dada por:

$$\frac{n_{pri}}{n_{sec}} = \frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{48}{480} = 0,1. \quad (42)$$

Que é exatamente a relação de espiras de 1:10 da Seção 2.3.

A equação para o cálculo das dimensões do núcleo de ferrite a ser utilizado é dada por (BARBI, 2017):

$$A_w A_e = \left(\frac{P \cdot 10^4}{120\beta f} \right)^{1,6} (K_H f + K_E f^2)^{0,67}. \quad (43)$$

$$A_w A_e = \left(\frac{500 \cdot 10^4}{120 \cdot 0,1 \cdot 2 \times 10^4} \right)^{1,6} \cdot \left(4 \times 10^{-5} \cdot 2 \times 10^4 + 4 \times 10^{-10} \cdot (2 \times 10^4)^2 \right)^{0,67}. \quad (44)$$

$$A_w A_e = (20,83) \cdot (0,96) = 19,99 \text{ cm}^4. \quad (45)$$

As dimensões do núcleo do transformador devem ser iguais ou imediatamente maiores que o valor encontrado na eq. (45) (BARBI, 2017). Através do catálogo de núcleos de ferrite da Thornton (THORNTON, 2015) verificou-se que o núcleo mais próximo do valor calculado,

disponível em laboratório, foi o do núcleo de ferrite NEE-80/38/20-4600-IP12E. O valor B_{\max} foi obtido pela curva B x H do material IP12E para uma temperatura de 80 °C. O parâmetro A_e também foi obtido do mesmo catálogo.

$$B = \frac{B_{\max}}{2} = \frac{0,42}{2} = 0,21 \text{ T.} \quad (46)$$

O número de espiras do primário e secundário são dadas por (MCLYMAN, 2011):

$$n_{pri} = \frac{V_{pri}}{K_v \cdot f \cdot B \cdot A_e} = \frac{48}{4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,21 \cdot 390,83 \cdot 10^{-6}} = 7,31 \approx 8 \text{ voltas.} \quad (47)$$

$$n_{sec} = \frac{n_{pri} \cdot V_{sec}}{V_{pri}} = \frac{8 \cdot 480}{48} = 80 \text{ voltas.} \quad (48)$$

Como o secundário do transformador possuirá um terminal central serão necessários dois enrolamentos de 80 voltas ligados em série.

A corrente nominal do primário do transformador é dada por:

$$I_{pri} = \frac{P}{V_b} = \frac{500}{48} \approx 10,42 \text{ A.} \quad (49)$$

A corrente nominal do secundário do transformador é dada por:

$$I_{sec} = I_{pri} \cdot \frac{n_{pri}}{n_{sec}} = 10,42 \cdot 0,1 = 1,042 \text{ A.} \quad (50)$$

Para a escolha dos fios do primário e secundário do transformador é necessário primeiramente calcular a área da seção transversal do fio e depois através do valor calculado escolher o fio adequado pela tabela da escala americana de bitola de fios (*American Wire Gauge - AWG*). Considera-se geralmente uma densidade de corrente de $450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ para o cálculo da área da seção transversal do fio (BARBI; ALVES; FONT, 2002), assim temos:

$$A_{pri} = \frac{I_{pri}}{J} = \frac{10,42}{450} \approx 0,02316 \text{ cm}^2 = 2,316 \text{ mm}^2. \quad (51)$$

Com o valor de seção transversal calculado escolheu-se pela tabela AWG o fio com a seção transversal imediatamente maior à que foi calculada, que pela tabela é o fio AWG 13, mas devido à indisponibilidade desse fio em laboratório escolheu-se usar 3 fios AWG 16 entrelaçados.

$$A_{sec} = \frac{I_{sec}}{J} = \frac{1,042}{450} = 0,002316 \text{ cm}^2 = 0,2316 \text{ mm}^2. \quad (52)$$

Com o valor de seção transversal calculado obtém-se pela tabela AWG o fio AWG 23, mas devido a indisponibilidade desse fio em laboratório escolheu-se usar um fio AWG 16.

Foram realizados ensaios de curto circuito e circuito aberto para a obtenção dos parâmetros do transformador, como mostrado na tabela 5. No ensaio de circuito aberto, o secundário do transformador foi deixado em aberto e aplicou-se uma tensão nos terminais do primário, de modo a se medir a corrente e as fases da tensão e da corrente do primário. De posse desses valores foram calculadas a resistência e a indutância de magnetização do primário do transformador. No ensaio de curto circuito, os terminais do primário foram curto circuitados e aplicou-se uma tensão nos terminais superior-central do secundário, de modo a se medir a corrente e as fases da tensão e da corrente do secundário. De posse desses valores foram calculadas a resistência e a indutância de dispersão dos terminais superior-central do secundário do transformador. O procedimento para o cálculo da resistência e a indutância de dispersão dos terminais inferior-central do secundário do transformador foi análogo ao mostrado para o caso dos terminais superior-central do secundário do transformador. Todas as resistências e a indutâncias de dispersão foram depois referenciadas para o primário do transformador.

Tabela 5 – Parâmetros do transformador referenciados no primário.

Ensaio de circuito Aberto	
R_m	166,7 m Ω
L_m	241,87 μH
Ensaio de curto circuito entre os terminais superior-central	
R_{sup1}	49 m Ω
L_{sup1}	1,96 μH
Ensaio de curto circuito entre os terminais central-inferior	
R_{inf1}	25,2 m Ω
L_{inf1}	0,963 μH

Fonte: próprio autor.

2.3.4 Esforços de tensões e correntes nos componentes do conversor

Com os valores calculados nas seções anteriores foi feito um modelo de simulação do conversor em malha aberta no Simulink[®] para verificar os esforços de tensões e correntes do conversor, afim de dimensionar as chaves, *drivers* e verificar se os indutores e capacitores estão de acordo para os níveis de tensões e corrente para os quais foram projetados. Foram realizados degraus nas razões de trabalho das chaves para verificar os valores de pico de tensões e correntes nos componentes. Os testes foram: Degrau de 0,5 para 0,55 em D_3 , Degrau de 0,55 para 0,5 em D_3 , Degrau de 0,4 para 0,45 em D_2 e Degrau de 0,45 para 0,4 em D_2 . Os piores casos de tensões e correntes nos componentes do conversor estão mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Tabela dos esforços de tensões e correntes nos componentes do conversor.

Categoria	Componente	Grandeza	Valor de Pico	Valor eficaz
Capacitor	C_{380}	Tensão (V)	384,5	380
	C_{24}	Tensão (V)	26,53	24
Indutor	L_1	Corrente (A)	21,2	20,85
	L_2	Corrente (A)	5,8	1,57
Chave	S_1	Tensão (V)	55,5	33,27
		Corrente (A)	47,2	16,1
	S_2	Tensão (V)	53	33,7
		Corrente (A)	66	10
	S_3	Tensão (V)	52,5	33,05
		Corrente (A)	64	22,7
	S_4	Tensão (V)	54,5	33,82
		Corrente (A)	52	31,35
	S_5	Tensão (V)	960	601,4
		Corrente (A)	3	1,5
	S_6	Tensão (V)	880	590
		Corrente (A)	2,2	0,76

Fonte: próprio autor.

2.3.5 Dimensionamento das chaves e *drivers*

Utilizando a Tabela 6, observa-se que nas chaves do primário do conversor aparecem valores de pico de corrente e tensão de até 66 A e 55 V, respectivamente. Optou-se por superdimensionar as chaves semicondutoras escolhendo-se dois módulos IGBT SKM75GB063D da SEMIKRON[®], que suportam correntes e tensões nominais de até 75 A e de até 600 V, devido a disponibilidade dos mesmos em laboratório. Cada módulo é constituído de um braço com dois IGBTs. O *driver* escolhido para a operação das chaves foi o DRM100D80A da SUPPLIER[®].

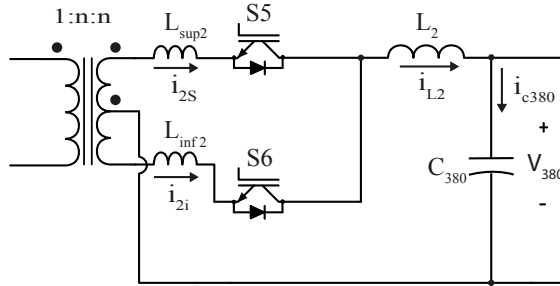
Utilizando a Tabela 6, observa-se que nas chaves do secundário do conversor aparecem valores de pico de corrente e tensão de até 3 A e 1100 V, respectivamente. Optou-se por superdimensionar as chaves semicondutoras escolhendo-se dois módulos IGBT SKM75GB176D da SEMIKRON[®], que suportam correntes e tensões nominais de até 50 A e de até 1700 V, devido a disponibilidade dos mesmos em laboratório. Cada módulo é constituído de um braço com dois IGBT, mas para o conversor proposto apenas será utilizado um IGBT de cada braço, Figura 8. O *driver* escolhido para a operação das chaves do secundário foi o SKHI 23/17 R da SEMIKRON[®].

2.3.6 Projeto do circuito *snubber*

Devido a energia armazenada nas indutâncias de dispersão do secundário do transformador, Figura 21, podem ocorrer valores de pico de tensão elevados nas chaves

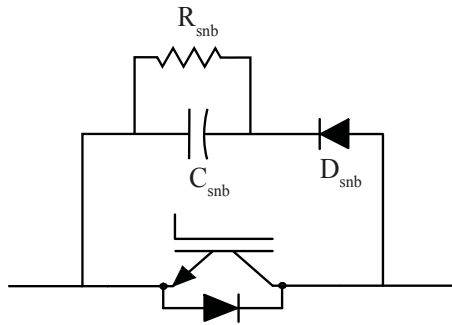
semicondutoras do secundário do conversor, assim torna-se necessário a inclusão de circuitos *snubber* para garantir que as tensões nas chaves não atinjam valores acima de seus valores nominais, desse modo optou-se por um circuito *snubber* RCD, mostrado na Figura 22.

Figura 21 – Indutâncias de dispersão no secundário do transformador.



Fonte: próprio autor.

Figura 22 – Circuito *snubber* RCD.



Fonte: próprio autor.

O valor de pico da corrente que passa na chave superior do secundário, S_5 , do transformador é de 3 A, como pode ser observado na Tabela 6. Utilizando a Tabela 5 obtêm-se a indutância de dispersão do terminal superior do transformador, referenciando-a no secundário do transformador, chegamos a:

$$E_{L_{sup2}} = \frac{L_{sup2} i_{chs_{sup2}}^2}{2} = \frac{196 \mu \cdot 3^2}{2} = 882 \mu J. \quad (53)$$

A energia no capacitor do *snubber* é dada por:

$$E_{C_{snb}} = \frac{C_{snb} V_{chs_{sup2}}^2}{2}. \quad (54)$$

Considerando que $E_{L_{sup2}} = E_{C_{snb}} = \Delta E_{C_{snb}}$, temos:

$$\Delta E_{C_{snb}} = \frac{C_{snb} \Delta V_{chs_{sup2}}^2}{2} \Rightarrow C_{snb} = \frac{2 \Delta E_{C_{snb}}}{\Delta V_{chs_{sup2}}^2}. \quad (55)$$

Considerando que a variação de tensão na chave é de 50 V, temos a capacitância do *snubber*:

$$C_{snb} = \frac{2 \cdot 882\mu}{50^2} \approx 0,71 \mu F. \quad (56)$$

Escolheu-se um capacitor de $1\mu F$ para garantir que a variação de tensão seja pequena.

O *snubber* deve ser capaz de dissipar a energia armazenada na indutância de dispersão a cada período de chaveamento, logo:

$$P_{snb} \geq P_{Lsup2} \quad (57)$$

$$P_{Lsup2} = E_{Lsup2} \cdot f = 882\mu \cdot 20000 = 17,64 W. \quad (58)$$

Com um valor de pico de tensão na chave de 1100 V, valor obtido da tabela 6, calcula-se a resistência do *snubber* necessária para dissipar os 17,64 W:

$$P_{snb} = \frac{V_{Csnb}^2}{R_{snb}} \geq 17,64 W. \quad (59)$$

$$R_{snb} \leq \frac{V_{Csnb}^2}{17,64} = \frac{1100^2}{17,64} \approx 68,6 k\Omega. \quad (60)$$

Escolheu-se uma resistência de $50k\Omega$.

2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma nova topologia de conversor c.c./c.c. de três portas bidirecional isolado, que melhora aspectos das topologias apresentadas no Capítulo 1. Essa nova topologia possui um alto ganho de tensão na porta que é isolada, é bidirecional em todas as suas portas e possui um desacoplamento entre as razões de trabalho que controlam as tensões dos barramentos do conversor. O conversor teve sua topologia, etapas de operação e funcionamento analisadas. A realização da modelagem matemática do conversor, chegando às equações do modelo médio em espaço de estado, possibilitou o equacionamento matemático do conversor. Através do modelo matemático do conversor é possível projetar o controle em malha fechada do mesmo, o controle do conversor será apresentado no Capítulo 3. Foram definidas especificações para o conversor e a partir destas especificações, foram calculados os indutores, os capacitores e o transformador que compõem o conversor. Através dos esforços de tensões e correntes nas chaves semicondutoras do conversor, valores obtidos via simulação, foram dimensionadas as chaves e os *drivers* do conversor. Ressalta-se também que foi necessário o projeto de circuitos *snubbers* para limitar os valores de pico das tensões nas chaves do secundário do conversor.

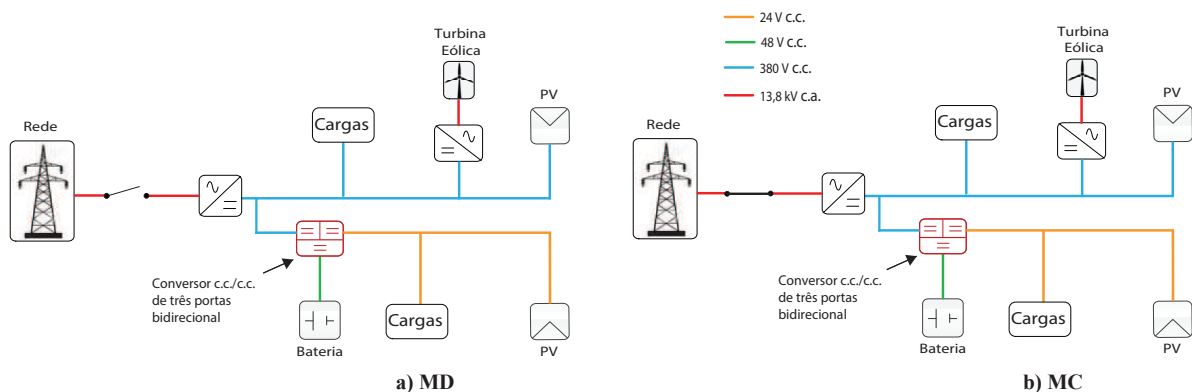
3 SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR PROPOSTO

O conversor proposto deve ser capaz de controlar os níveis de tensão dos barramentos da MR, estando ela conectada ou desconectada da rede. Assim é necessário o projeto de controladores para garantir que as tensões não desviem de seus valores nominais quando ocorrerem perturbações no sistema. Desse modo os controladores devem ser capazes de regular os níveis de tensão nos barramentos de 24 V e 380 V. Para o conversor proposto também torna-se necessário que haja um controle de corrente para garantir que a componente c.c. da corrente de magnetização do transformador seja aproximadamente zero.

3.1 MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

O conversor de três portas proposto tem dois modos de operação: modo conectado (MC) à rede e o modo desconectado (MD) da rede. No MD, mostrado na Figura 23a, o conversor está ilhado da rede elétrica e a bateria e painéis fotovoltaicos são os únicos responsáveis por alimentar as cargas dos barramentos de 24 e 380 V. Os painéis fotovoltaicos podem produzir energia para alimentar, suficiente ou parcialmente as cargas, se os painéis produzirem energia suficiente para alimentar as cargas o excedente de energia será utilizado para carregar a bateria. Se a energia dos painéis forem insuficientes para alimentar as cargas, a bateria entrará em operação para complementar a energia demandada, sendo desse modo descarregada. No MC, mostrado na Figura 23b, o conversor está conectado a rede elétrica pelo barramento de 380 V, e é apenas necessário controlar a corrente no barramento de 380 V. Tanto as cargas do lado de 24 V como as do lado 380 V são alimentadas pela energia fornecida pela rede principal. A bateria é carregada ou fica em flutuação. Nesse modo o excedente de energia produzida na MR é entregue à rede principal.

Figura 23 – Modos de operação do conversor proposto: a) Modo desconectado (MD) e b) Modo Conectado (MC).



Fonte: próprio autor.

3.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

A partir das funções de transferência obtidas na seção 2.2.2 é possível projetar um sistema de controle de modo que o conversor regule os níveis de tensão nos barramentos para valores desejados. Tanto o barramento de 24 V como o barramento de 380 V são controlados por uma malha fechada exterior de tensão com um controlador proporcional e integral (PI) e uma malha interior de corrente também com um controlador PI. A malha interna de corrente deve ser muito mais rápida que a malha externa de tensão. Então no projeto dos controladores procurou-se fazer a resposta da malha de corrente pelo menos 3 vezes mais rápida que a de tensão. Desejou-se também que o sobressinal (*overshoot*) fosse de no máximo 10%. O controle da corrente de magnetização do transformador é realizado por apenas um controlador PI.

Para o projeto dos controladores utilizou-se a ferramenta Sisotool[®] do MATLAB[®] e para as simulações a ferramenta Simulink[®], também do MATLAB[®]. A ferramenta Sisotool[®] permite que se faça a sintonia dos ganhos dos controladores através dos diagramas de Bode ou pelo lugar das raízes, onde através destes gráficos é possível verificar se o sistema está estável, e também seu tempo de subida, tempo de acomodação e sobressinal. Para todos os cálculos dos controladores serão considerados os efeitos dos filtros *anti-aliasing* e o atraso de processamento dos PWMs. Os filtros *anti-aliasing* são representados por filtros passa-baixas com frequência de corte ω_c . Para representar atraso de processamento do PWM será utilizada uma aproximação de Padé de 1ª ordem. A frequência de corte é de 10 kHz e a de amostragem 20 kHz.

Onde a aproximação de Padé de 1ª ordem é dada por (DORF; BISHOP, 2013):

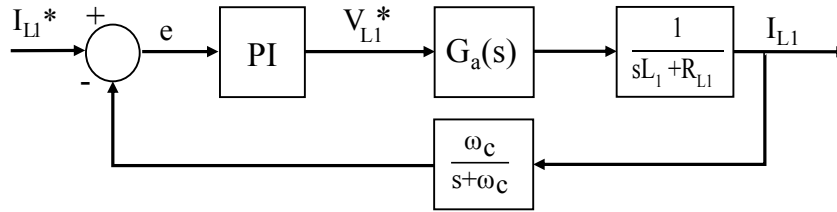
$$G_a(s) = e^{-sT_a} \cong \frac{2 - T_a s}{2 + T_a s}. \quad (61)$$

3.2.1 Projeto dos controladores do barramento de 24 V

No barramento de 24 V pode ser conectado tanto uma carga quanto uma fonte de tensão, como também um painel fotovoltaico. Este último pode ser modelado como uma fonte de corrente. Assim o projeto dos controladores do barramento de 24 V deve ser adequado tanto para MD como para MC.

Para o barramento de 24 V, utilizando a ferramenta Sisotool[®] e a função de transferência $F_1(s)$ em malha fechada é possível sintonizar os valores dos ganhos do controlador PI da malha interna de corrente, Figura 24. O filtro *anti-aliasing* encontra-se na realimentação da malha de controle. O atraso de processamento do PWM, representado por $G_a(s)$, encontra-se em série com o controlador PI e a planta, como mostrado na Figura 24.

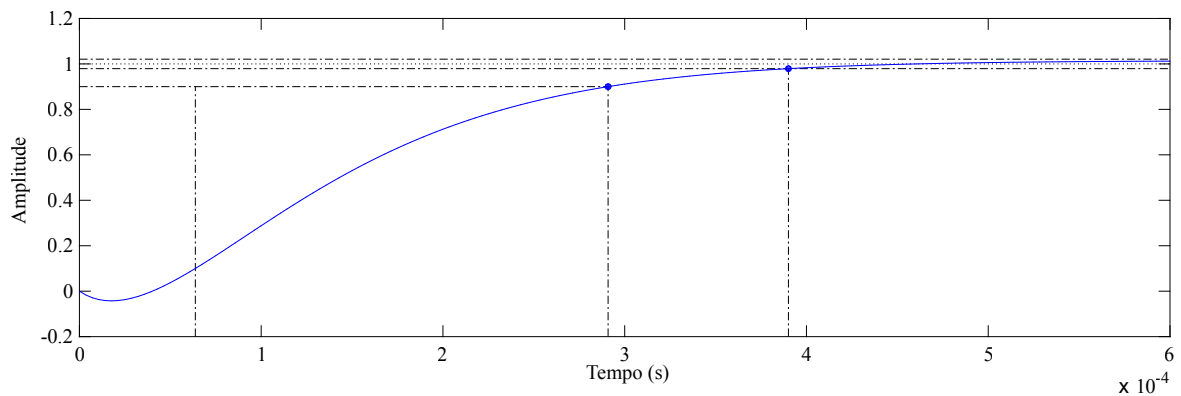
Figura 24 – Malha fechada para o controle de corrente do barramento de 24 V com controlador PI.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 25 temos a resposta ao degrau. O tempo de subida foi de $227 \mu s$, o tempo de acomodação de $390 \mu s$ e o sobressinal de $1,4 \%$.

Figura 25 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de corrente do barramento de 24 V.

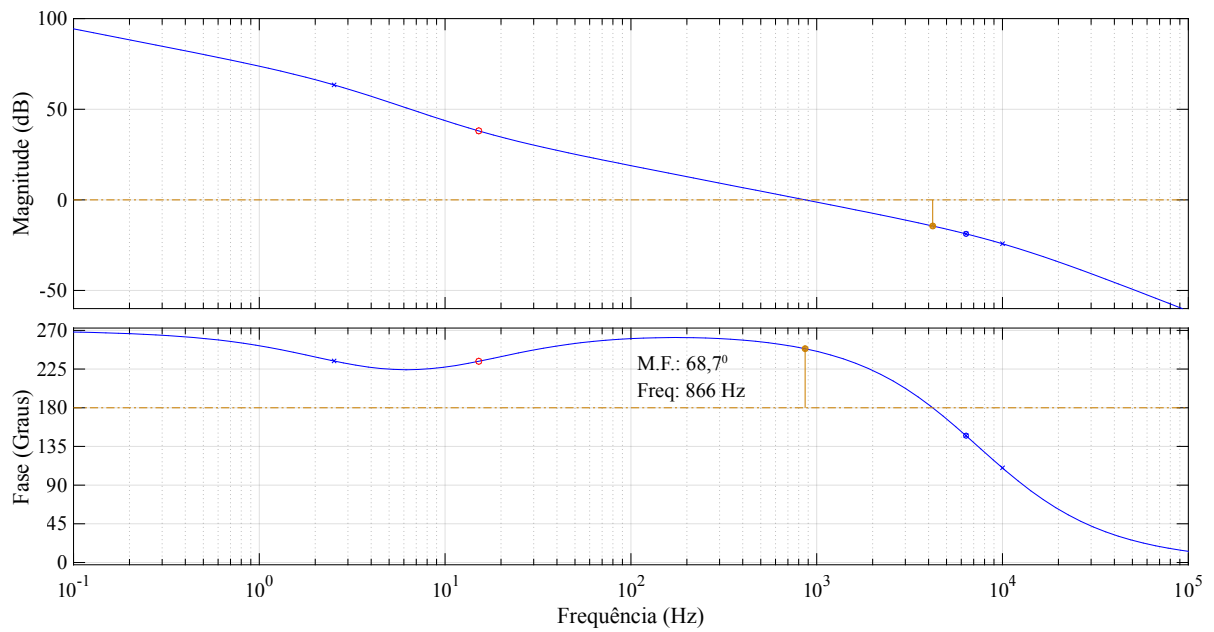


Fonte: próprio autor.

Para verificar a estabilidade do sistema com o controlador PI projetado, utiliza-se a resposta em frequência da FTMA (Função de Transferência em Malha Aberta) do sistema, como mostrado na Figura 26. Conforme pode ser observado, a Margem de Ganho (MG) é $14,4 \text{ dB}$ e a Margem de Fase (MF) é $68,7^\circ$. Segundo o critério de estabilidade de Bode, se $MG > 1$ e $MF > 0$ o sistema é estável (OGATA, 1997), logo, mostra-se que os ganhos projetados para o controlador não irão levar o sistema à instabilidade.

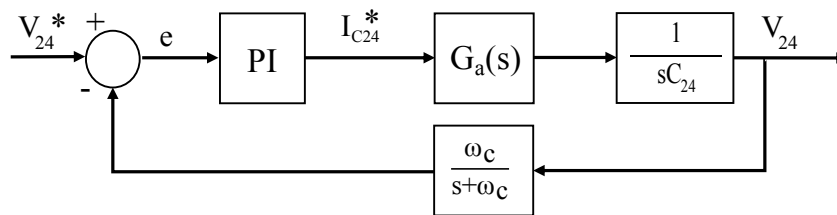
Utilizando-se a ferramenta Sisotool[®] e a função de transferência $F_4(s)$ em malha fechada é possível sintonizar os valores dos ganhos do controlador PI da malha externa de tensão, Figura 27. Na Figura 28 temos a resposta ao degrau. O tempo de subida foi de $1,008 \text{ ms}$, o de acomodação $1,51 \text{ ms}$ e o sobressinal de $1,59 \%$.

Figura 26 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de corrente do barramento de 24 V.



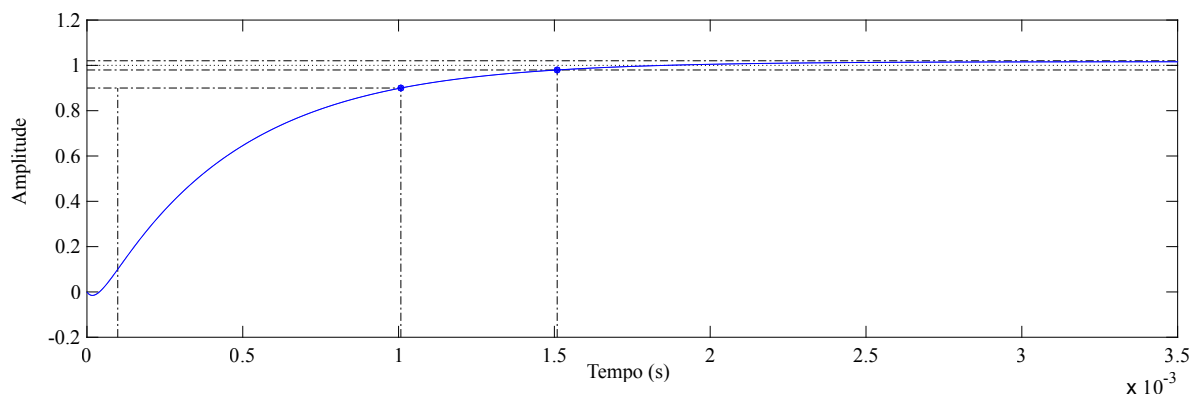
Fonte: próprio autor.

Figura 27 – Malha fechada para o controle de tensão do barramento de 24 V com controlador PI.



Fonte: próprio autor.

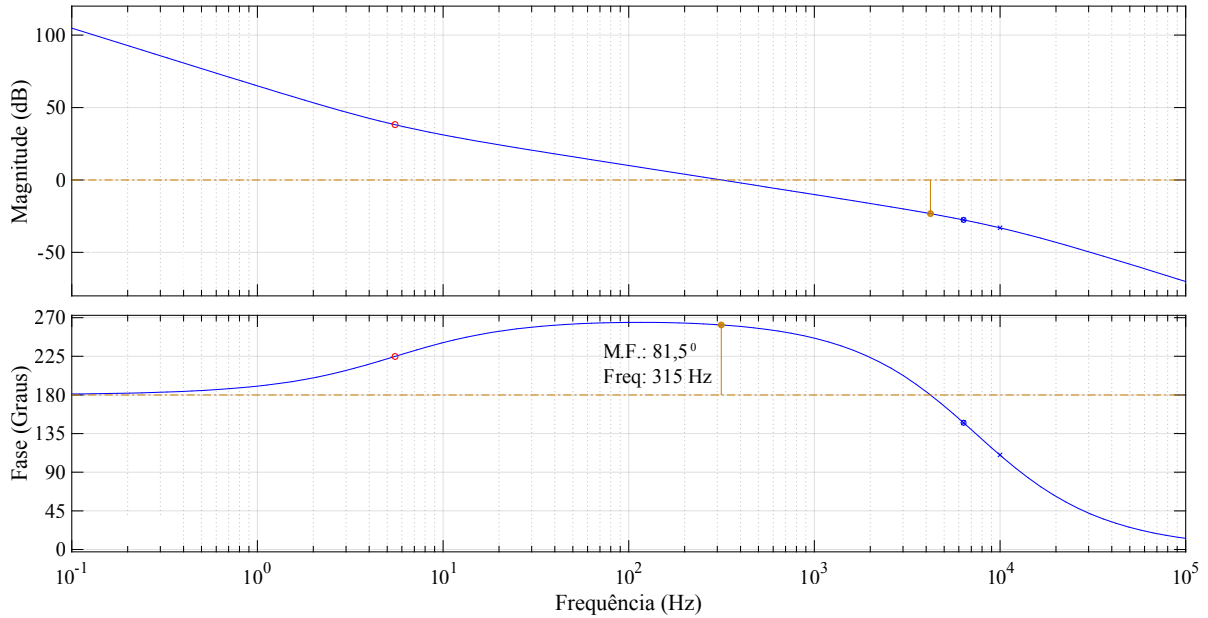
Figura 28 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de tensão do barramento de 24 V.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 29, o sistema tem uma MF de $81,5^\circ$, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

Figura 29 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de tensão do barramento de 24 V.



Fonte: próprio autor.

Na Tabela 7 estão reunidos os ganhos dos controladores do barramento de 24 V.

Tabela 7 – Ganhos dos controladores do barramento de 24 V.

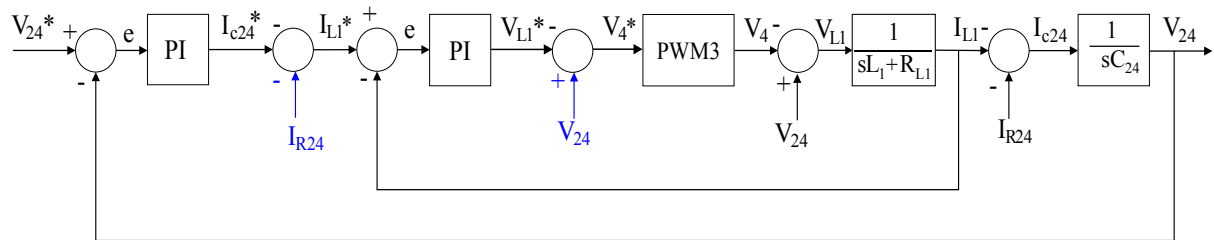
Ganho	Valor
Ganho proporcional de corrente (K_{pc})	3,445
Ganho integral de corrente (K_{ic})	328,63
Ganho proporcional de tensão (K_{pt})	4,36
Ganho integral de tensão (K_{it})	151,03

Fonte: próprio autor.

Na Figura 30 tem-se a combinação das malhas de controle de corrente e tensão do barramento de 24 V. Escolheu-se utilizar compensações *feedforward* para acelerar a resposta do controle e melhorar a rejeição a distúrbios no sistema, sendo um *feedforward* para a malha de corrente e outro para a malha de tensão, como indicados em azul na Figura 30. No bloco PWM3 é feita a conversão do valor de referência V_4^* em razão de trabalho usando a equação (10) :

$$D_3 = \frac{V_4^*}{V_b}. \tag{62}$$

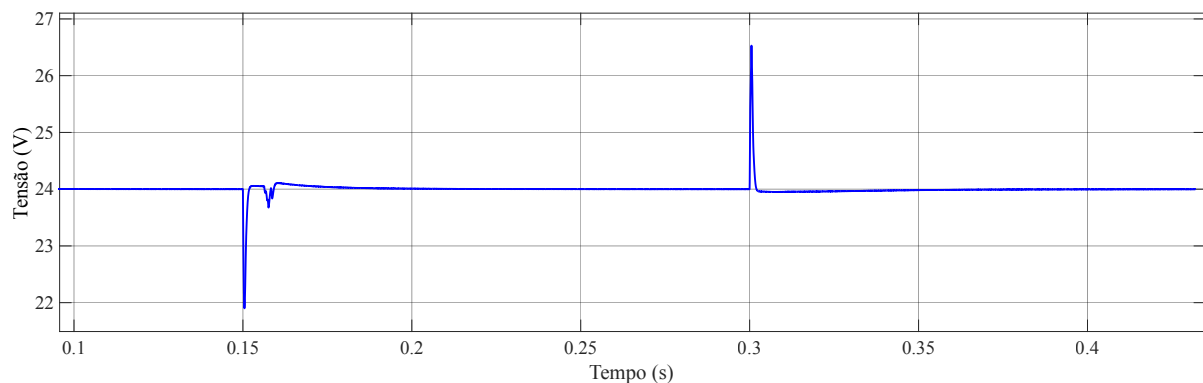
Figura 30 – Malha de controle combinada do barramento de 24 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 31 é apresentada a resposta do controle combinado, através de simulação, quando uma carga 500 W é inserida, aos 0,15 s, e depois removida, aos 0,3 s, do barramento de 24 V, estando inicialmente o barramento de 24 V sem carga. Ocorreu um afundamento de tensão de 2,1 V durante a inserção da carga, com transitório de 51 ms, e um valor de pico de tensão de 2,6 V durante a remoção com transitório de 5 ms. O controle se comportou de maneira satisfatória retornando ao seu valor de referência após os transitórios.

Figura 31 – Resposta do controle do barramento de 24 V à inserção e remoção de uma carga de 500 W.



Fonte: próprio autor.

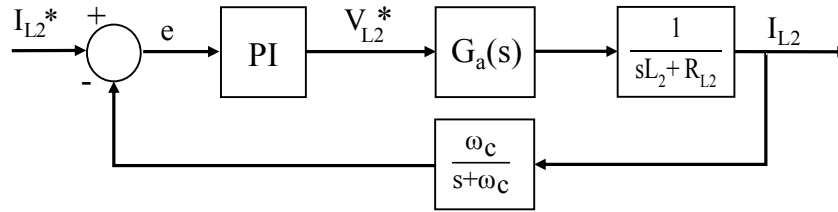
3.2.2 Projeto dos controladores do barramento de 380 V

Quando o conversor está conectado à rede o controle de tensão do barramento de 380 V se faz desnecessário, de modo que se utiliza apenas o controle de corrente, mas quando o conversor é desconectado da rede é necessário o uso do controle tensão para garantir que a tensão no barramento de 380 V se mantenha fixa em seu valor nominal. A seguir será apresentado o projeto dos controladores do barramento de 380 V tanto para o MC como para o MD.

3.2.2.1 Projeto do controlador do barramento de 380 V para o MC

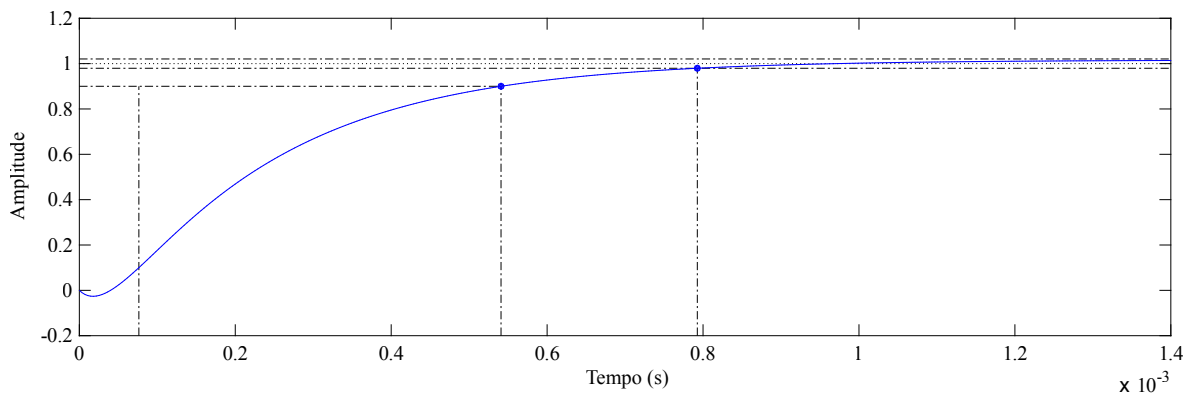
Para o barramento de 380 V, utilizando a ferramenta Sisotool[®] e a função de transferência $F_2(s)$ em malha fechada é possível sintonizar os valores dos ganhos do controlador PI da malha interna de corrente, Figura 32. Na Figura 33 temos a resposta ao degrau. O tempo de subida foi de 541 μs , o de acomodação 793 μs e o sobressinal de 1,54 %.

Figura 32 – Malha fechada para o controle de corrente do barramento de 380 V com controlador PI.



Fonte: próprio autor.

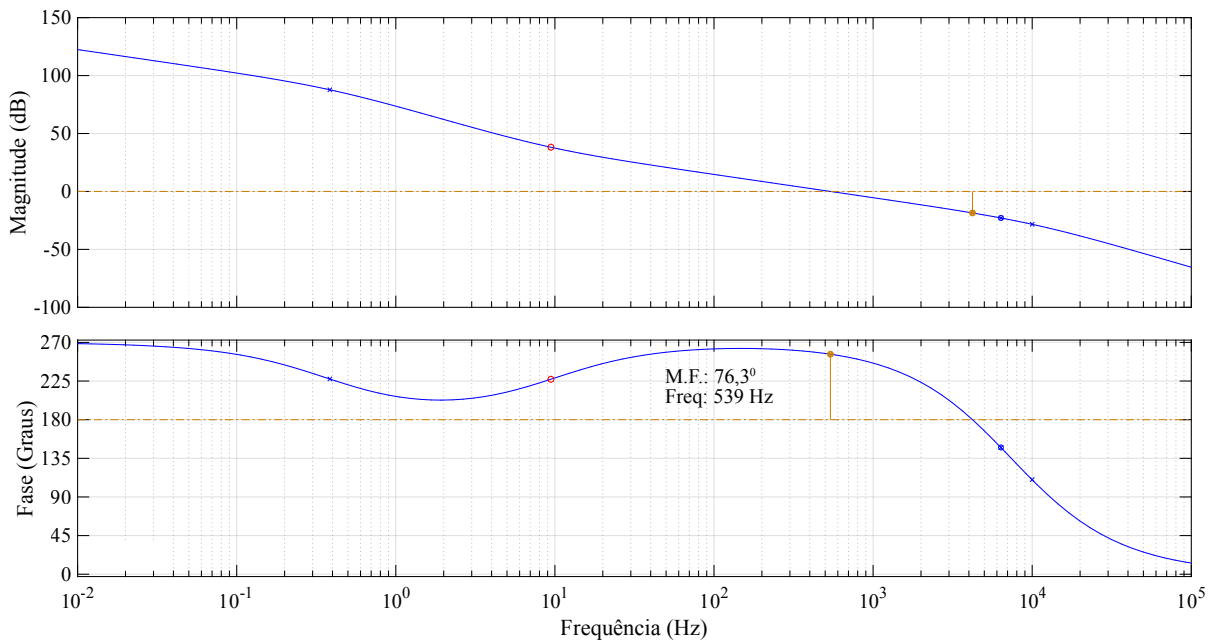
Figura 33 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de corrente do barramento de 380 V.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 34, o sistema tem uma MF de $76,3^{\circ}$, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

Figura 34 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de corrente do barramento de 380 V.

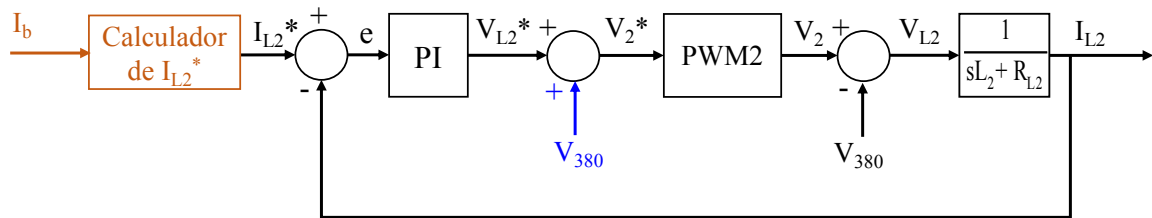


Fonte: próprio autor.

Na Figura 35 tem-se a malha de controle do barramento de 380 V no MC, observa-se que através de i_{L2} é possível controlar a corrente da bateria conectada ao lado primário do conversor, de modo a carregar, descarregar ou colocar em flutuação a bateria. Este controle da corrente da bateria não será abordado neste trabalho. Esta malha de controle utiliza apenas uma compensação *feedforward*, em azul na Figura 35. No bloco PWM2 é feita a conversão do valor de referência V_2^* em razão de trabalho utilizando-se a combinação das equações (11) e (12):

$$D_2 = \frac{V_{Lm}}{2V_b} + \frac{V_2^*}{2nV_b}. \tag{63}$$

Figura 35 – Malha do controle de corrente do barramento de 380 V no MC.

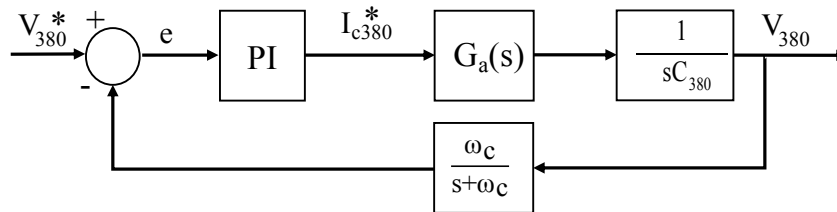


Fonte: próprio autor.

3.2.2.2 Projeto do controlador do barramento de 380 V para o MD

Utilizando-se a ferramenta Sisotool[®] e a função de transferência $F_5(s)$ em malha fechada é possível sintonizar os valores dos ganhos do controlador PI da malha externa de tensão, Figura 36.

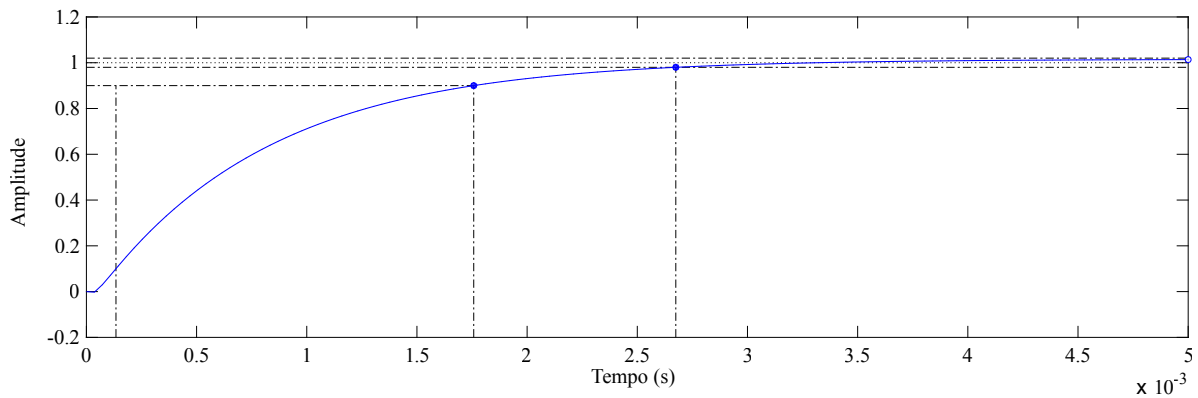
Figura 36 – Malha fechada para o controle de tensão do barramento de 380 V com controlador PI.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 37 temos a resposta ao degrau. O tempo de subida foi de 1,63 ms, o de acomodação 2,67 ms e o sobressinal de 1,48 %.

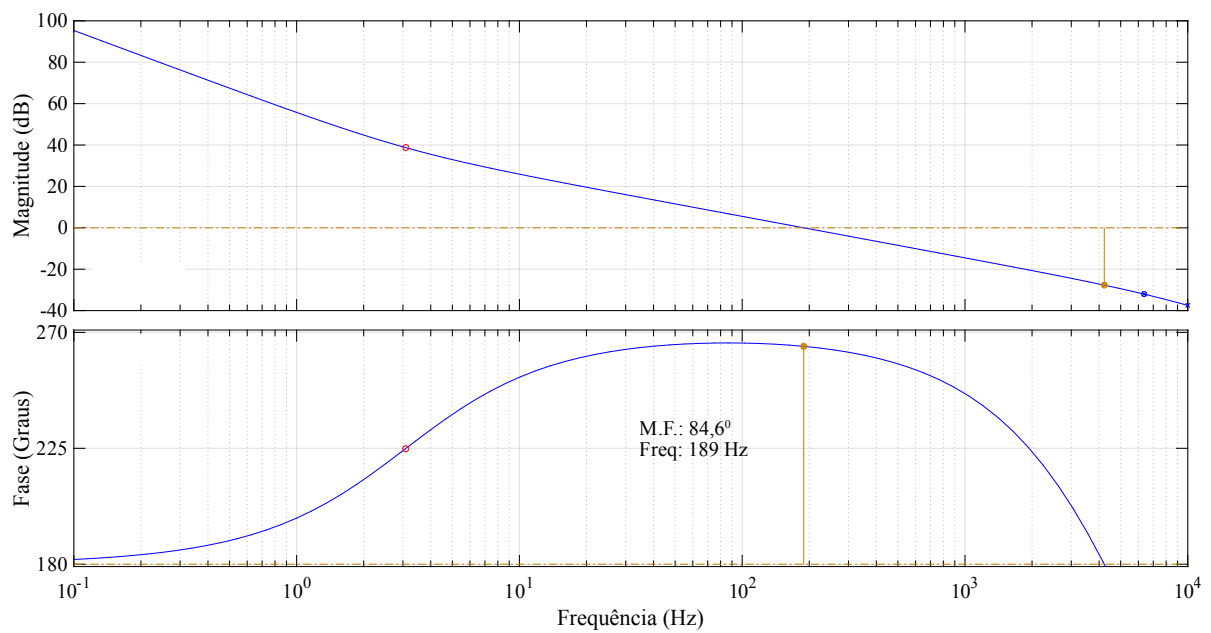
Figura 37 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de tensão do barramento de 380 V.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 38, o sistema tem uma MF de $84,6^\circ$, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

Figura 38 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de tensão do barramento de 380 V.



Fonte: próprio autor.

Na Tabela 8 estão reunidos os ganhos dos controladores do barramento de 380 V.

Tabela 8 – Ganhos dos controladores do barramento de 380 V.

Ganho	Valor
K_{pc}	35,06
K_{ic}	2080,2
K_{pt}	0,89
K_{it}	17,28

Fonte: próprio autor.

Primeiramente se faz necessário o uso de um estimador para se obter a corrente de magnetização do transformador. Observado o circuito do conversor proposto, Figura 8, é possível deduzir as seguintes equações:

$$\begin{cases} i_{L2} = i_{2s} + i_{2i} \\ i_1 = ni_{2s} - ni_{2i} \end{cases} \quad (64)$$

Resolvendo o sistema chegamos a:

$$i_1 = 2ni_{2s} - ni_{L2}. \quad (65)$$

No nó da indutância de magnetização temos:

$$i_{Lm} = i_p - i_1. \quad (66)$$

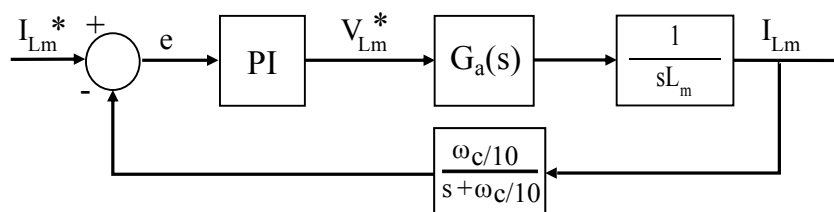
Substituindo i_1 na equação acima, chegamos a equação do estimador:

$$i_{Lm} = i_p - 2ni_{2s} - ni_{L2}. \quad (67)$$

Para que o controle da corrente de magnetização do transformador seja preciso é necessário utilizar os valores médios de i_p , i_{2s} e i_{L2} . Para atender a essa condição é necessário o uso de um filtro de média na medição das variáveis utilizadas para o cálculo de i_{Lm} . Para emular o comportamento de um filtro de média optou-se por reduzir a frequência de corte do filtro da realimentação do controle da corrente de magnetização do transformador em 1/10 da frequência de corte padrão do sistema, ω_c . Desse modo as variáveis i_p , i_{2s} e i_{L2} serão medidas com uma frequência de corte de 1 kHz. Esse procedimento será utilizado tanto nas simulações como nos experimentos com o conversor.

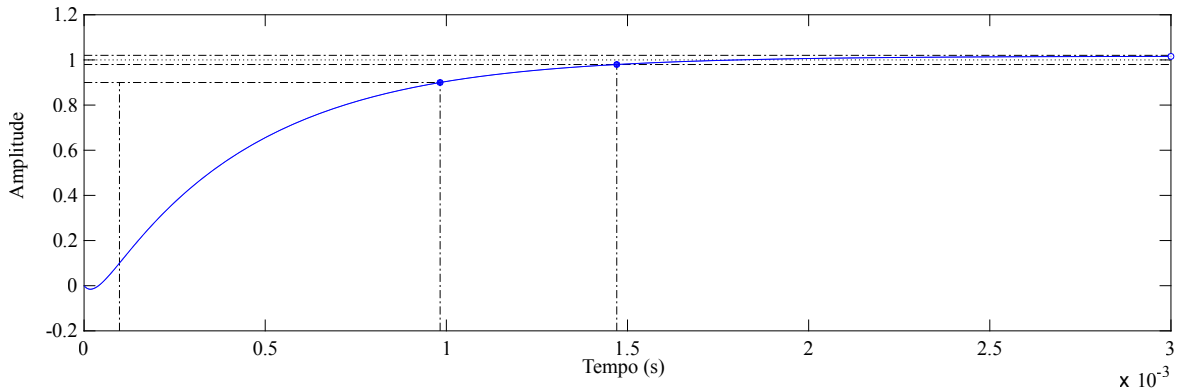
Utilizando-se a ferramenta Sisotool[®] e a função de transferência $F_3(s)$ em malha fechada é possível sintonizar os valores dos ganhos do controlador PI da corrente de magnetização do transformador, Figura 41. Na Figura 42 temos a resposta ao degrau. O tempo de subida foi de 855 μs , o de acomodação 1,47 ms e o sobressinal de 1,6 %.

Figura 41 – Malha fechada para o controle da corrente de magnetização do transformador com controlador PI.



Fonte: próprio autor.

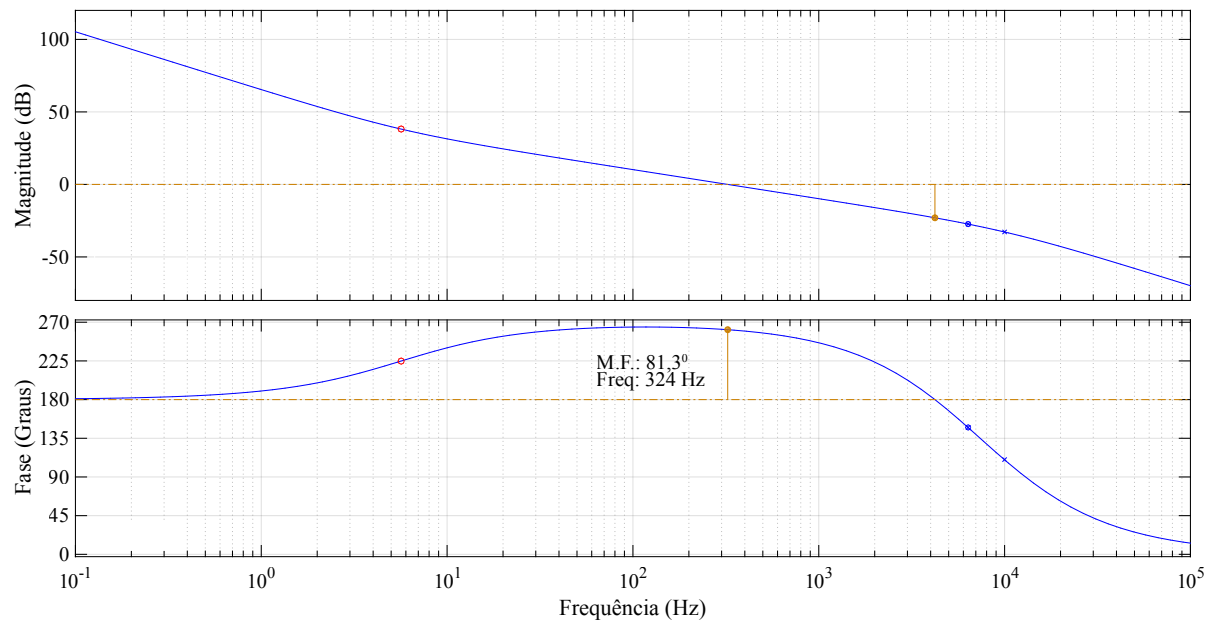
Figura 42 – Resposta ao degrau do controlador PI da corrente de magnetização do transformador.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 43, o sistema tem uma MF de $81,3^\circ$, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

Figura 43 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle da corrente de magnetização do transformador.



Fonte: próprio autor.

Na Tabela 9 estão reunidos os ganhos do controlador da corrente de magnetização do transformador.

Tabela 9 – Ganhos do controlador da corrente de magnetização do transformador.

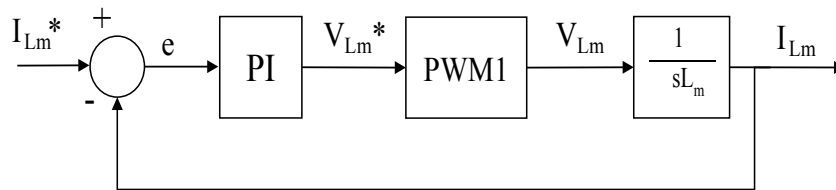
Ganho	Valor
K_{pc}	0,492
K_{ic}	17,5

Fonte: próprio autor.

Na Figura 44 tem-se o diagrama de blocos completo do controle de corrente de magnetização do transformador. Onde no bloco PWM1 é feita a conversão do valor de referência V_{Lm}^* em razão de trabalho usando a equação (12) :

$$D_1 = \frac{V_{Lm} - D_2 V_b}{V_b}. \tag{68}$$

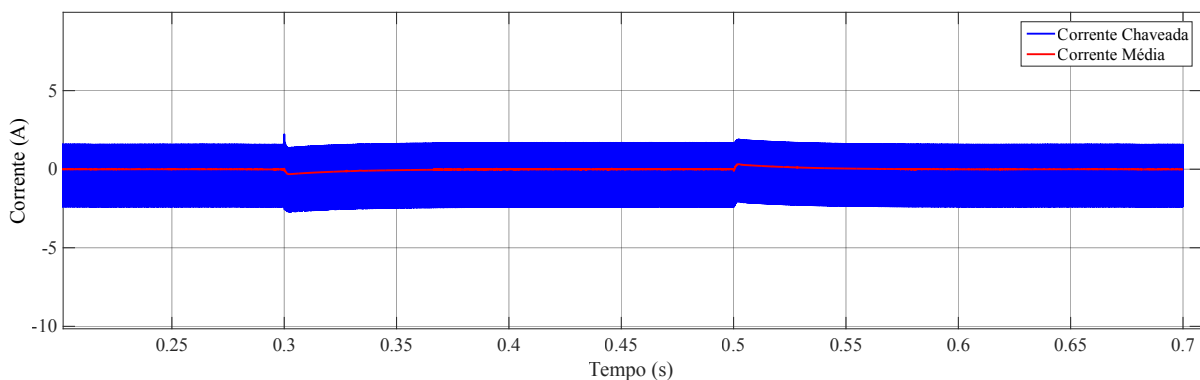
Figura 44 – Malha de controle completa da corrente de magnetização do transformador.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 45 é apresentada a resposta do controle da corrente de magnetização, através de simulação, quando uma carga de 500 W é inserida, aos 0,3 s, e removida, aos 0,5 s, no barramento de 380 V. O controle se comportou de maneira satisfatória retornando para o seu valor de referência após os transitórios, ambos em torno de 100 ms.

Figura 45 – Resposta do controle da corrente de magnetização do transformador à inserção e remoção de uma carga de 500 W.



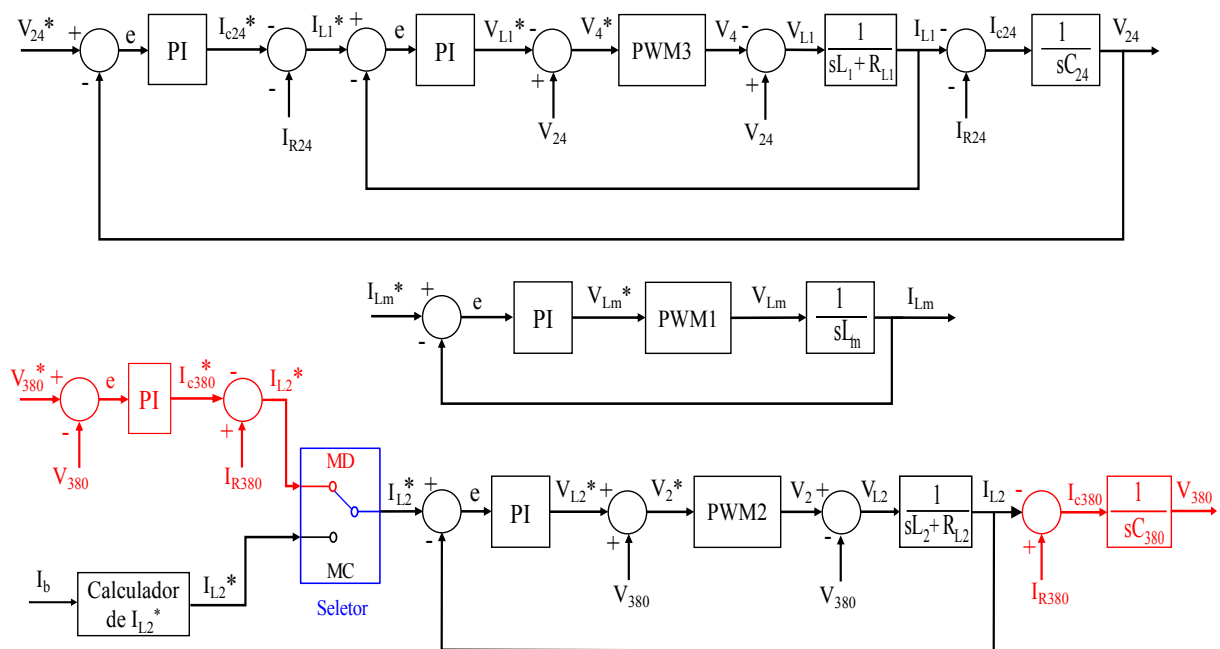
Fonte: próprio autor.

3.2.4 Sistema de controle completo do conversor

Na Figura 46 é mostrado o sistema de controle completo do conversor. As malhas de controle do barramento de 24 V e a malha de controle da corrente de magnetização são as mesmas tanto para o MC como para o MD. A malha de controle do barramento de 380 V quando

está no MC dispensa a malha de controle de tensão, malha em vermelho na Figura 46, pois a tensão é mantida constante pelo conversor trifásico que controla a conexão da MR com a rede principal, sobrando apenas a malha de controle de corrente, que pode ser usada para controlar o estado da bateria conectada ao primário do conversor, como mencionado anteriormente esse controle não será abordado nesse trabalho. No MD a malha de controle de tensão é conectada ao controle do barramento de tensão. É importante ressaltar que o chaveamento brusco do MC para MD e MD para MC gera oscilações no controle do barramento de 380 V, sendo necessário cada vez que se muda de um modo para o outro zerar o controlador integral do controlador PI da malha interna de corrente do barramento de 380 V.

Figura 46 – Sistema de controle completo do conversor.



Fonte: próprio autor.

3.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram realizados os projetos dos controladores dos barramentos de 24 V e 380 V e da corrente de magnetização do transformador. O conversor proposto neste trabalho opera em 2 modos: MC e MD. Os controladores das tensões dos barramentos 24 V e 380 V foram projetados com uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, sendo a malha de corrente mais rápida que a de tensão. O controlador da corrente de magnetização do transformador foi projetado com apenas uma malha de controle de corrente. Para se poder controlar a corrente de magnetização do transformador, de modo que sua componente c.c. seja zero, foi necessário o uso de um estimador, devido à dificuldade de se usar um sensor para

a sua medição. No MC o controlador do barramento de 380 V dispensa a malha externa de tensão. Cada controlador foi testado, através de simulação, com a aplicação e remoção de cargas de 500 W nos barramentos de 24 V e 380 V. Os controladores apresentaram comportamentos satisfatórios nas simulações.

4 RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, serão apresentados, primeiramente, os resultados simulados do conversor em situações de inserção e remoção de cargas e mudanças dos valores de referência de tensão nos barramentos de 24 e 380 V, nos dois modos de operação do conversor, MC e MD, de modo a validar as malhas de controle projetadas no Capítulo 3. Em seguida, serão apresentados os resultados experimentais obtidos pelo protótipo do conversor, os testes foram realizados apenas no MD. Por fim, para verificar a atuação das malhas de controle do protótipo do conversor, serão realizados testes envolvendo inserção de cargas nos barramentos de 24 e 380 V, assim como alterações dos valores de referência dos barramentos 24 e 380 V.

4.1 RESULTADOS SIMULADOS

Nesta seção serão simulados três casos de operação do conversor. Dois casos com o MD e um caso com o MC. O caso MD1 ocorre quando o conversor está ilhado da rede elétrica e a bateria é a única responsável por alimentar as cargas dos barramentos de 24 e 380 V. O caso MD2 ocorre quando o conversor está ilhado da rede e o painel fotovoltaico (PV) produz energia para alimentar, suficiente ou parcialmente as cargas, dependendo da quantidade de energia produzida pelo painel a bateria é carregada ou ajuda a alimentar as cargas. No caso MC o conversor está inicialmente desconectado da rede elétrica, os barramentos de 24 V e 380 V contém apenas cargas conectadas aos mesmos e somente a bateria alimenta as cargas, num dado instante o conversor é conectado a rede elétrica pelo barramento de 380 V, as cargas e a bateria passam a ser alimentadas pela rede, a bateria agora sendo carregada. A tabela 10 resume os que serão casos testados.

Tabela 10 – Resumo dos modos de operação do conversor proposto.

Casos (Siglas)	Barramento de 24 V	Barramento da Bateria	Barramento de 380 V
MD1	carga	fonte de tensão	carga
MD2	fonte de corrente	carga/ fonte de tensão	carga
MC	carga	carga	fonte de tensão

Fonte: próprio autor.

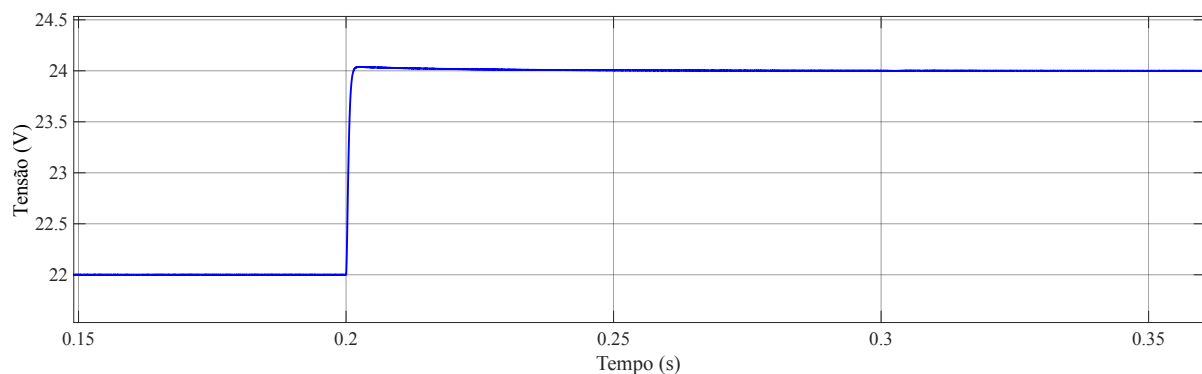
4.1.1 Caso MD1

No caso MD1 temos a bateria, funcionando como uma fonte de tensão (FT), alimentando os barramentos de 24 e 380 V, sendo que apenas cargas estão conectadas aos respectivos barramentos.

4.1.1.1 Teste 1: mudança nas tensões de referência

No primeiro teste são verificados como os controles dos barramentos de 24 e 380 V respondem a alterações nos seus valores de tensão de referência. Nesse teste uma carga de 500 W está conectada ao barramento de 24 V e outra do mesmo valor ao de 380 V. Inicialmente no barramento de 24 V impôs-se uma tensão de 22 V e depois aos 0,2 s essa tensão foi aumentada para 24 V, Figura 47. Observou-se que o sinal de tensão demorou cerca de 0,1 s para chegar ao valor de referência de 24 V. Aos 0,3 s a tensão de referência do barramento de 380 V é aumentada de 360 V para 380 V. O barramento de 24 V não é afetado pela mudança da tensão de referência do barramento de 380 V.

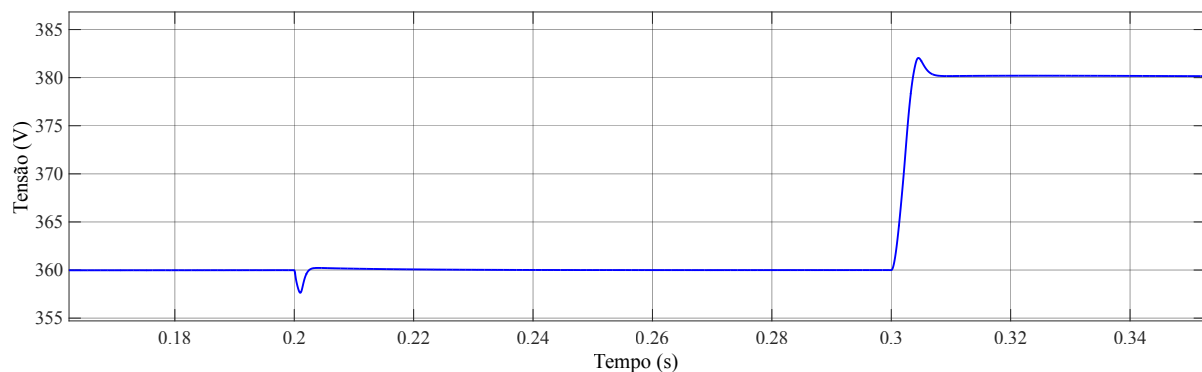
Figura 47 – Tensão do barramento de 24 V ante um degrau na tensão de referência do mesmo.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 48, observou-se que a tensão do barramento de 380 V demorou cerca de 10 ms para chegar ao valor de referência de 380 V e que houve um sobressinal máximo de cerca de 2 V antes do sinal estabilizar. Observa-se também que a mudança do valor da tensão de referência do barramento de 24 V, aos 0,2 s, causou um valor de pico de tensão de 0,2 V e um afundamento de 2,35 V no barramento de 380 V, sendo o transitório de 40 ms.

Figura 48 – Tensão do barramento de 380 V ante um degrau na tensão de referência do mesmo.

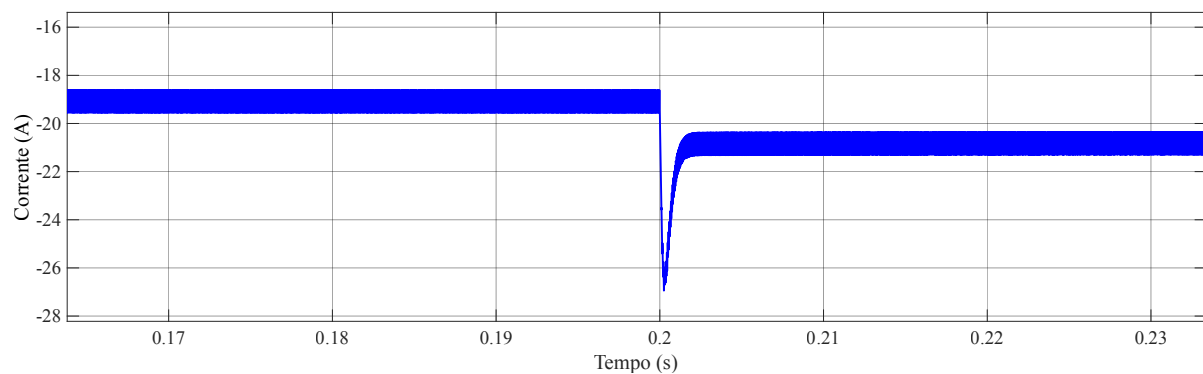


Fonte: próprio autor.

As ondulações de tensão nos barramentos de 24 V e 380 V ficaram muito abaixo do valor projetado de 1 %. Esse comportamento já era esperado, pois os capacitores de ambos os barramentos foram superdimensionados, como mostrado na Seção 2.3.2.

Na Figura 49 tem-se o comportamento da corrente do indutor L_1 ante a alteração dos valores de referência das tensões dos barramentos de 24 e 380 V. Aos 0,2 s observou-se que houve um aumento da corrente demandada pela carga e que a mudança para o novo valor de corrente demorou cerca de 3 ms, houve um sobressinal de 6 A em módulo. A mudança de tensão de referência do barramento de 380 V não afetou a corrente do indutor L_1 . A ondulação da corrente do indutor L_1 ficou em torno 4,65 %, abaixo do valor projetado de 5 %, mas esperado pelo fato de se utilizar uma indutância maior, como mostrado na Seção 2.3.1.

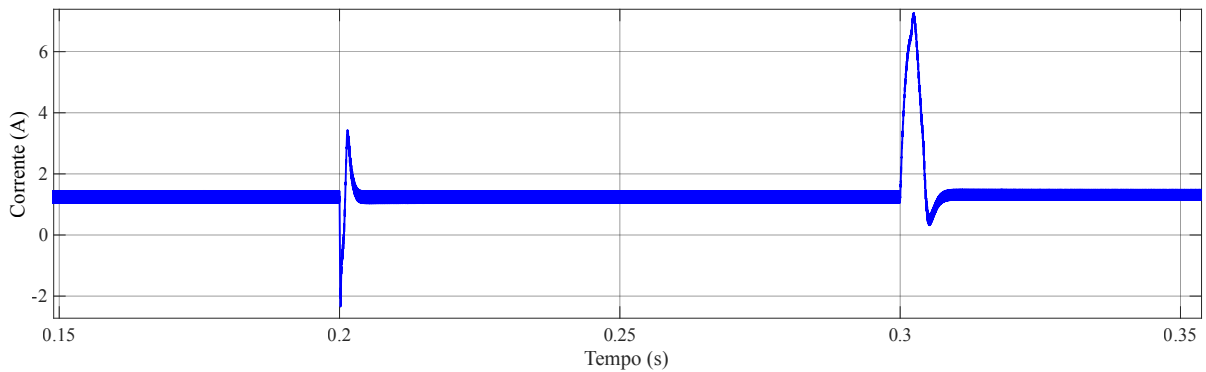
Figura 49 – Corrente no indutor L_1 ante degraus de tensão de referência nos barramentos de 24 e 380 V.



Fonte: próprio autor.

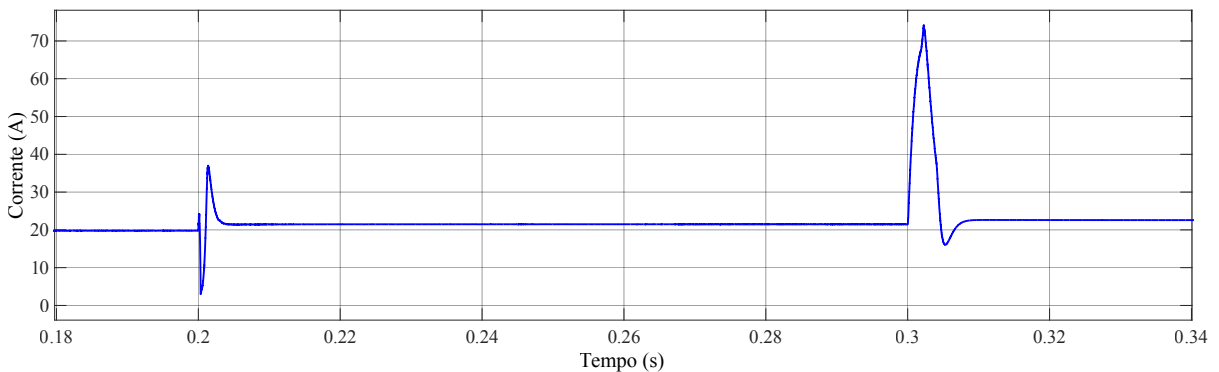
Na Figura 50 tem-se o comportamento da corrente do indutor L_2 ante a alteração dos valores das tensões de referência dos barramentos de 24 e 380 V. Aos 0,3 s observou-se que houve um leve aumento da corrente demandada pela carga e que a mudança para o novo valor de corrente demorou cerca de 10 ms antes de se estabilizar no seu novo valor. Ocorreu um sobressinal de 6 A durante o transitório. Observa-se também que a mudança do valor da tensão de referência do barramento de 24 V, aos 0,2 s, causou um pico de 2 A e um afundamento de 3,7 A na corrente do indutor L_2 , sendo o transitório de 5 ms. A ondulação da corrente do indutor L_2 ficou em torno 25,6 %, abaixo do valor projetado 30 %, mas esperado pelo fato de se utilizar uma indutância maior, como mostrado na Seção 2.3.1.

Na Figura 51 tem-se o comportamento da corrente média quase-instantânea da bateria ante alterações dos valores das tensões de referência dos barramentos de 24 e 380 V. Observou-se que houve um aumento da corrente fornecida pela bateria, tendo ocorrido dois aumentos da corrente da bateria, em 0,2 e 0,3 s referentes às alterações dos valores das tensões de referência dos barramentos de 24 e 380 V respectivamente. O maior sobressinal corrente, 52 A, ocorreu durante a mudança do valor de referência do barramento de 380 V.

Figura 50 – Corrente no indutor L_2 ante degraus de tensão de referência nos barramentos de 24 e 380 V.

Fonte: próprio autor.

Figura 51 – Corrente média quase-instantânea da bateria ante degraus de tensão de referência nos barramentos de 24 e 380 V.

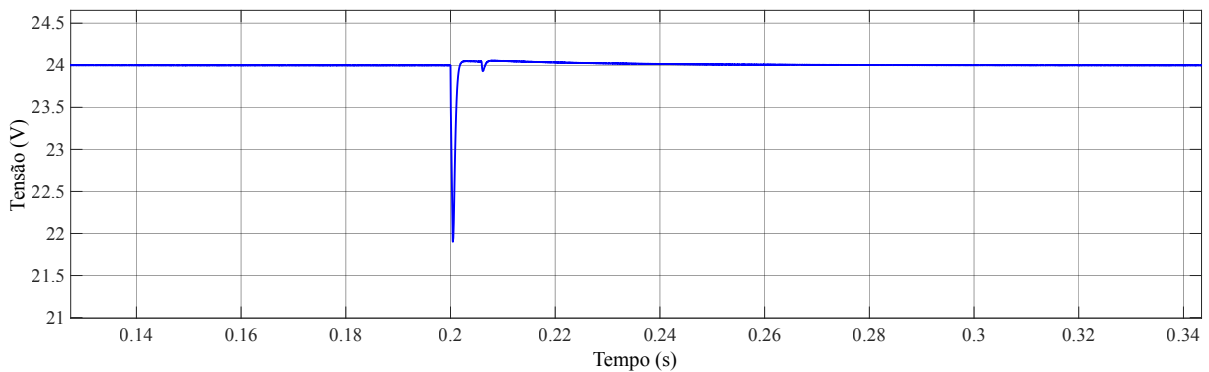


Fonte: próprio autor.

4.1.1.2 Teste 2: aplicações de cargas

No segundo teste é feita a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V. Inicialmente não há cargas conectadas aos barramentos de 24 e 380 V. Primeiramente será conectada uma carga de 500 W ao barramento de 24 V para depois conectar-se uma carga de mesmo valor ao barramento de 380 V. Aos 0,2 s uma carga é conectada ao barramento de 24 V, Figura 52. Observou-se que a aplicação de uma carga ao barramento de 24 V causou um afundamento temporário de tensão de cerca de 2,1 V e que demorou cerca de 0,15 s para a tensão do barramento estabilizar-se novamente no seu valor de referência. Aos 0,3 s uma carga de 500 W é aplicada ao barramento de 380 V. O barramento de 24 V não é afetado pela aplicação de carga no barramento de 380 V.

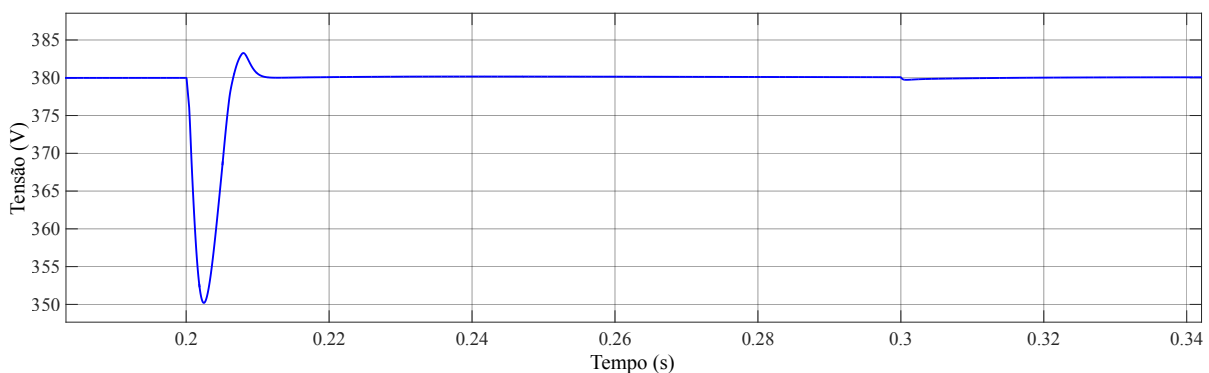
Figura 52 – Tensão do barramento de 24 V ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 53, observou-se que tanto a aplicação de uma carga ao barramento de 24 V como ao de 380 V causaram afundamentos temporários na tensão barramento de 380 V e que demorou cerca de 15 ms para a tensão do barramento se estabilizar novamente no valor de referência em ambos os casos. O afundamento referente à aplicação de carga no barramento de 24 V foi de 30 V e em relação à aplicação de carga ao barramento de 380 foi de 0,26 V. O valor de pico de tensão referente à aplicação de carga no barramento de 24 V foi de 3,3 V.

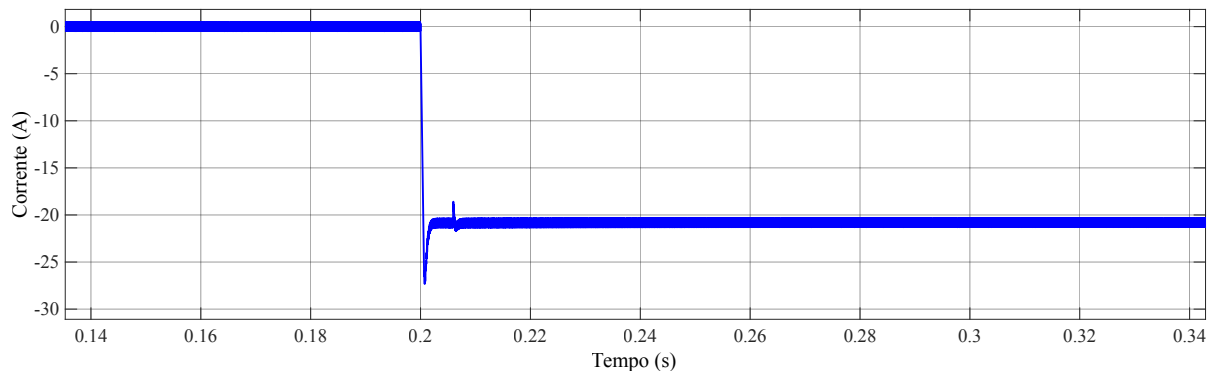
Figura 53 – Tensão do barramento de 380 V ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 54 tem-se o comportamento da corrente do indutor L_1 ante aplicações de cargas nos barramentos de 24 e 380 V. A aplicação de uma carga ao barramento de 24 V causou um aumento da corrente do indutor L_1 , visto que antes não havia uma carga conectada ao barramento de 24 V e como consequência a corrente demandada pela carga era de 0 A. Ocorreu um sobressinal de 7 A durante o transitório de 10 ms. A corrente do indutor L_1 não foi afetada pela aplicação de carga no barramento de 380 V.

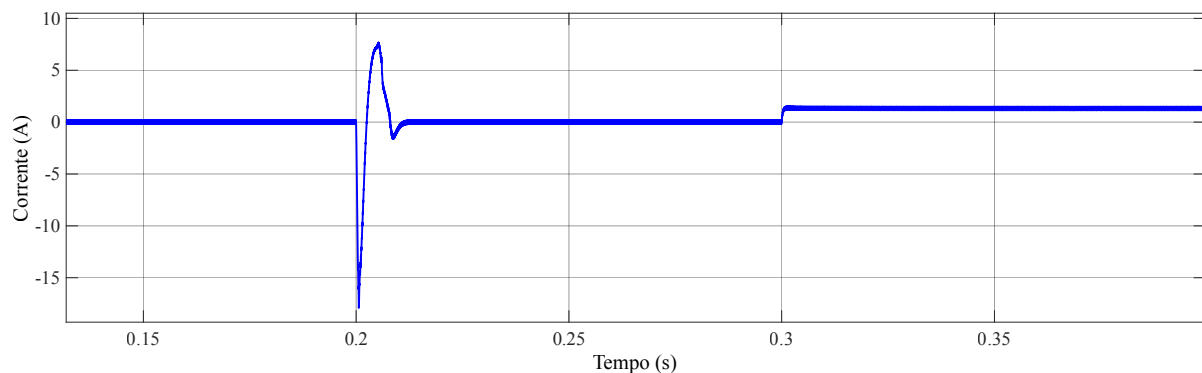
Figura 54 – Comportamento da corrente no indutor L_1 ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 55 tem-se o comportamento da corrente do indutor L_2 ante aplicações de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V. A corrente do indutor L_2 é afetada, aos 0,2 s, pela aplicação de carga no barramento de 24 V. Em 0,2 s ocorreu um valor de pico de corrente de 7,68 A e um afundamento de 17,9 A, sendo transitório total de 15 ms. Aos 0,3 s quando a carga é aplicada ao barramento de 380 V ocorre um aumento da corrente do indutor L_2 . O tempo para a corrente se estabilizar no seu novo valor foi de cerca de 4 ms.

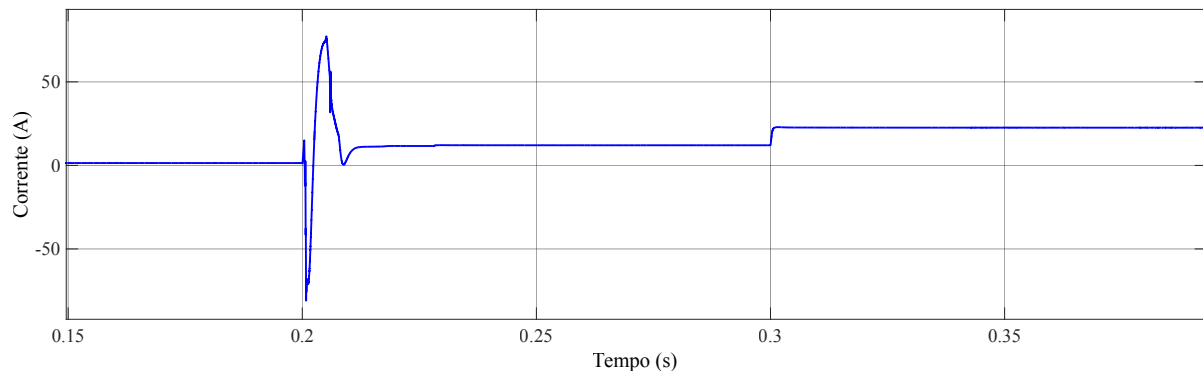
Figura 55 – Comportamento da corrente no indutor L_2 ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 56 tem-se o comportamento da corrente média quase-instantânea da bateria ante aplicações de cargas de 500 W nos barramentos de 24 e 380 V. Observou-se que houve um aumento da corrente fornecida pela bateria, tendo ocorrido dois aumentos de corrente, em 0,2 e 0,3 s referentes às aplicações de cargas aos barramentos de 24 e 380 V respectivamente. Aos 0,2 s ocorreu um sobressinal de corrente de 66 A e um afundamento de 79 A, o transitório total foi de 30 ms. Aos 0,3 s durante a segunda aplicação de carga ocorreu um transitório de 7 ms.

Figura 56 – Comportamento da corrente da bateria ante a aplicação de cargas de 500 W aos barramentos de 24 e 380 V.

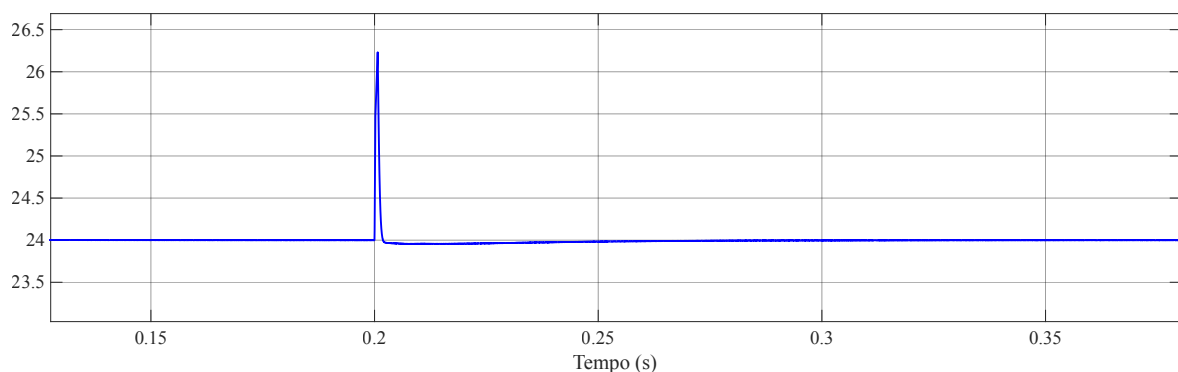


Fonte: próprio autor.

4.1.1.3 Teste 3: remoções de cargas

No terceiro teste é feita a remoção de cargas de 500 W nos barramentos de 24 e 380 V. Inicialmente há uma carga de 500 W conectada ao barramento de 24 V e outra do mesmo valor ao barramento de 380 V. Neste teste a carga do barramento de 24 V será removida primeiro que a do barramento de 380 V. Aos 0,2 s a carga do barramento de 24 V é removida, Figura 57. Observou-se que a remoção de uma carga no barramento de 24 V causou temporariamente um valor de pico de tensão de 2,25 V e que demorou cerca de 0,16 s para a tensão do barramento de 24 V se estabilizar novamente no seu valor de referência. Aos 0,3 s a carga do barramento de 380 V é removida. O barramento de 24 V não foi afetado pela remoção de carga no barramento de 380 V.

Figura 57 – Tensão do barramento de 24 V ante a remoção de cargas de 500 W dos barramentos de 24 e 380 V.

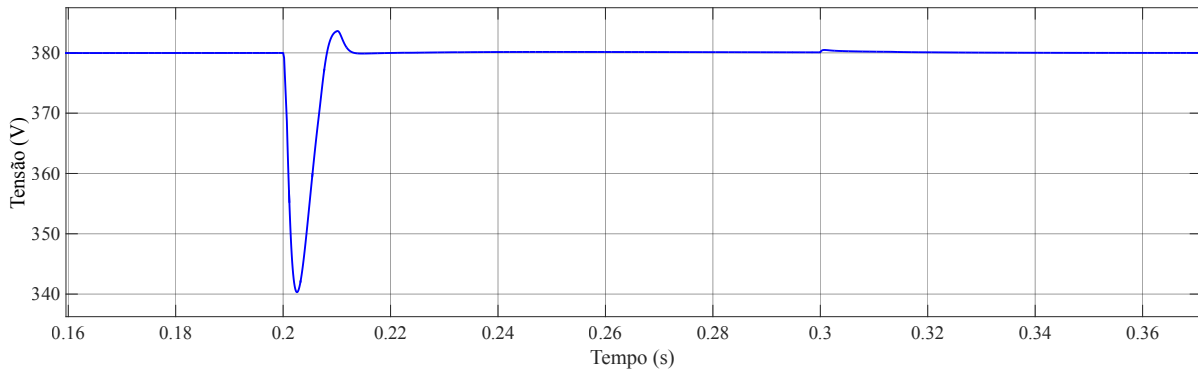


Fonte: próprio autor.

Na Figura 58, observou-se que tanto a remoção de carga no barramento de 24 V como no de 380 V causaram perturbações na tensão do barramento de 380 V e que demorou cerca de 20 ms para a tensão do barramento de 380 V se estabilizar novamente no seu valor de referência

em ambos os casos. A remoção de carga no barramento de 24 V causou um afundamento de 40 V e um valor de pico de tensão de 3,65 V no barramento de 380 V. A remoção de carga no barramento de 380 causou apenas um valor de pico de 0,5 V na tensão do barramento de 380 V.

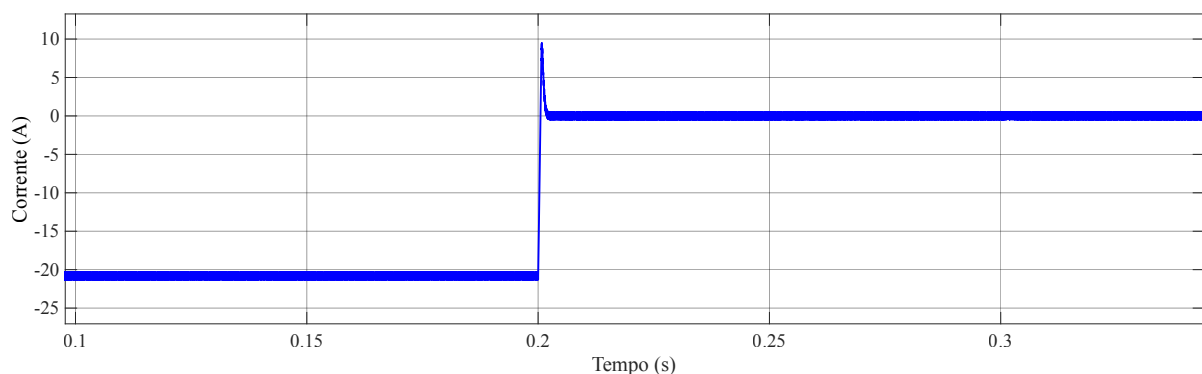
Figura 58 – Tensão do barramento de 380 V ante a remoção de cargas de 500 W dos barramentos de 24 e 380 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 59, tem-se o comportamento da corrente do indutor L_1 ante as remoções de cargas nos barramentos de 24 e 380 V. A remoção da carga do barramento de 24 V causou uma diminuição, em módulo, da corrente do indutor L_1 , visto que antes havia uma carga conectada ao barramento de 24 V e uma corrente era demandada pela mesma, depois da remoção da carga a corrente demandada passou a 0 A. O transitório foi de 3 ms e ocorreu um sobressinal de 9,5 A, durante o transitório. A corrente do indutor L_1 não foi afetada pela remoção de carga no barramento de 380 V.

Figura 59 – Comportamento da corrente no indutor L_1 ante a remoção de cargas de 500 W nos barramentos de 24 e 380 V.

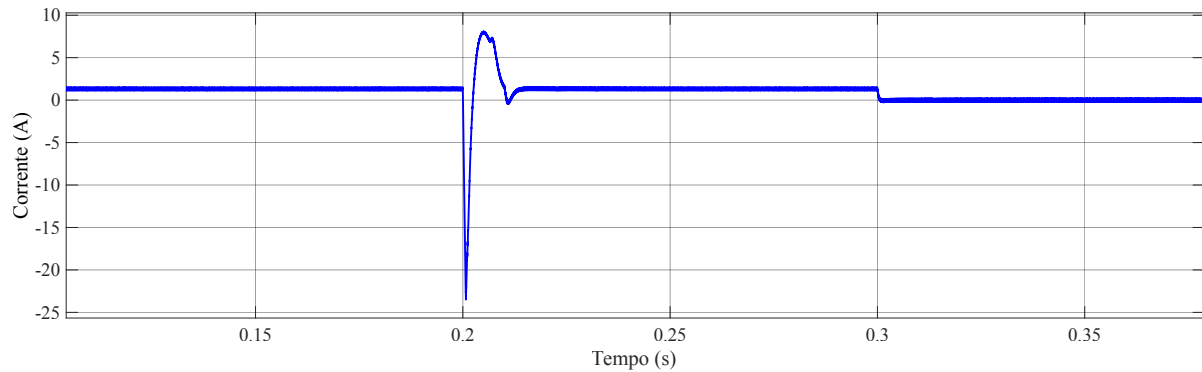


Fonte: próprio autor.

Na Figura 60, tem-se o comportamento da corrente do indutor L_2 ante as remoções de cargas nos barramentos de 24 e 380 V. Em 0,2 s, observou-se que a remoção da carga do barramento de 24 V casou uma perturbação na corrente do indutor L_2 , ocasionando em um valor pico de corrente de 8,1 A e em um afundamento de 22 A, durante o transitório de 25 ms. Em 0,3

observou-se que a corrente do indutor L_2 foi para 0 devido a remoção da carga no barramento de 380 V.

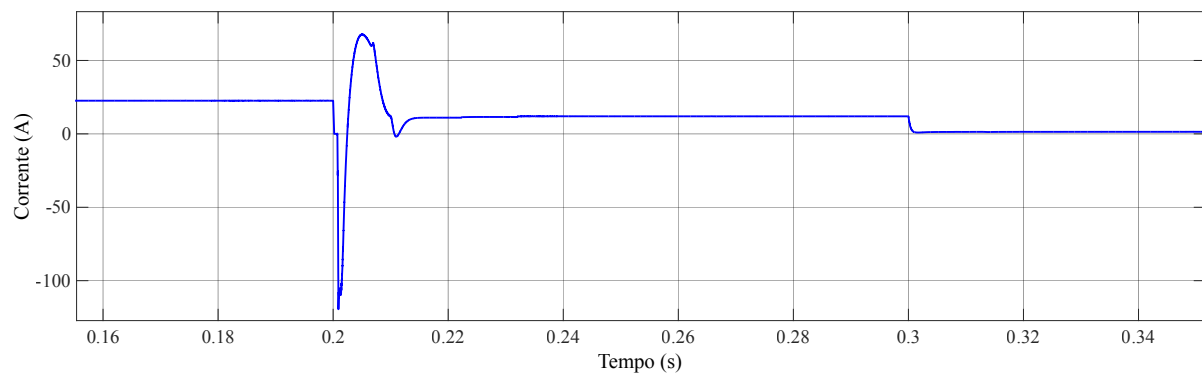
Figura 60 – Comportamento da corrente no indutor L_2 ante a remoção de cargas de 500 W dos barramentos de 24 e 380 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 61, tem-se o comportamento da corrente média quase-instantânea da bateria ante as remoções de cargas de 500 W nos barramentos de 24 e 380 V. Observou-se que houve uma diminuição da corrente fornecida pela bateria, tendo ocorrido duas reduções da corrente fornecida pela bateria, em 0,2 e 0,3 s referentes às remoções de cargas nos barramentos de 24 e 380 V respectivamente. Em 0,2 s, ocorreu um sobressinal de corrente de 55,8 A e um afundamento de corrente de 97 A, respectivamente, durante o transitório de 40 ms. Em 0,3 s o transitório foi de 6 ms.

Figura 61 – Comportamento da corrente da bateria ante a remoção de cargas de 500 W dos barramentos de 24 e 380 V.



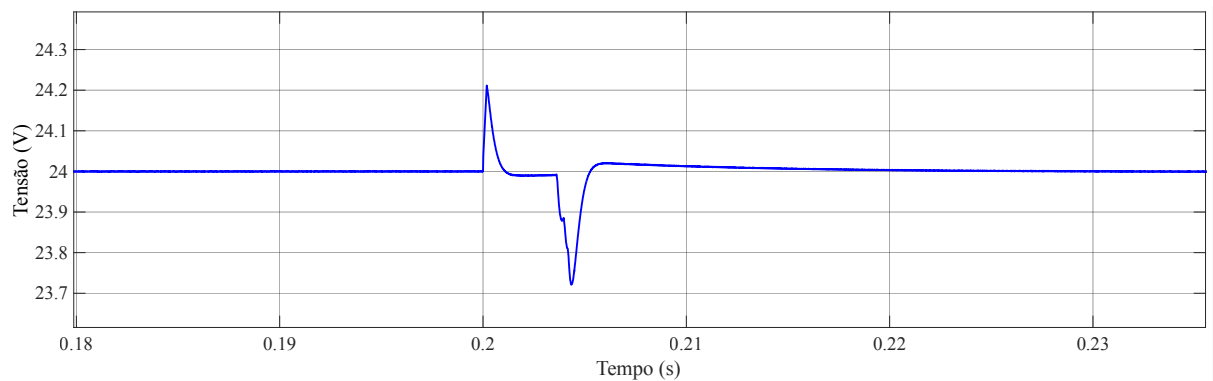
Fonte: próprio autor.

4.1.2 Caso MD2

No caso MD2 temos um painel fotovoltaico (PV), que funciona como uma fonte de corrente, conectado ao barramento de 24 V, a bateria operando ora como carga, ora como fonte e o barramento de 380 V com apenas uma carga de 500 W conectada.

Neste teste são verificados como os controles dos barramentos de 24 e 380 V respondem à alteração da corrente fornecida pelo PV. Aos 0,2 s a corrente fornecida pelo PV foi aumentada 21 A para 26,5 A. Na Figura 62 tem-se o comportamento da tensão do barramento de 24 V ante a alteração da corrente fornecida pelo PV. Observou-se que a mudança da corrente fornecida pelo PV causou um valor de pico e um afundamento temporário de tensão de cerca de 0,28 V e 0,2 V, respectivamente, e que demorou cerca de 25 ms para a tensão do barramento se estabilizar novamente no valor de referência.

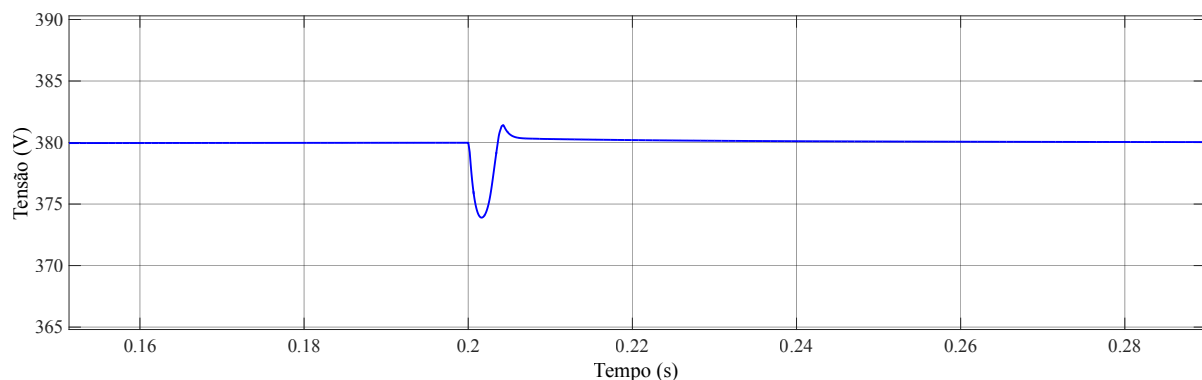
Figura 62 – Tensão no barramento de 24 V ante a alteração de corrente fornecida ao mesmo pelo PV.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 63 tem-se o comportamento da tensão do barramento de 380 V ante a alteração da corrente fornecida pelo PV. Observou-se que a mudança da corrente fornecida pelo PV causou um valor de pico e um afundamento temporário de tensão de cerca de 1,5 V e 6 V, no barramento de 380 V, respectivamente, e que demorou cerca de 40 ms para a tensão do barramento se estabilizar novamente no valor de referência.

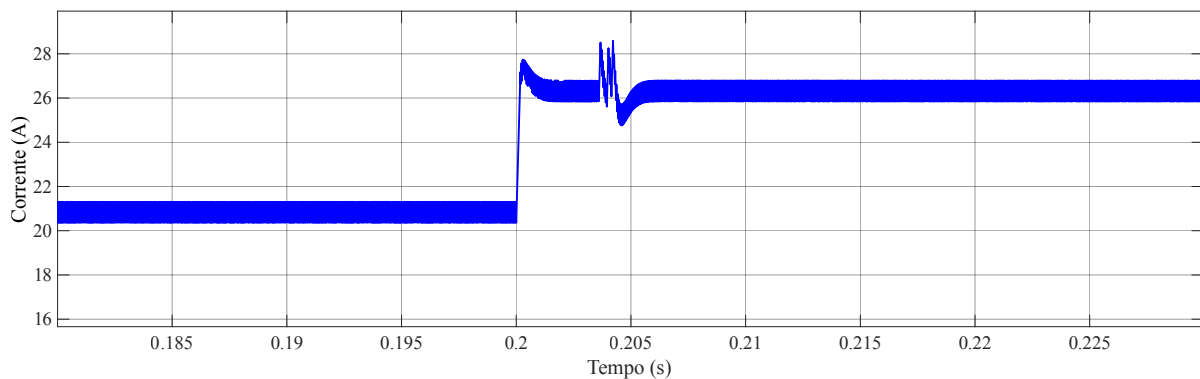
Figura 63 – Tensão no barramento de 380 V ante a alteração de corrente fornecida ao barramento de 24 V pelo PV.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 64, tem-se o comportamento da corrente do indutor L_1 ante a alteração da corrente fornecida pelo PV. O aumento corrente fornecida pelo PV causou um aumento da corrente do indutor L_1 . O tempo para a corrente estabilizar-se no novo valor foi de cerca de 6,5 ms. Ocorreu um sobressinal de 2,1 A durante o transitório.

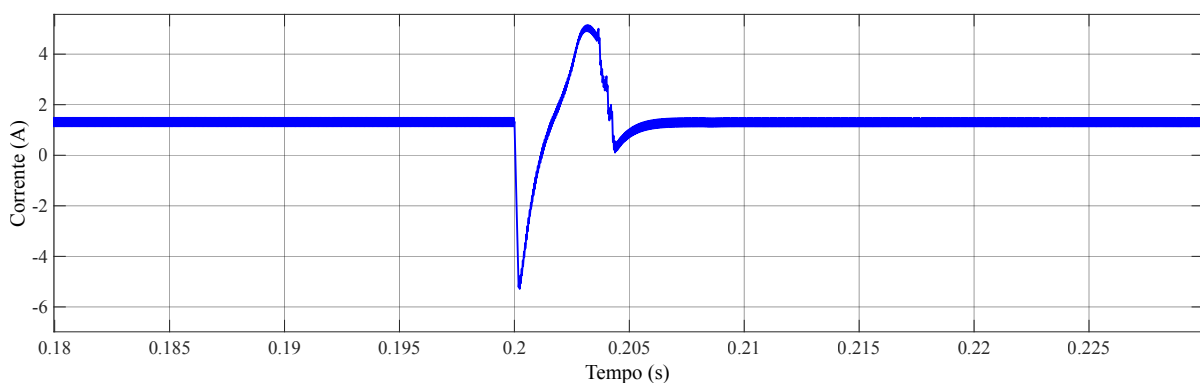
Figura 64 – Corrente no indutor L_1 ante a alteração de corrente fornecida ao barramento de 24 V pelo PV.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 65, tem-se o comportamento da corrente do indutor L_2 ante a alteração da corrente fornecida pelo PV. Observou-se que a mudança da corrente fornecida pelo PV causou um valor pico de corrente de 5,1 A e um afundamento temporário de corrente de cerca de 5,3 A na corrente do indutor L_2 . O tempo do transitório foi em torno de 10 ms.

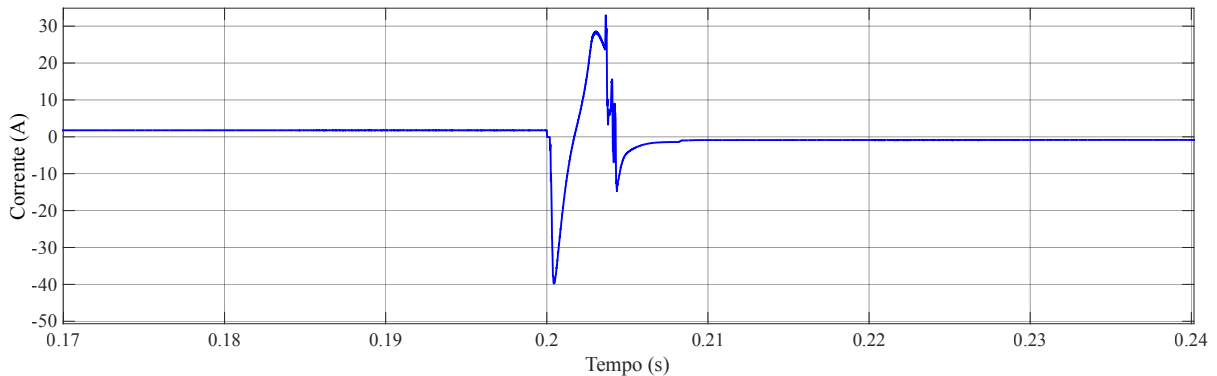
Figura 65 – Corrente no indutor L_2 ante a alteração de corrente fornecida ao barramento de 24 V pelo PV.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 66, tem-se o comportamento da corrente média quase-instantânea da bateria ante a alteração da corrente fornecida pelo PV. O aumento da corrente fornecida pelo PV, em 0,2 s, faz com que a bateria pare alimentar a carga e comece a ser carregada. Houve um valor de pico e um afundamento de corrente de cerca de 33 A e 40 A, respectivamente, durante o transitório de 20 ms.

Figura 66 – Corrente média quase-instantânea na bateria ante a alteração de corrente fornecida ao barramento de 24 V pelo PV.



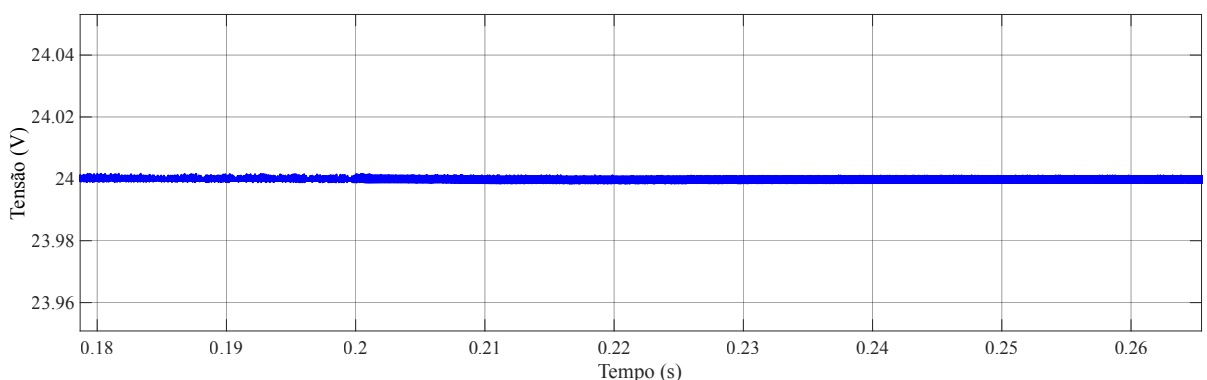
Fonte: próprio autor.

4.1.3 Caso MC

Neste caso o conversor está inicialmente desconectado da rede com cargas de 500 W nos barramentos de 24 V e 380 V, as cargas sendo alimentadas somente pela bateria. Num dado instante o conversor é conectado a rede.

Neste teste são verificados como os controles dos barramentos de 24 e 380 V respondem quando o conversor está inicialmente desconectado da rede e num dado instante o barramento de 380 V é conectado a rede, aos 0,2 s. Na figura 67 tem-se o comportamento da tensão do barramento de 24 V ante a mudança de MD para MC. O barramento de 24 V praticamente não foi afetado pela mudança de MD para MC.

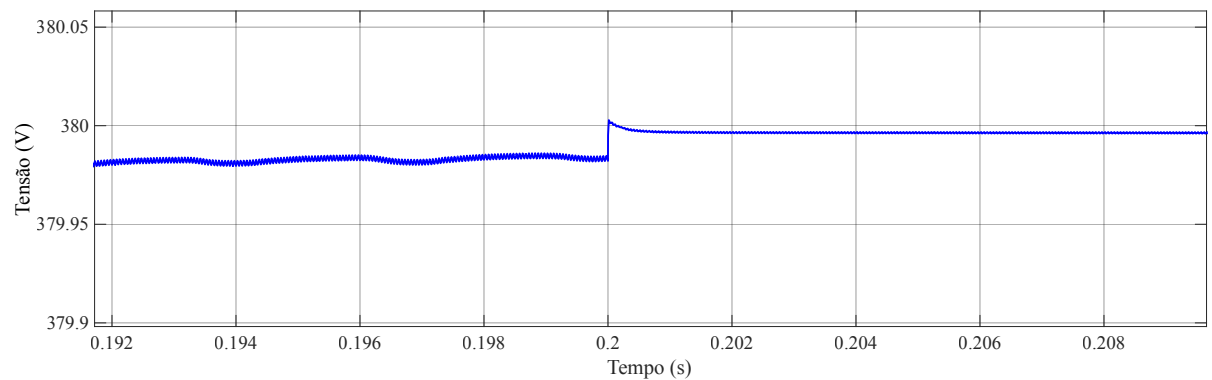
Figura 67 – Tensão no barramento de 24 V ante a mudança de modo desconectado (MD) para modo conectado (MC).



Fonte: próprio autor.

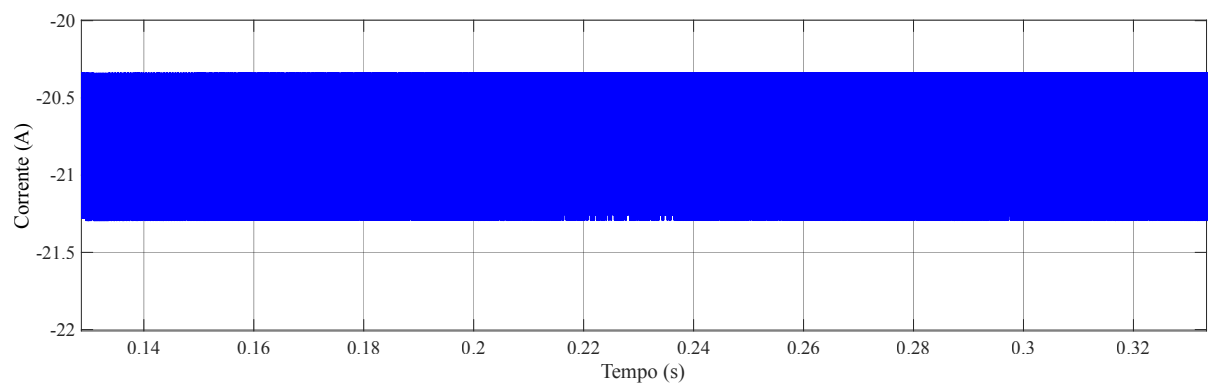
Na Figura 68 tem-se o comportamento da tensão do barramento de 380 V ante a mudança de MD para MC. No momento da conexão, 0,2 s, houve um aumento desprezível da tensão do barramento de 380 V, com transitório de 0,1 ms.

Figura 68 – Tensão no barramento de 380 V ante a mudança de MD para MC.



Fonte: próprio autor.

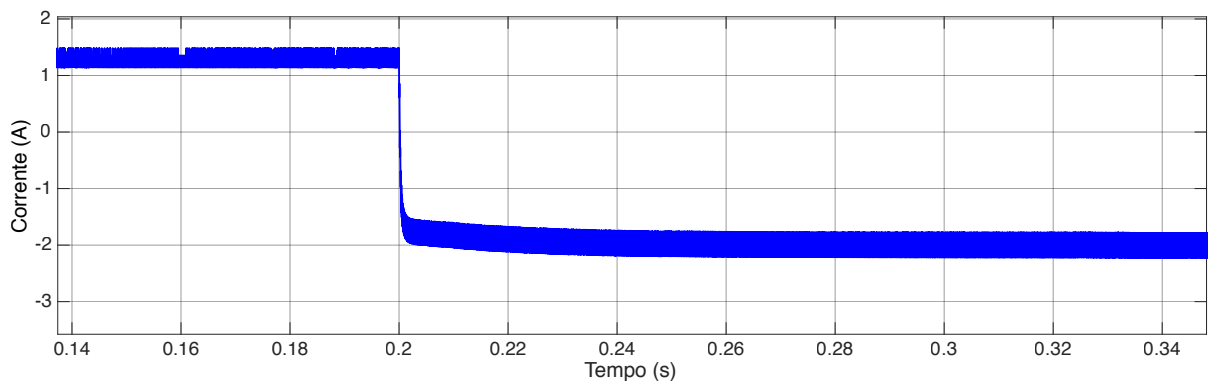
Na Figura 69, tem-se o comportamento da corrente do indutor L_1 ante a mudança de MD para MC. A corrente do indutor L_1 não foi afetada pela mudança de MD para MC.

Figura 69 – Corrente no indutor L_1 ante a mudança de MD para MC.

Fonte: próprio autor.

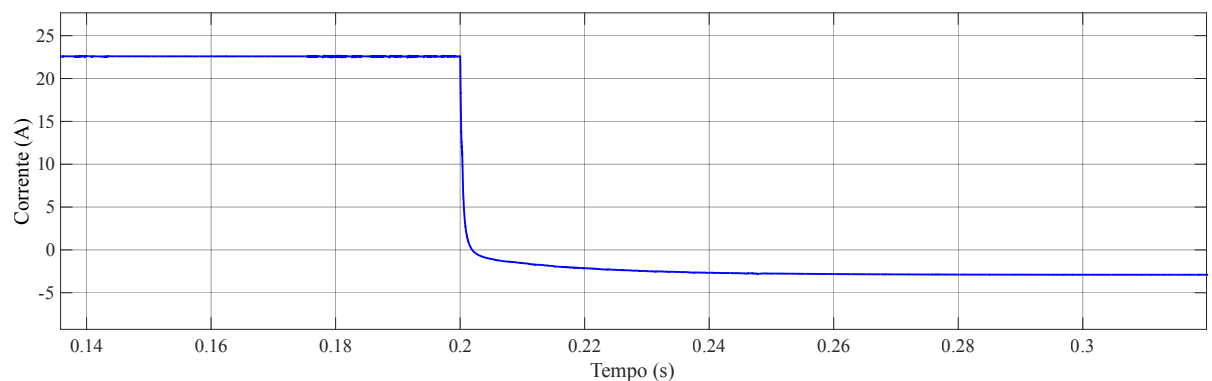
Na Figura 70, tem-se o comportamento da corrente do indutor L_2 ante a mudança de MD para MC. Observou-se que a corrente do indutor L_2 foi de aproximadamente 1,3 A antes da mudança de MD para MC, após o mudança de MD para MC a corrente que passa por L_2 ficou em torno de -2 A, essa mudança de sinal indica que agora é a rede que está fornecendo a energia para o sistema, sendo esta energia suficiente para alimentar tanto a carga como a bateria, assim a bateria opera agora como uma carga e está sendo carregada, Figura 71. O tempo de acomodação para o novo valor de corrente foi de 0,1 s.

Na Figura 71, tem-se o comportamento da corrente média quase-instantânea da bateria ante a mudança de MD para MC. Observa-se que inicialmente a bateria encontra-se fornecendo energia para a carga, corrente da bateria de 22,6 A. Após a mudança de MD para MC a bateria passa a ser carregada, corrente da bateria -3A. O transitório foi de 0,1 s.

Figura 70 – Corrente no indutor L_2 ante a mudança de MD para MC.

Fonte: próprio autor.

Figura 71 – Corrente média quase-instantânea da bateria ante a mudança de MD para MC.



Fonte: próprio autor.

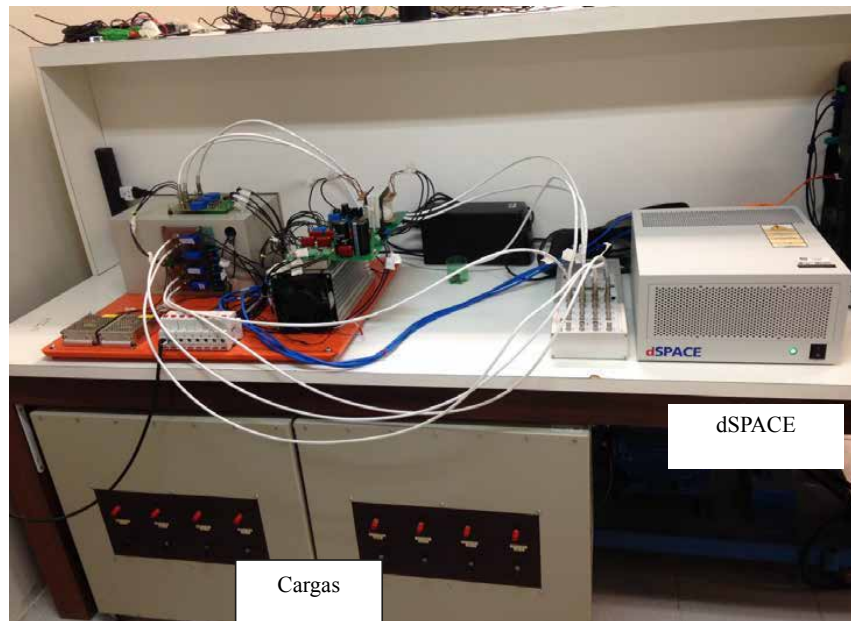
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, primeiramente, serão apresentados a descrição da montagem do protótipo e os ajustes de bancada necessários para a realização dos experimentos. Em seguida, serão mostrados os reprojatos dos controladores, realizados devido aos ajustes experimentais. Por fim, serão apresentados os resultados experimentais do protótipo no MD.

4.2.1 Protótipo

Na Figura 72 tem-se a bancada utilizada para a realização dos experimentos. A esquerda tem-se o protótipo do conversor que está ligado ao dSpace[®], que é a plataforma responsável por realizar o controle do conversor. O dSpace[®] possui uma integração com o MATLAB[®], de modo que é possível criar o controle do conversor por diagramas de blocos do MATLAB[®]. O dSpace[®] também possui um placa de aquisição de dados em tempo real. O cabo azul é responsável pelos acionamentos das chaves e os cabos brancos pelas aquisições das medições de corrente e tensão dos sensores. A área da chapa metálica galvanizada, com tinta isolante laranja, onde o protótipo foi montado é de 65cm x 60cm.

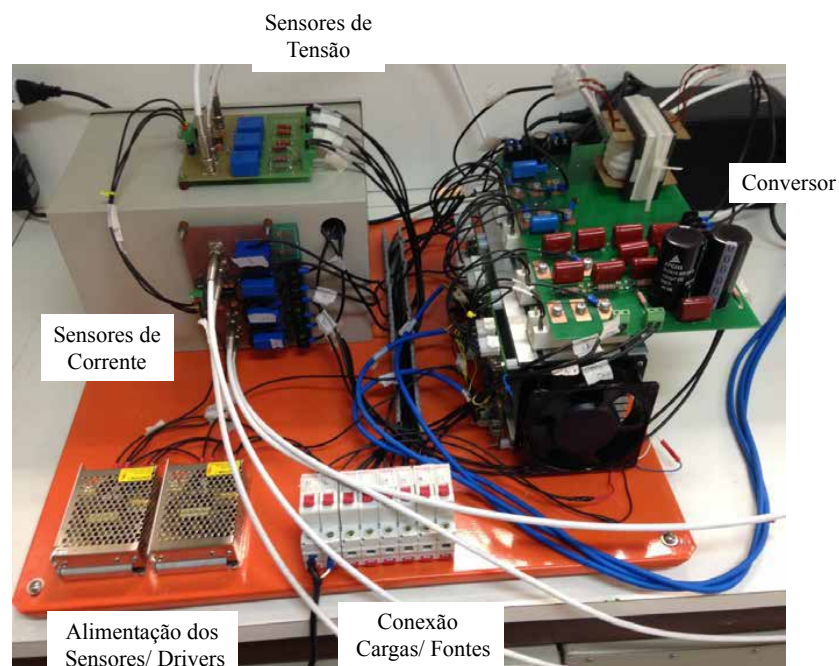
Figura 72 – Bancada do protótipo.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 73 tem-se uma foto mais detalhada do protótipo. Para a placa de medição das correntes i_{L1} , i_{L2} , i_{2s} e i_p , utilizou-se 3 sensores LA 55-P e um LA 100-P, ambos da LEM[®]. Para a placa de medição das tensões V_{24} , V_{380} e V_b utilizou-se 3 sensores LV 20-P, também da LEM[®]. Esses sensores apresentam boa linearidade e precisão em suas faixas de medição. Os sensores operam transformando os sinais medidos das correntes e tensões em correntes de saída excursionados entre -50 mA e 50 mA eficazes.

Figura 73 – Protótipo.

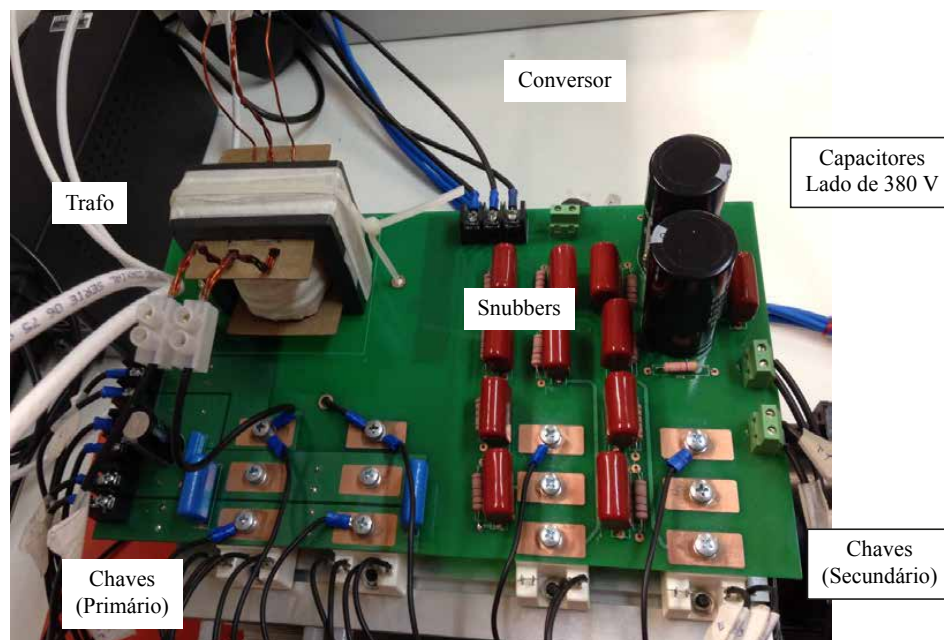


Fonte: próprio autor.

Os indutores do conversor foram confinados na caixa bege, onde os sensores estão posicionados em cima, Figura 73. O indutor L_1 foi posicionado na horizontal e o indutor L_2 na vertical para não haver interferência entre os fluxos dos indutores. A caixa bege é blindada, de modo a impedir que haja interferência dos indutores na aquisição de dados pelos sensores. Para as conexões de cargas e fontes ao protótipo, utilizou-se 8 disjuntores unipolares curva c da STECK[®], sendo 2 de 16 A para conexão da alimentação dos sensores/*drivers*, 2 de 32 A para as conexões do barramento de 380 V e 4 de 50 A para as conexões dos barramentos de 24 V e 48 V.

É mostrado na Figura 74, a placa do conversor propriamente dito, nela pode-se observar todos os componentes projetados no Capítulo 2. A placa com as chaves está montada em cima do dissipador de calor P 3/300MM S/F da SEMIKRON[®].

Figura 74 – Placa do conversor.



Fonte: próprio autor.

Durante a realização do experimento as seguintes limitações foram constatadas:

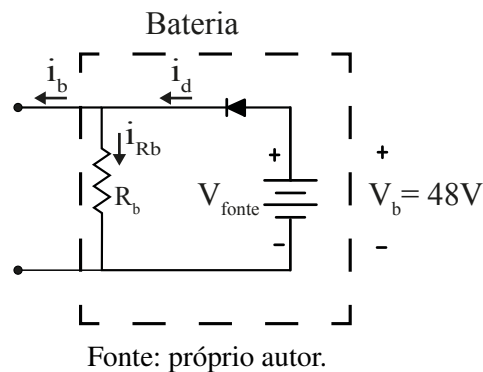
- Como não havia nem PV nem bateria disponível em laboratório, emulou-se o comportamento de ambos utilizando-se as fontes disponíveis em laboratório;
- As fontes disponíveis em laboratório, Chroma e Magna-Power, possuíam limitações de corrente de 8 e 12 A, respectivamente;
- A maior carga resistiva disponível em laboratório era de 4Ω , assim a potência máxima que pôde ser testada no barramento de 24 V foi de 144 W;

- Todos os experimentos tiveram que ser realizados com uma tensão máxima de 300 V no barramento de 380 V devido a limitações das fontes, a carga máxima conectada ao barramento de 380 V foi de 186 W;
- Todas as malhas de controle tiveram que ser reprojctadas para a novas condições de operação.
- Não se utilizou a compensação *feedforward* em nenhuma das malhas de controle devido a indisponibilidade de mais sensores de corrente em laboratório.

Devido as limitações mencionadas acima, o conversor teve que ser testado em potências menores que 500 W.

Devido ao fato de não haver uma bateria disponível no laboratório, optou-se por emular o comportamento de uma utilizando o esquema elétrico mostrado na Figura 75. Através da medição de I_b pode-se emular o estado da bateria: se $I_b > 0$ a bateria está sendo descarregada, se $I_b < 0$ a bateria está sendo carregada e se $I_b = 0$ a bateria está em flutuação. Onde na Figura 75, a resistência R_b é igual a 12Ω e a fonte em série com o diodo de potência é a fonte Magna-Power disponível em laboratório.

Figura 75 – Esquema elétrico utilizado no experimento para emular o comportamento de uma bateria.



4.2.2 Reprojetado dos controladores

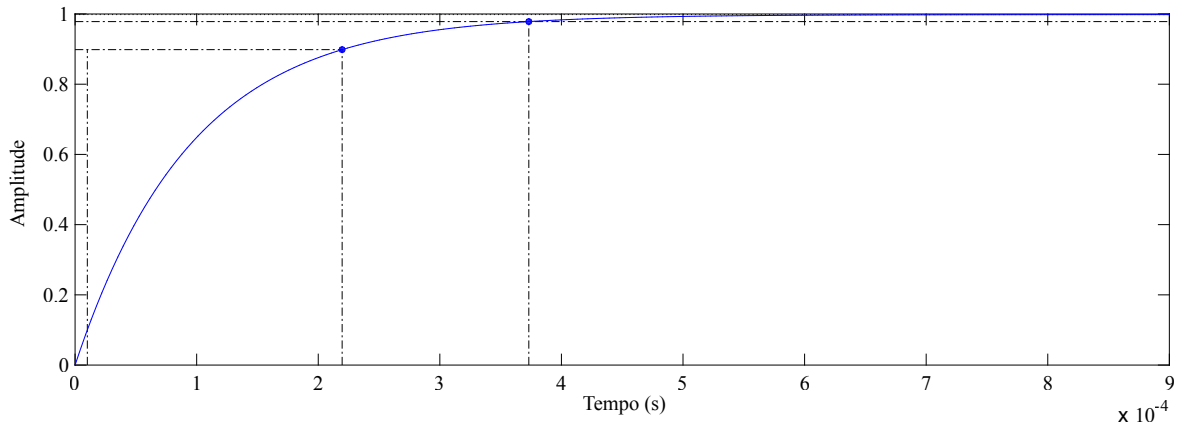
Devido as limitações apresentadas na Seção 4.2.1 todas as malhas de controle tiveram que ser reprojctadas para a novas condições de operação. O método para o reprojetado dos controladores é análogo à metodologia apresentada no Capítulo 3.

4.2.2.1 Reprojetado dos controladores do barramento de 24 V

Para o novo projeto dos controladores da porta de 24 V optou-se por deixar apenas um controlador proporcional para a malha interna de corrente, mantendo-se um controlador PI para

a malha externa de tensão. O controlador P de corrente tem um tempo de subida de $210 \mu s$ e um tempo de acomodação de $373 \mu s$, como mostrado na Figura 76.

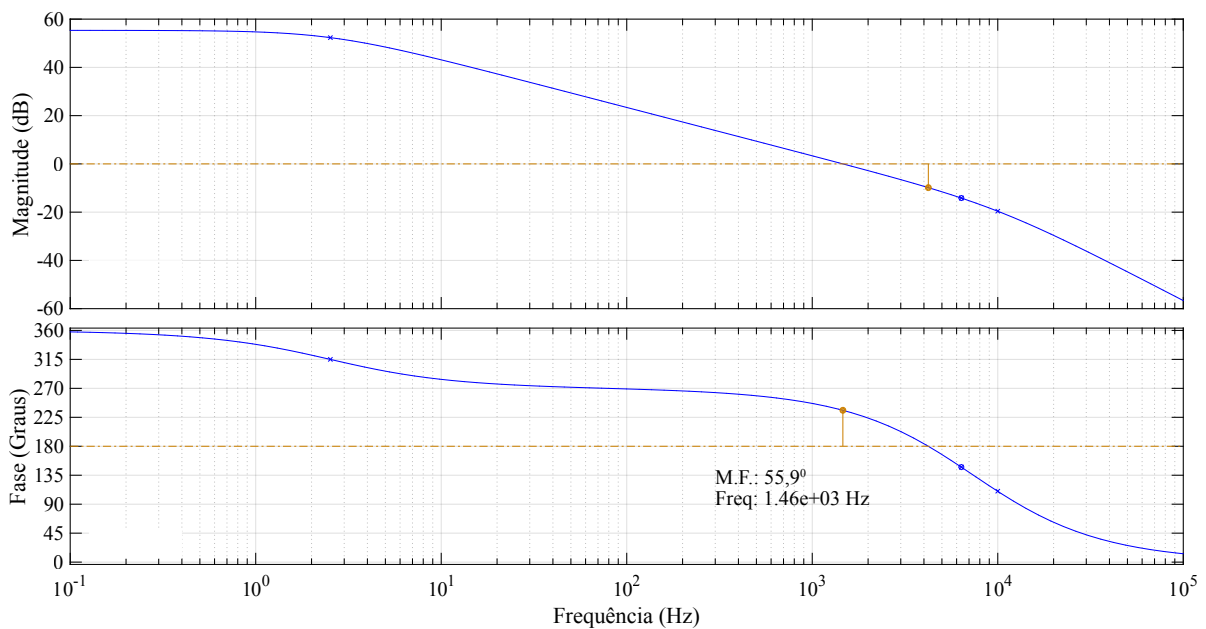
Figura 76 – Resposta ao degrau de referência do controlador P de corrente do barramento de 24 V reprojeto.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 77, o sistema tem uma MF de $55,9^\circ$, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

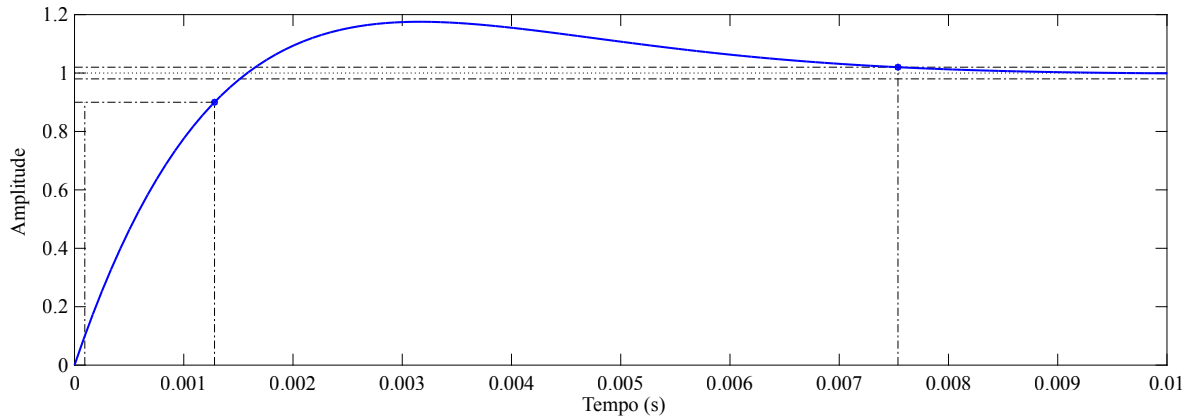
Figura 77 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de corrente do barramento de 24 V reprojeto.



Fonte: próprio autor.

O controlador PI de tensão tem um tempo de subida de $1,19$ ms e um tempo de acomodação de $7,54$ ms, como mostrado na Figura 78.

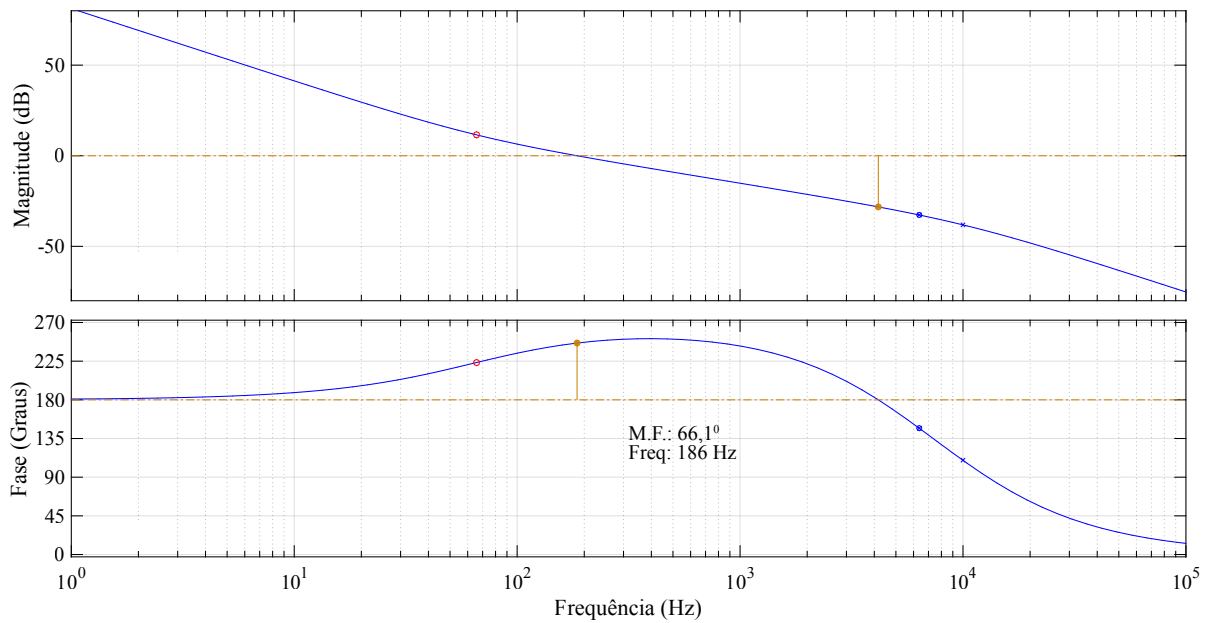
Figura 78 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de tensão do barramento de 24 V reprojeto.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado Figura 79, o sistema tem uma MF de 66,1°, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

Figura 79 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de tensão do barramento de 24 V reprojeto.



Fonte: próprio autor.

Os ganhos dos controladores são mostrados na Tabela 11.

Tabela 11 – Ganhos dos controladores do barramento de 24 V reprojeto.

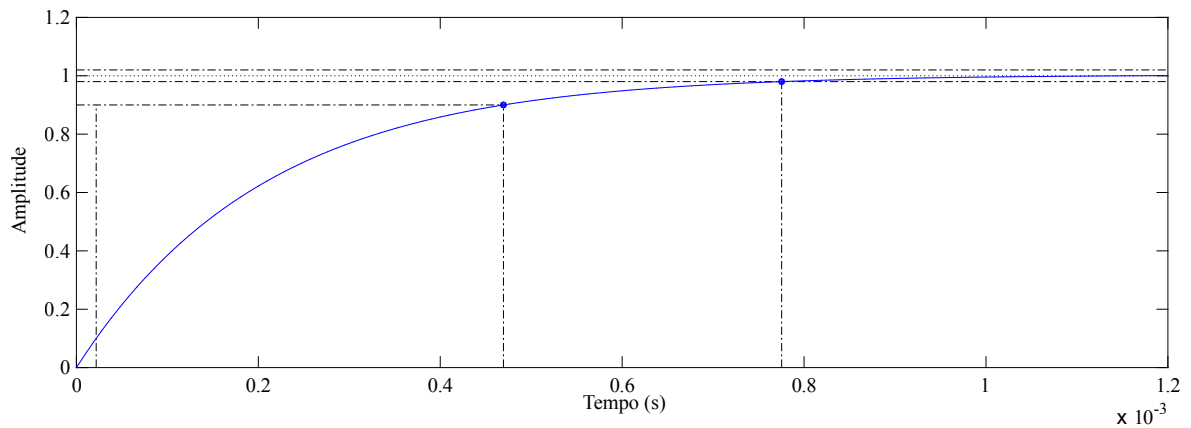
Ganho	Valor
K_{pc}	5,85
K_{pt}	2,42
K_{it}	1000

Fonte: próprio autor.

4.2.2.2 Reprojeto dos controladores do barramento de 380 V

Para o novo projeto dos controladores da porta de 380V manteve-se os mesmos controladores PI, alterando-se apenas os ganhos. O controlador PI de corrente tem um tempo de subida de 448 μ s e um tempo de acomodação de 775 μ s, como mostrado na Figura 80.

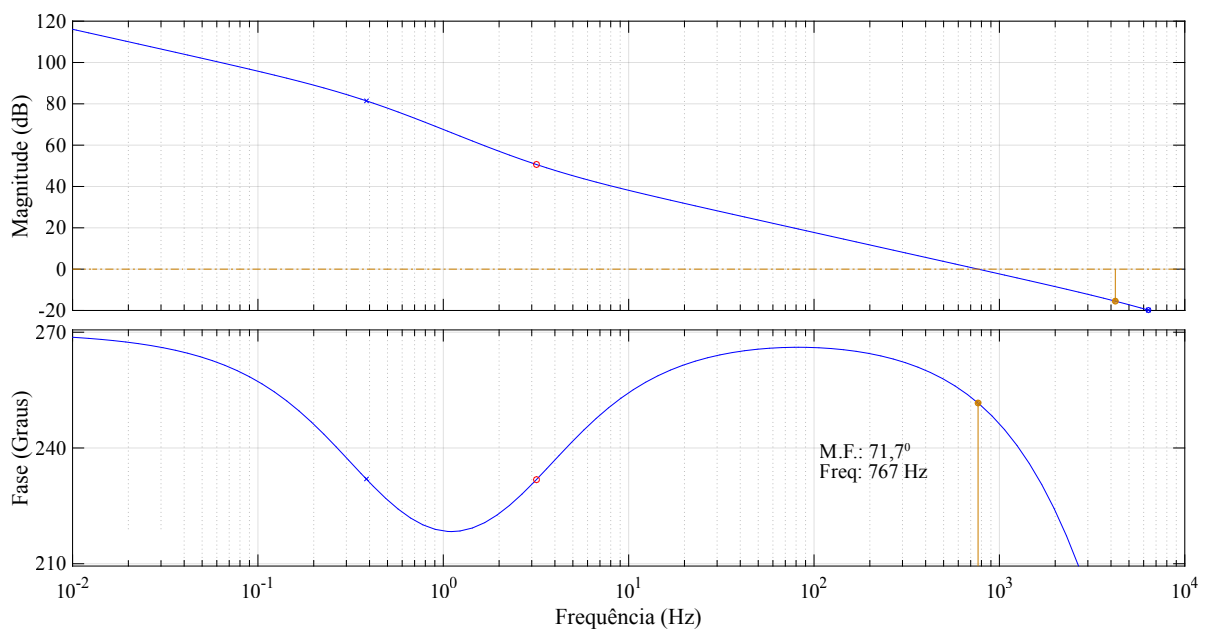
Figura 80 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de corrente do barramento de 380 V reprojeto.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 81, a Margem de Fase (MF) é 71,7°, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

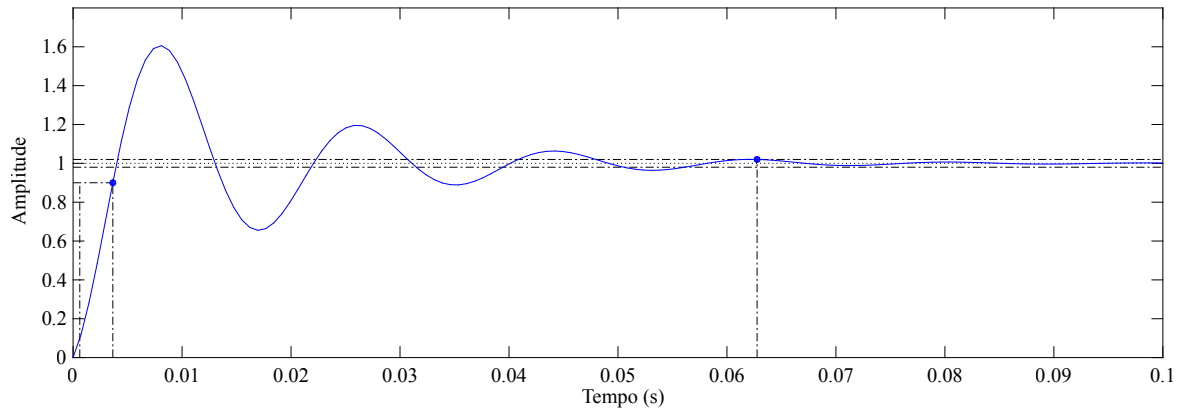
Figura 81 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de corrente do barramento de 380 V reprojeto.



Fonte: próprio autor.

O controlador PI de tensão tem um tempo de subida de 3,03 ms e um tempo de acomodação de 62,8 ms, como mostrado na Figura 82.

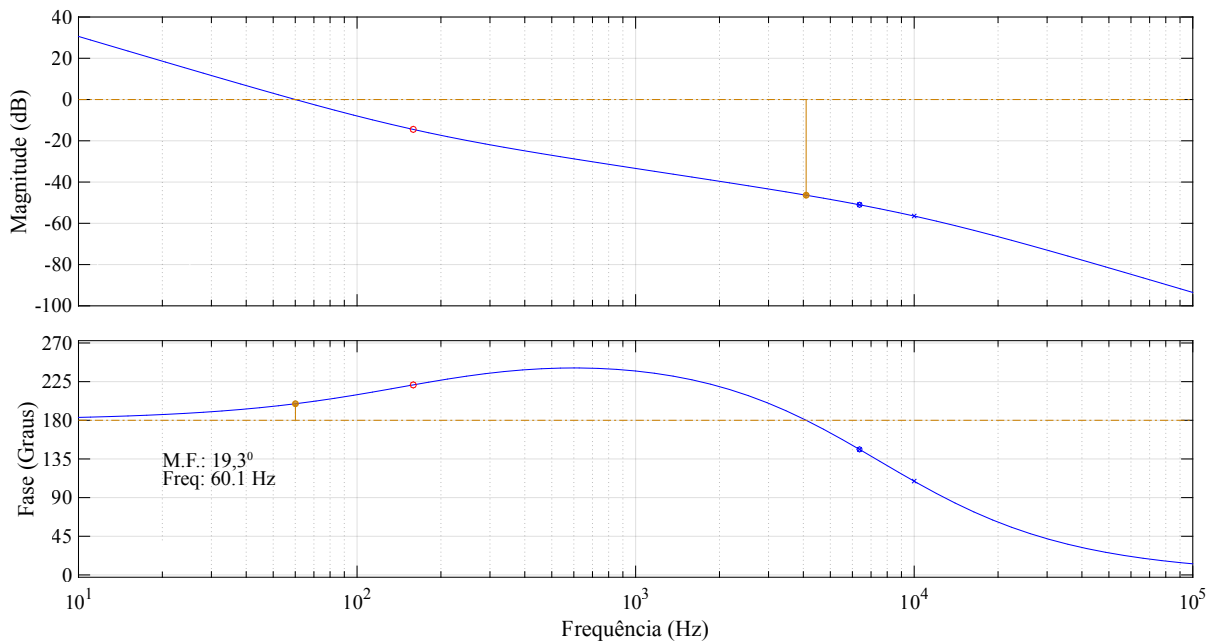
Figura 82 – Resposta ao degrau de referência do controlador PI de tensão do barramento de 380 V reprojeto.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 83, o sistema tem uma MF de $19,3^\circ$, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

Figura 83 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle de tensão do barramento de 380 V reprojeto.



Fonte: próprio autor.

Os ganhos dos controladores são mostrados na Tabela 12.

Tabela 12 – Ganhos dos controladores do barramento de 380 V reprojeto.

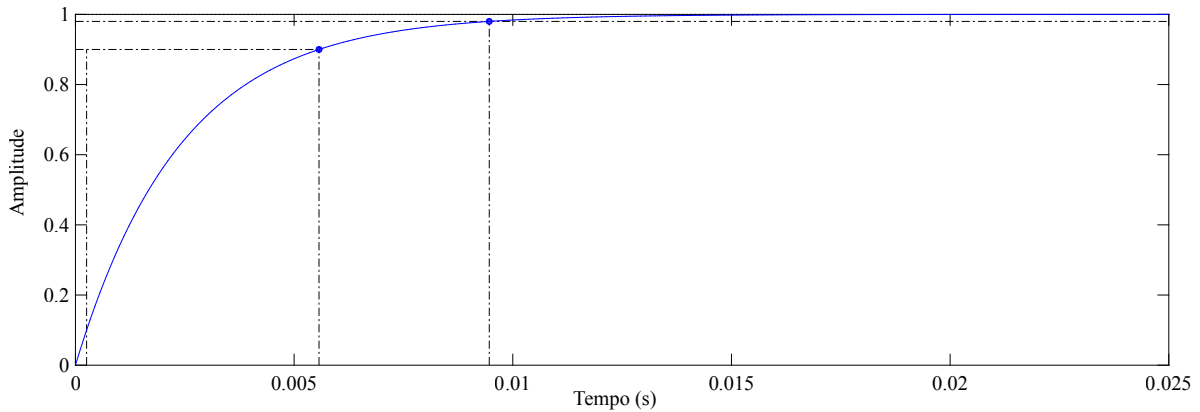
Ganho	Valor
K_{pc}	50
K_{ic}	1000
K_{pt}	0,1
K_{it}	100

Fonte: próprio autor.

4.2.2.3 Reprojeto do controlador da corrente de magnetização do transformador

Para o novo projeto do controlador da corrente de magnetização do transformador optou-se por utilizar apenas um controlador proporcional. O controlador P possui um tempo de subida de 5,31 ms e um tempo de acomodação de 9,46 ms, como mostrado na Figura 84.

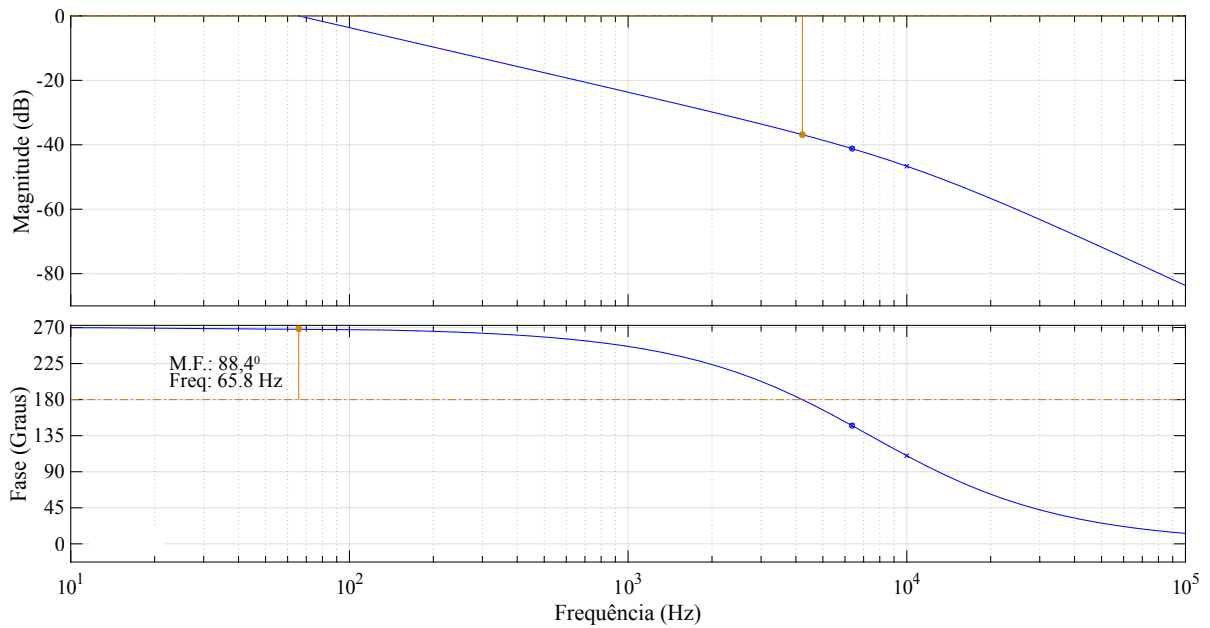
Figura 84 – Resposta ao degrau de referência do controlador P da corrente de magnetização do transformador reprojeto.



Fonte: próprio autor.

Conforme pode ser observado na Figura 85, o sistema tem uma MF de $88,4^{\circ}$, logo pelo critério de estabilidade de Bode o sistema é estável.

Figura 85 – Resposta em frequência da FTMA do sistema de controle da corrente de magnetização do transformador reprojeto.



Fonte: próprio autor.

Os ganhos dos controladores são mostrados na Tabela 13.

Tabela 13 – Ganhos do controlador da corrente de magnetização do transformador reprojatados.

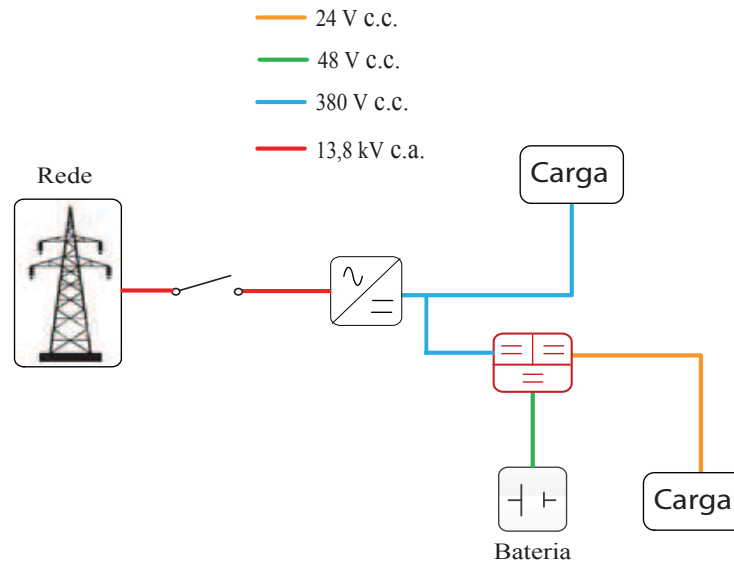
Ganho	Valor
K_{pc}	0,1

Fonte: próprio autor.

4.2.3 Resultados experimentais do MD

Para os experimentos de 1 a 4, foram conectadas apenas cargas nos barramentos de 24 e 380 V, sendo a bateria (fonte de tensão) a única responsável por alimentar as cargas, como mostrado na Figura 86.

Figura 86 – Configuração experimental para os experimentos de 1 a 4.



Fonte: próprio autor.

Para os experimentos 5 e 6, conectou-se um PV (fonte de corrente) no barramento de 24 V e apenas uma carga no barramento de 380 V, como mostrado na Figura 87. De modo que se o PV fornecer energia suficiente para alimentar a carga, o excedente carregará a bateria. Se o PV não conseguir alimentar a carga, a bateria ajudará a complementar a energia demandada pela carga, sendo assim descarregada.

4.2.3.1 Experimento 1: mudança na tensão de referência do barramento de 380 V

Primeiramente foi dado um degrau de 200 V para 300 V na tensão de referência do barramento de 380 V. As cargas conectadas aos barramentos de 24 e 380 V foram de 60Ω (9,6 W) e 561Ω (160,4). Pode-se observar na Figura 88 que o transitório foi de 175 ms e que houve um aumento na corrente da bateria, com um sobressinal na corrente de aproximadamente 5 A. Na corrente do indutor L_2 ocorreu um sobressinal na corrente de aproximadamente 0,75 A devido ao aumento da tensão do barramento de 380 V. O controle operou de modo satisfatório mudando a referência conforme foi exigido.

Figura 87 – Configuração experimental para os experimentos 5 e 6.

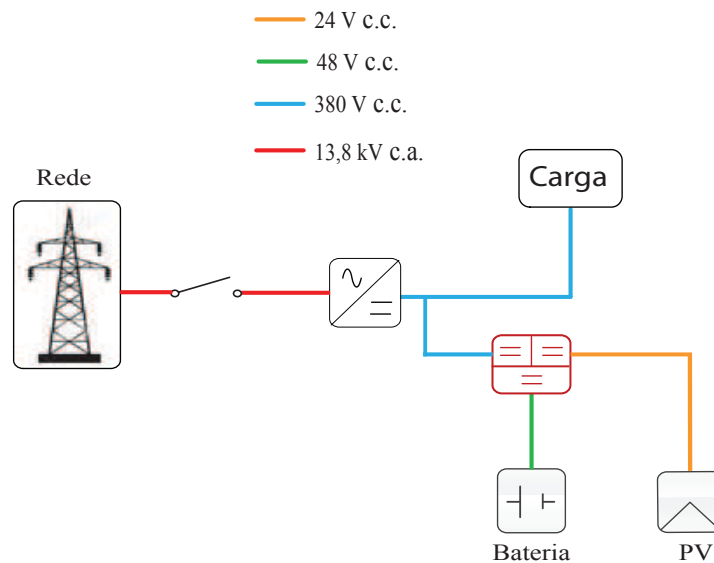
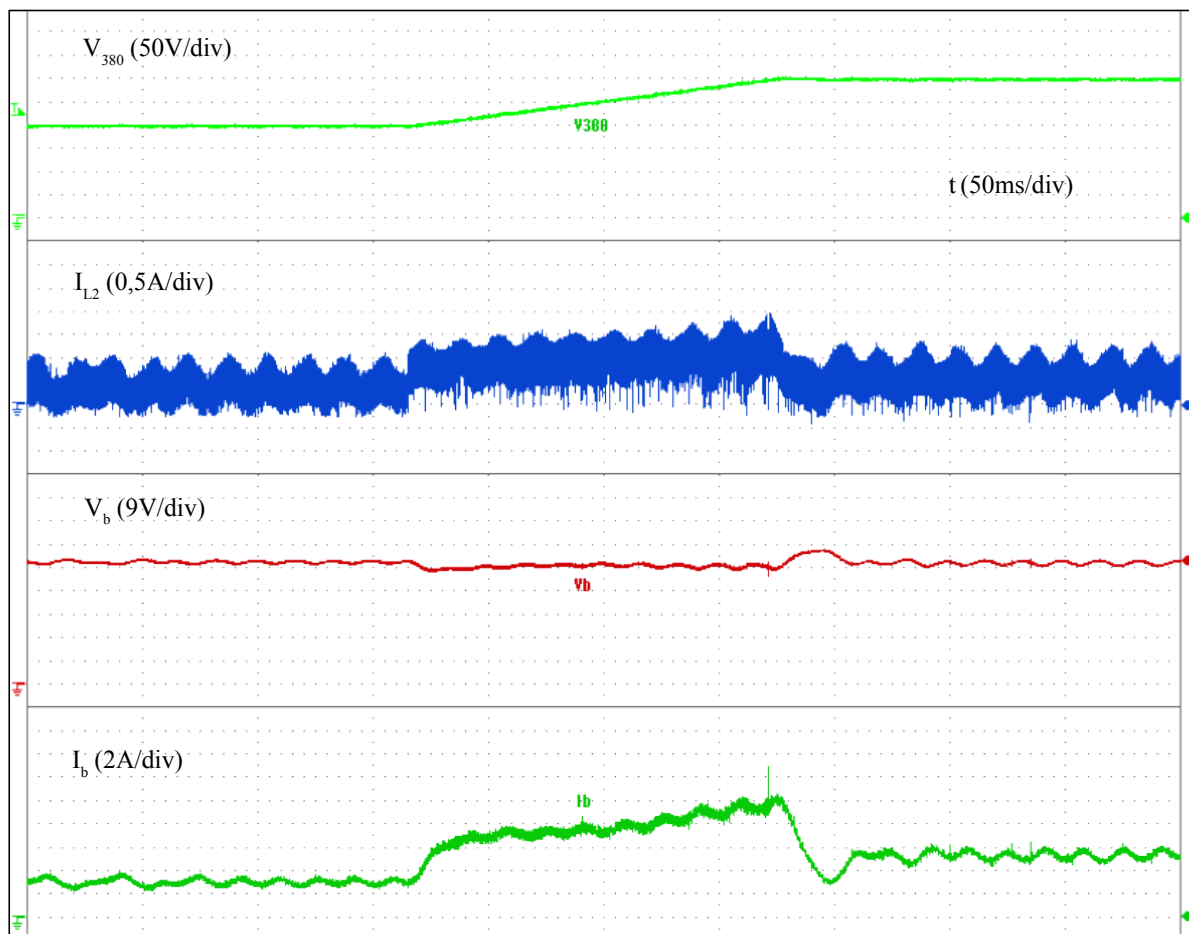


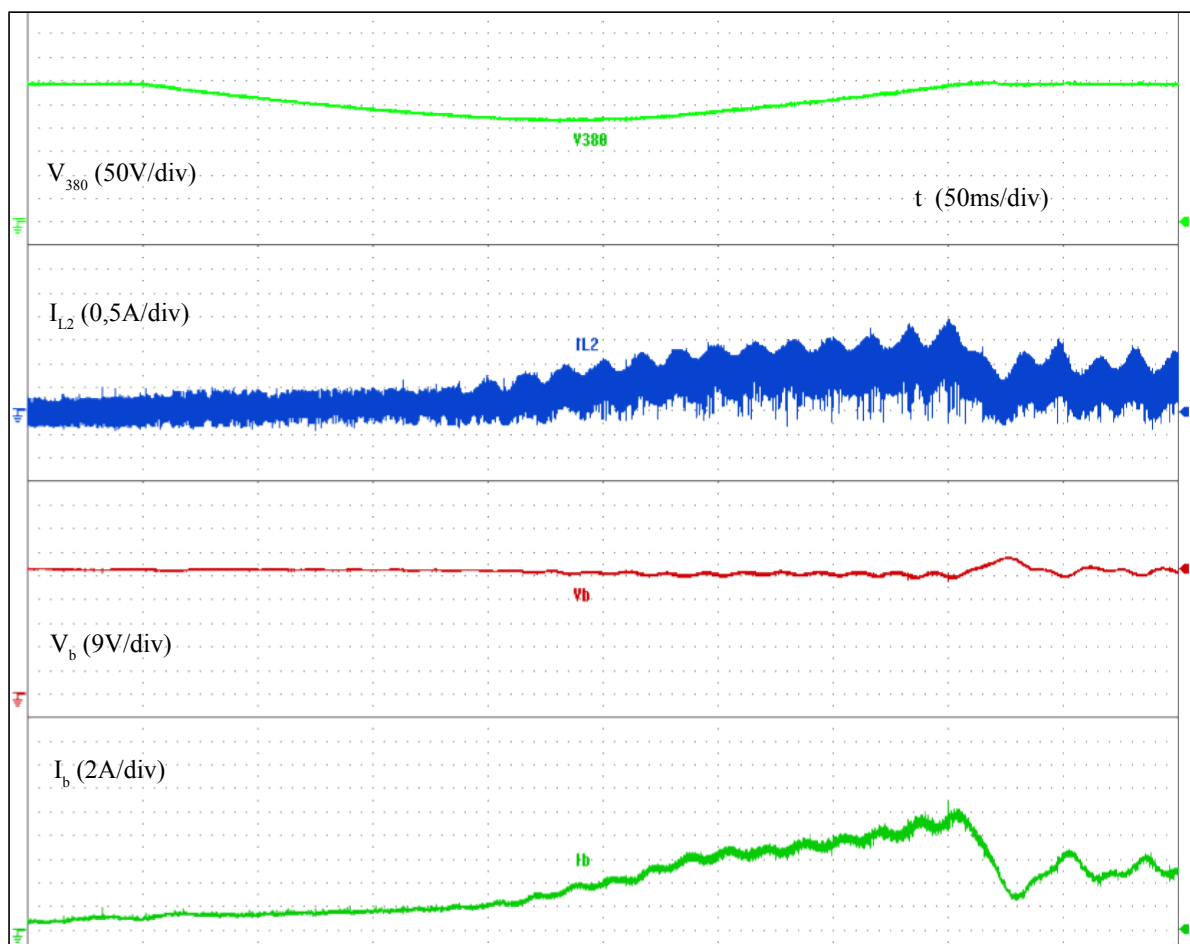
Figura 88 – Degrau de tensão no barramento de 380 V.



4.2.3.2 Experimento 2: inserção de carga no barramento de 380 V

No experimento 2, o barramento de 380 V está inicialmente sem carga e o barramento de 24 V está com uma carga de $60\ \Omega$ (9,6 W) conectada. É então conectada uma carga de $561\ \Omega$ (160,4 W) ao barramento de 380 V. Na Figura 89 observa-se que o transitório foi de 350 ms, houve um afundamento de 80 V na tensão do barramento de 380 V e um aumento na corrente da bateria, com um sobressinal de aproximadamente 5 A. Devido à inserção de uma carga no barramento de 380 V a corrente do indutor L_2 deixa de ser zero e torna-se positiva. O controle do barramento de 380 V operou de modo satisfatório voltando ao valor de referência, de 300 V, após o transitório.

Figura 89 – Inserção de carga no barramento de 380 V.



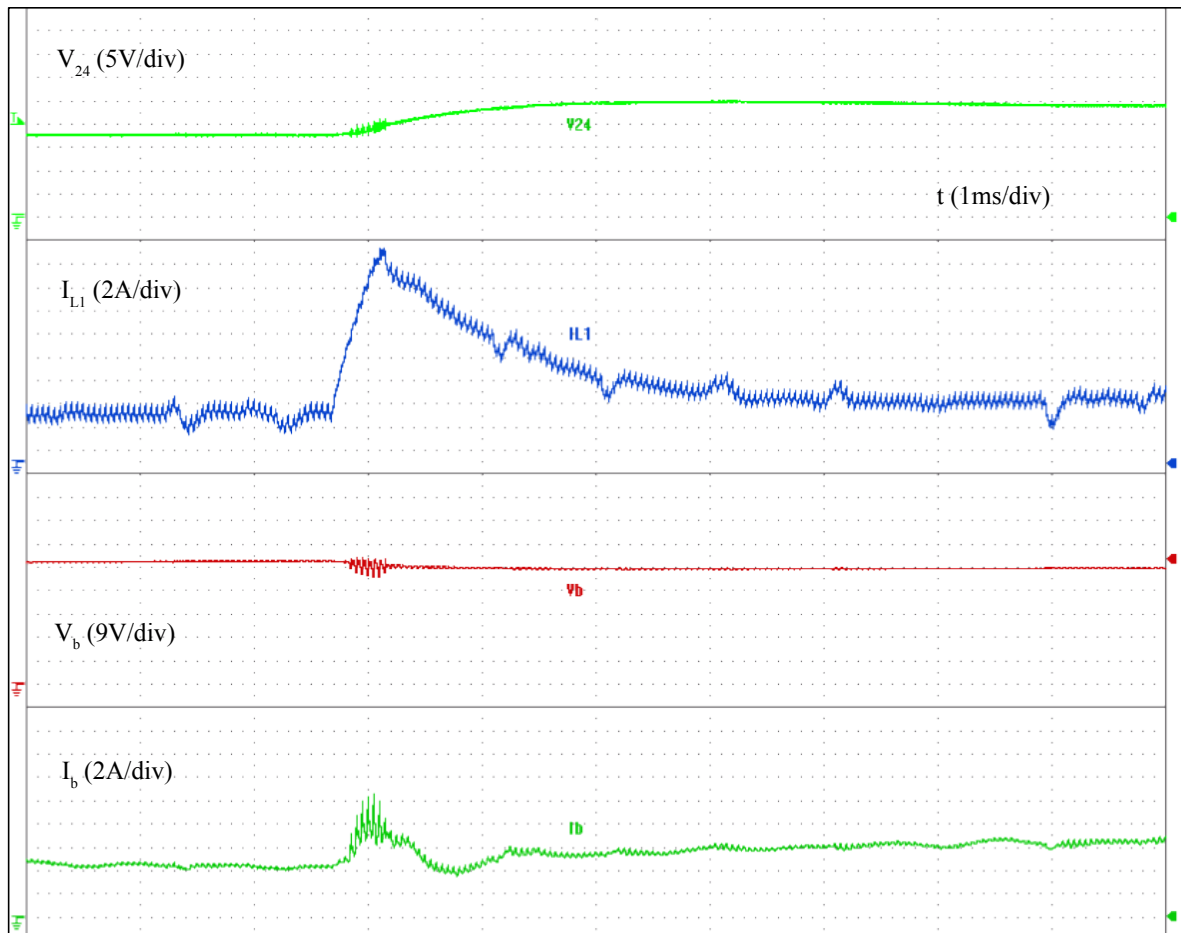
Fonte: próprio autor.

4.2.3.3 Experimento 3: mudança na tensão de referência do barramento de 24 V

No experimento 3 foi dado um degrau de 18 V para 24 V na tensão de referência do barramento de 24 V. As cargas conectadas aos barramentos de 24 e 380 V foram de $4\ \Omega$ (144 W) e $1452\ \Omega$ (62 W). Pode-se observar na Figura 90 que o transitório foi de 2,2 ms e que houve um

aumento na corrente da bateria e na corrente do indutor L_1 , com um sobressinal em torno de 13 A, devido ao aumento da tensão do barramento de 24 V. O controle operou de modo satisfatório mudando a referência conforme foi exigido.

Figura 90 – Degrau de tensão no barramento de 24 V.

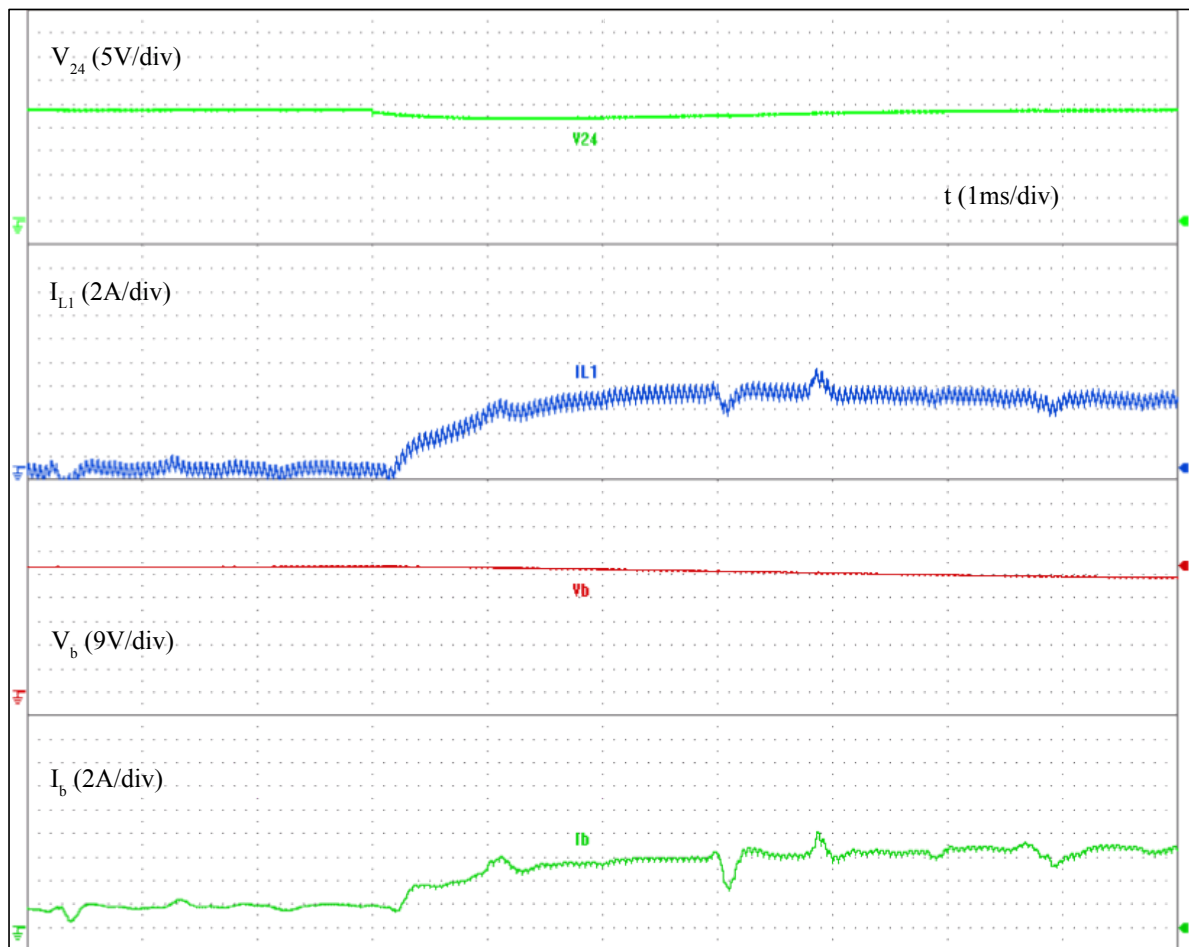


Fonte: próprio autor.

4.2.3.4 Experimento 4: inserção de carga no barramento de 24 V

No experimento 4, o barramento de 24 V está inicialmente sem carga e o barramento de 380 V está com uma carga de $1452\ \Omega$ (62 W) conectada. Num dado instante é conectada uma carga de $4\ \Omega$ (144 W) ao barramento de 24 V. Na Figura 91 observa-se que o transitório foi de 5 ms e que houve um afundamento de 2,5 V na tensão do barramento de 24 V e um aumento na corrente da bateria e na corrente do indutor L_1 devido a inserção da nova carga. O controle do barramento de 24 V operou de modo satisfatório voltando ao seu valor de referência após o transitório.

Figura 91 – Inserção de carga no barramento de 24 V.

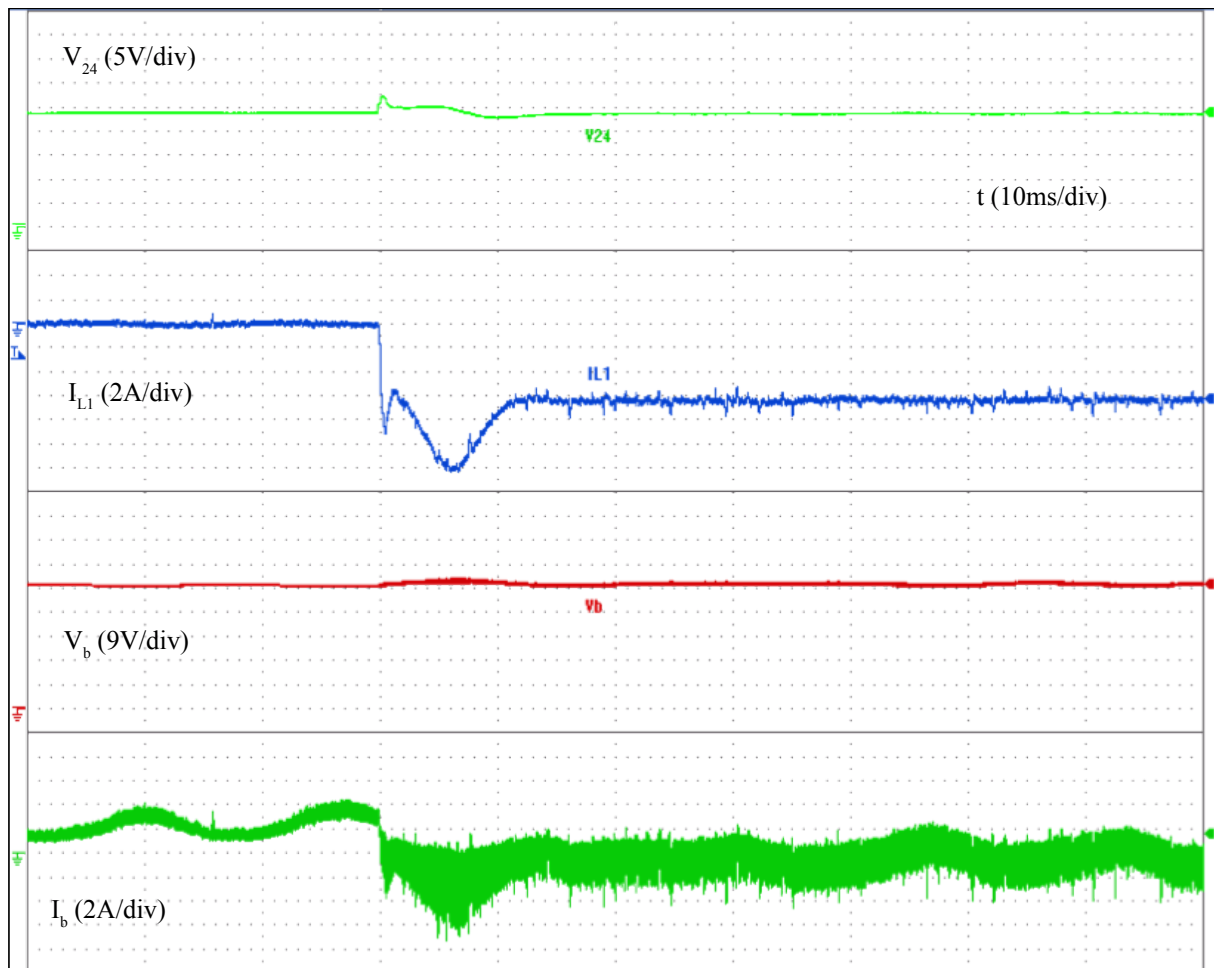


Fonte: próprio autor.

4.2.3.5 Experimento 5: inserção de uma fonte de corrente no barramento de 24 V

Neste experimento há uma fonte de corrente conectada ao barramento de 24 V, inicialmente fornecendo 0 A de corrente. Uma carga de $1452\ \Omega$ (62 W) está conectada ao barramento de 380 V. Em um dado instante é dado um degrau de corrente de 0 para 6 A (144W) na fonte de corrente conectada ao barramento de 24 V. Na Figura 92 observa-se que o transitório foi de 12 ms e que houve um valor de pico de tensão de 2,5 V no barramento de 24 V e um sobressinal de corrente de 6 A na corrente do indutor L_1 , que passa agora a ser negativa indicando que a fonte de corrente está fornecendo energia para o sistema. Também se observa que a bateria inicialmente estava fornecendo energia para o sistema, corrente positiva, e após a fonte de corrente ser conectada ao barramento de 24 V a bateria passou a ser carregada, a corrente ficou negativa, conforme mostrado na Figura 92. O controle do barramento de 24 V operou de modo satisfatório voltando ao seu valor de referência após o transitório.

Figura 92 – Inserção de uma fonte de corrente no barramento de 24 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 93, observa-se que degrau de corrente de 0 para 6 A da fonte de corrente conectada ao barramento de 24 V, praticamente não teve nenhum efeito na tensão do barramento de 380 V. Houve apenas uma leve oscilação na corrente do indutor L_2 .

4.2.3.6 Experimento 6: degrau de carga no barramento de 380 V quando uma fonte de corrente está conectada ao barramento de 24 V

No experimento 6, inicialmente uma carga de 1452Ω (62 W) está conectada ao barramento de 380 V e uma fonte de corrente está conectada ao barramento de 24 V, fornecendo 6 A (144W) ao sistema. Num dado instante é conectada uma carga de 726Ω (124 W) ao barramento de 380 V, resultando em uma resistência equivalente de 484Ω (186 W).

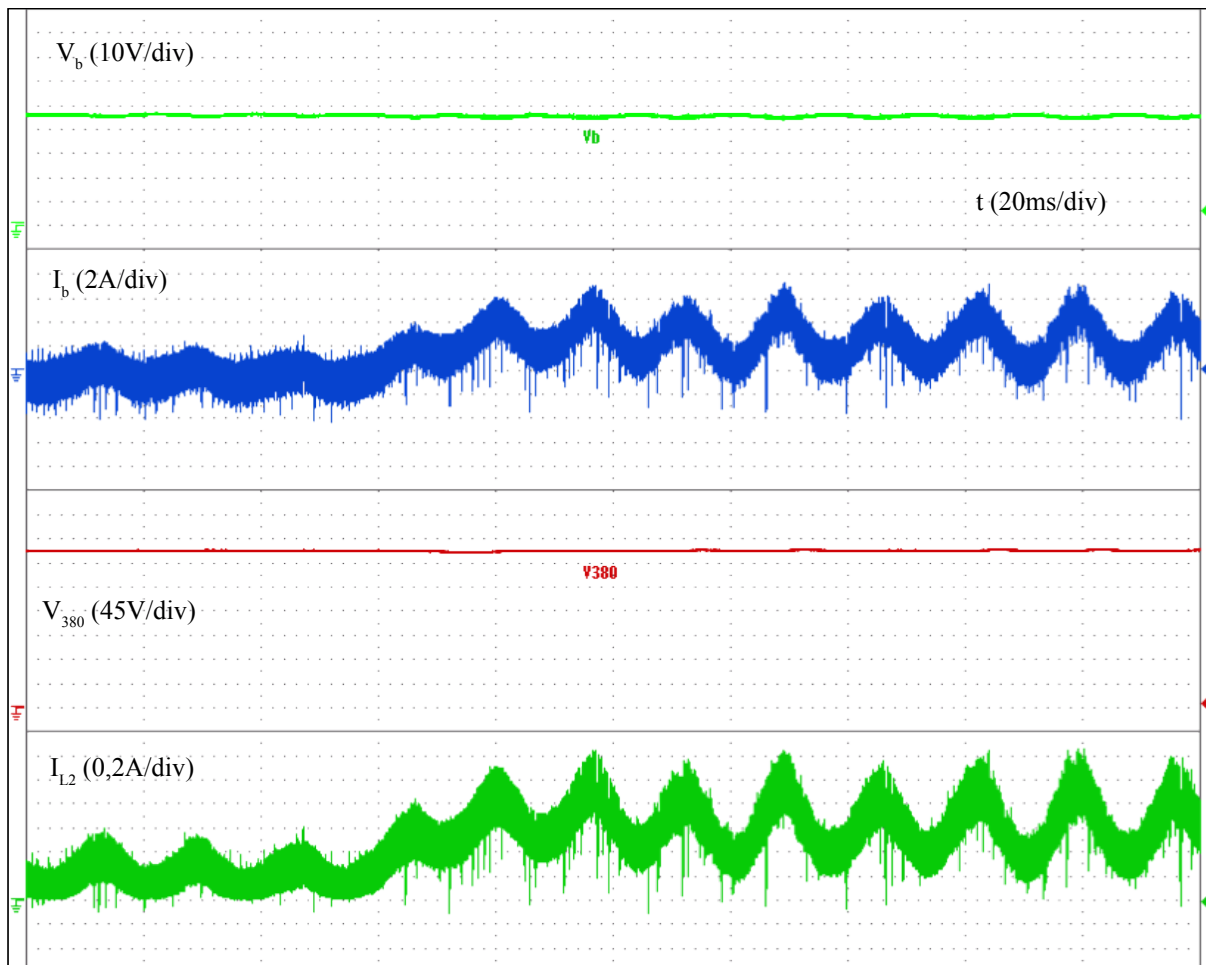
Figura 93 – Efeito da inserção de uma fonte de corrente no barramento de 24 V vista pelo barramento de 380 V.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 94 observa-se que o transitório foi de 40 ms e que a corrente do indutor L_2 aumentou devido ao aumento de carga. Observa-se também que a bateria estava inicialmente sendo carregada, corrente negativa, e que após o aumento de carga a fonte de corrente não consegue mais suprir a carga e carregar a bateria, necessitando assim que a bateria entre em operação para complementar a demanda da carga. A perturbação na tensão barramento de 380 V foi praticamente imperceptível.

Figura 94 – Inserção de carga no barramento de 380 V com uma fonte de corrente conectada ao barramento de 24 V.



Fonte: próprio autor.

4.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados simulados e experimentais obtidos do projeto e protótipo do conversor, respectivamente. Foram testados os diversos modos de operação do conversor e observadas as suas principais formas de onda. Concluiu-se que o conversor, apesar das restrições enfrentadas durante o experimento, se portou de maneira satisfatória para as diversas condições de testes aos quais foi submetido. Apesar do conversor não ter sido testado em 500 W, potência para o qual foi projetado, devido as limitações de laboratório, acredita-se que não haveria problemas em testa-lo nesta potência se houvesse essa possibilidade.

5 CONCLUSÕES

Este trabalho tem como objetivo o estudo de uma nova topologia de um conversor c.c./c.c. de três portas bidirecional isolado para uso em uma microrrede c.c. Um protótipo foi construído para a realização de experimentos, de modo a validar a nova topologia.

No capítulo 1, foi realizada uma pesquisa sobre o estado de arte das tecnologias de microrredes c.c. Primeiramente, foi mostrado o conceito de microrrede. Em seguida, apresentou-se as vantagens de uma microrrede c.c. e os tipos de propostas de padronização, atuais, para microrredes c.c. Dando seguimento, constatou-se a necessidade do uso um conversor c.c./c.c. integrado que pudesse controlar os barramentos de uma microrrede c.c. com três níveis de tensão, similar as apresentadas na seção de padronização. Por fim foi realizada uma revisão bibliográfica de conversores de três portas isolados.

No capítulo 2, baseando-se nas topologias de conversores estudadas no capítulo 1 foi proposta uma nova topologia de um conversor de três portas bidirecional isolado. Em seguida, foi feita a modelagem matemática do conversor proposto, que foi validada através da comparação entre o modelo médio e o chaveado do conversor, através de simulação. Finalizando, foi feito o projeto dos componentes do protótipo do conversor.

No Capítulo 3, foram realizados os projetos e as simulações dos controladores dos barramentos de 24 e 380 V e da corrente de magnetização do transformador. Primeiramente foi mostrado que o controlador do barramento de 24 V possuía uma malha interna de controle de corrente e uma malha externa de controle de tensão, estas malhas operavam em ambos os modos de operação do conversor. Em seguida, foi mostrado que o controlador do barramento de 380 V possuía uma estrutura similar ao do controlador do barramento de 24 V, mas que quando o barramento de 380 V estava conectado a rede dispensava-se o uso do controle da malha externa de tensão. Por fim foi mostrado que o controle da corrente de magnetização do transformador necessitava apenas de um controlador PI em malha fechada e era o mesmo para ambos os modos de operação do conversor.

No Capítulo 4, foram realizados diversas simulações e experimentos para validar a análise teórica e a atuação dos controles projetados no Capítulo 3. É de se observar que apesar das limitações de laboratório, o protótipo conversor se portou de maneira satisfatória ante as diversas condições de testes que lhe foram impostas.

As principais contribuições deste trabalho foram: (i) a proposição de uma nova topologia de conversor c.c./c.c. de três portas bidirecional isolado para operação em MR c.c.; (ii) O estudo dos métodos de controle para operar o conversor nos seus diversos modos de operação (iii) A montagem de um protótipo para validar a nova topologia proposta; (iv) A comprovação dos resultados analíticos pela realização de diversos cenários de simulações e experimentos.

Ao final, concluiu-se que o uso de um conversor c.c./c.c. de três portas bidirecional isolado apresentado neste trabalho, é uma excelente opção para o uso em MR c.c. devido a sua versatilidade em operar tanto conectado a rede principal como desconectado da mesma. O fato do conversor ser bidirecional em todas as suas portas, permite que cargas ou fontes possam ser conectadas em qualquer um de seus barramentos, assim como possibilita que o excesso de energia produzida na MR c.c. possa ser entregue à rede principal quando o conversor está conectado a ela. Espera-se que esse trabalho contribua para a ampliação de pesquisas sobre o tema.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

A seguir são sugeridos trabalhos que visam à continuidade e à implementação de melhorias relativas a essa dissertação.

1. Implementação de uma malha de controle de corrente para a bateria;
2. Avaliar a eficiência geral do conversor;
3. Estudo da dinâmica do conversor quando o mesmo é conectado a uma M.R. c.c.

REFERÊNCIAS

- AILEE, G.; TSCHUDI, W. Edison redux: 380 vdc brings reliability and efficiency to sustainable data centers. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 10, p. 50–59, 2012.
- ALMADA, J. B. *Modelagem, controle e gerenciamento da operação de microrredes com fontes renováveis*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brasil, 2013.
- ALMEIDA, F. F. *Calcbob*. 2002. Disponível em: <<http://www.py2bbs.qsl.br/download.php>>.
- ALVES, R. L. *Concepção e análise de retificadores híbridos trifásicos unidirecionais*. Tese (Tese de Doutorado) — Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2008.
- BARBI, I. *Projeto de Fontes chaveadas*. 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2017.
- BARBI, I.; ALVES, R.; FONT, C. *Projeto Físico de Indutores e Transformadores*. Florianópolis: UFSC, 2002.
- BECKER, D.; SONNENBERG, B. Dc microgrids in buildings and data centers. *IEEE Proc. Int. Telecommun. Energy Conf*, v. 1, p. 1–7, 2011.
- BLASI, B. R. *DC microgrids: Review and Applications*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Kansas State University, Kansas, USA, 2013.
- CHEN, M. Y.; HUANG, Q. A.; YU, X. A high step-up three-port dc-dc converter for stand-alone pv/battery power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, p. 5049–5062, 2013.
- DIAZ, E. R. et al. An overview of low voltage dc distribution systems for residential applications. *IEEE 5th International Conference on Consumer Electronics Berlin (ICCE-Berlin)*, v. 1, p. 318–322, 2015.
- DING, S. et al. Topology and control of a family of non-isolated three-port dc/dc converters with a bidirectional cell. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, 2013.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Sistemas de Controle Modernos*. 12. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.
- DRAGICEVIC, T. et al. Dc microgrids—part ii: A review of power architectures, applications, and standardization issues. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, p. 3528–3549, 2016.
- EMERGE. *EMerge Alliance Standard*. 2008. Disponível em: <<http://www.emergealliance.org>>. Acesso em: 23 fev. 2016.
- ETSI. *ETSI EN 300 132-3-1*. 2011. Disponível em: <<http://www.etsi.org/>>. Acesso em: 22 fev. 2016.
- FAIRLEY, P. Dc versus ac: The second war of currents has already begun [in my view]. *Power and Energy Magazine, IEEE*, v. 10, p. 103–104, 2012.

- GHAREEB, A.; MOHAMED, A.; MOHAMMED, O. Dc microgrids and distribution systems: An overview. *Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE*, v. 1, p. 1–5, 2013.
- HELDWEIN, M. L. *Microrredes em Corrente Contínua: Qualidade de Fornecimento e Eficiência em Futuras Redes de Distribuição*. 2009. Disponível em: <http://marceloheldwein.paginas.ufsc.br/files/2012/09/Heldwein_UFSC_2009.pdf>. Acesso em: 26 fev. 2016.
- IEC. *IEC 60479-1 - Effects of current on human beings and livestock - Part 1: General aspects*. 2005. Disponível em: <<http://www.iec.ch/>>. Acesso em: 11 fev. 2016.
- IEC. *IEC SG4 - LVDC distribution systems up to 1500V DC*. 2009. Disponível em: <<http://www.iec.ch/>>. Acesso em: 20 fev. 2016.
- JUSTO, J. J.; MWASILU, F.; JUNG, M. J. W. Ac-microgrids versus dc-microgrids with distributed energy resources: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 24, p. 387–405, 2013.
- KHATEB, A. H. E. et al. Dc-to-dc converter with low input current ripple for maximum photovoltaic power extraction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, p. 2246–2256, 2015.
- LASSETER, R. H. Microgrids. *Proceedings of the IEEE PowerEngineering Society Winter Meeting*, v. 1, p. 305–308, 2002.
- LASSETER, R. H.; PAIGI, P. Microgrid: a conceptual solution. *Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 04)*, v. 1, p. 4285–4290, 2004.
- MARIAM, L.; BASU, M.; CONLON, M. F. A review of existing microgrid architectures. *Journal of Engineering*, v. 2013, p. 1–8, 2013.
- MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. 4. ed. Boca Raton: CRC Press, 2011.
- MEAH, K.; ULA, S. Comparative evaluation of hvdc and hvac transmission systems. *Power Engineering Society General Meeting, IEEE*, v. 1, p. 1–5, 2007.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. *Power Electronics: converters, applications, and design*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC, 1997.
- PRATT, A.; KUMAR, P.; ALDRIDGE, T. Evaluation of 400v dc distribution in telco and data centers to improve energy efficiency. *Proc. Int. Telecommun. Energy Conf*, v. 1, p. 32–39, 2007.
- QIAN, Z. et al. Modelling and control of three-port dc/dc converter interface for satellite applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, p. 637–649, 2010.
- REBUS. *REbus DC microgrid*. 2013. Disponível em: <<http://rebuspower.com/technical.shtml>>. Acesso em: 20 fev. 2016.
- SALOMONSSON, D.; SODER, L.; SANNINO, A. Protection of low-voltage dc microgrids. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 24, p. 1045–1053, 2009.

STRAMOSK, V. *Controle Não-Linear de Conversores de Eletrônica de Potência Interconectados em Microrredes de Corrente Contínua*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2014.

SU, G. J.; TANG, L. A reduced-part, triple-voltage dc–dc converter for ev/hev power management. *Industry Applications Conference. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, v. 24, p. 2406–2410, 2009.

SUN, X. et al. Research on dual buck/boost integrated three-port bidirectional dc/dc converter. *ITEC Asia-Pacific*, p. 1–6, 2014.

TAHIM, A. P. N. *Controle de Microrredes de Distribuição de Energia Elétrica em Corrente Contínua*. Tese (Tese de Doutorado) — Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2015.

TAO, H. et al. Multi-input bidirectional dc-dc converter combining dc-link and magnetic-coupling for fuel cell systems. *Industry Applications Conference. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, v. 1, p. 2021–2028, 2005.

THORNTON. *Catalogo de Núcleos de ferrite*. 2015. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>.

WU, H. et al. Full-bridge three-port converters with wide input voltage range for renewable power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, p. 3965–3974, 2012.

WU, H. et al. A reduced-part, triple-voltage dc–dc converter for ev/hev power management. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, p. 2697–2706, 2011.

WU, H. et al. Topology derivation of non-isolated three-port dc-dc converters from dic and doc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, p. 3297–3307, 2013.