

**CONVERSOR MODULAR APLICADO AO
CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS A
PARTIR DE UMA BATERIA ESTACIONÁRIA
RESIDENCIAL**

Carlos Eduardo Possamai

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação do
Departamento de Automação e Sistemas da
Universidade Federal de Santa Catarina para obtenção do
título de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr.
DAS-UFSC

Florianópolis
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Possamai, Carlos Eduardo

Conversor modular aplicado ao carregamento de
veículos elétricos a partir de uma bateria
estacionária residencial / Carlos Eduardo Possamai
; orientador, Ivo Barbi, 2018.

238 p.

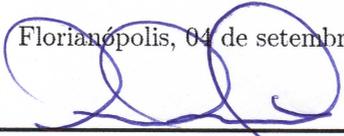
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de
Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós
Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas,
Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Veículos
elétricos. 3. Baterias íons de lítio. 4. Conversor
modular. 5. Carregador de baterias. I. Barbi, Ivo.
II. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e
Sistemas. III. Título.

Carlos Eduardo Possamai
**CONVERSOR MODULAR APLICADO AO
CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS A
PARTIR DE UMA BATERIA ESTACIONÁRIA
RESIDENCIAL**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas.

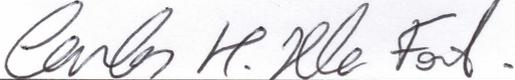

Florianópolis, 04 de setembro 2018.

Prof. Werner Kraus Junior, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de
Automação e Sistemas

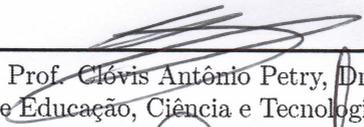
Banca Examinadora:

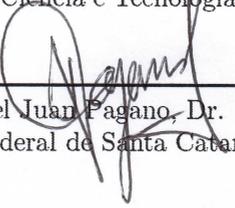

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná


Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina


Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

The beginning of wisdom is
the statement 'I do not know.'
The person who cannot make
that statement is one who will
never learn anything...

Thrall

Agradecimentos

A toda minha família pelo amor, apoio e dedicação.

Aos meus pais, Nilse e Luis Carlos, pelos conselhos e valores morais que contribuíram para a minha formação pessoal.

Ao meu irmão, Luis Fernando, pelo apoio durante as dificuldades.

Ao meu orientador, professor Ivo Barbi, pela oportunidade de instigar o conhecimento na área de eletrônica de potência.

Aos professores Carlos Henrique Illa Font, Clóvis Antônio Petry e Daniel Juan Pagano por aceitarem o convite para participar da banca examinadora, bem como sugerindo alterações para o aperfeiçoamento do trabalho.

Aos amigos que fiz na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) durante o meu mestrado: pelas conversas, churrascos, conhecimento e companheirismo.

Ao grupo fotovoltaica da UFSC, especialmente ao professor Ricardo Rütther, por acolher e disponibilizar toda a estrutura para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Departamento de Automação e Sistemas pela oportunidade da Pós-Graduação.

Resumo

Nesta dissertação estuda-se um conversor CC-CC modular capaz de gerenciar o fluxo unidirecional de energia entre um veículo elétrico e um sistema de armazenamento residencial de baixa tensão. O carregador converte a tensão de entrada das baterias de 50 V para 450 V, sendo este composto por cinco conversores *Forward* duas chaves conectados em paralelo nas suas entradas e em série nas suas saídas (IPOS). Utiliza-se uma técnica de defasagem dos pulsos de comandos dos interruptores, conhecida como *interleaved*, com o intuito de reduzir as ondulações de corrente e tensão sobre os elementos reativos do conversor e, conseqüentemente os seus volumes. Na modelagem matemática, a configuração IPOS é reduzida em um único conversor *Buck* equivalente, cuja estratégia de controle consiste em duas malhas independentes, uma da corrente no indutor de saída e outra da tensão de saída, sendo esta implementada em um processador digital de sinais (DSP). Vale ressaltar que nesta configuração modular, são necessários apenas dois sensores, mesmo para um número elevado de módulos. Por fim, são validadas as análises teóricas a partir da experimentação, alcançando todos os objetivos propostos nesta dissertação.

Palavras-Chave: baterias íons de lítio, veículos elétricos, conversor *Forward interleaved*, controle discreto.

Abstract

In this Master Thesis, a DC-DC modular converter is proposed. It is designed to be a residential electrical vehicle (EV) charger capable of managing the unidirectional energy flow between an EV and a low voltage residential storage system. It is highlighted that the charger consists of five two switch's Forward converter connected in parallel in their inputs and in series at their outputs (IPOS), which is responsible to convert the input voltage of a residential battery from 50 V to 450 V. Modular topologies allow to drive switches with phase shift commands, being this technique known as interleaved. It is used in order to reduce the current and voltage ripple on the reactive elements, consequently reducing their volumes and costs. In mathematical modeling, the IPOS configuration is reduced to a single equivalent Buck converter, whose control strategy consists of two independent controllers, one for the output inductor current and another for the output voltage, which control is implemented in a digital signal processor (DSP). It is noteworthy that in this modular configuration, only two sensors are required, even for a large number of modules. Finally, the theoretical analyses are validated from the experimentation, reaching all the objectives proposed in this research.

Keywords: Lithium ion batteries, electrical vehicles, interleaved Forward converter, discrete control.

Sumário

Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxiii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xxv
Lista de Símbolos	xxvii
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Objetivos	4
1.3 Estrutura do Trabalho	5
2 Baterias	7
2.1 Princípios Básicos da Bateria	7
2.2 Terminologia	9
2.3 Baterias de Íons de Lítio	11
2.3.1 Algumas tecnologias das baterias íons de lítio . .	14
2.3.2 Características elétricas das baterias íons de lítio	16
2.3.3 Métodos de carregamento das baterias íons de lítio	19
2.3.4 Aspectos de segurança	22
2.3.5 Modelos elétricos presentes na literatura	26
2.4 Considerações Finais	31
3 Veículos Elétricos	33
3.1 Breve Histórico	33
3.2 Tipos de Veículos Elétricos	34
3.3 Carregadores de Veículos Elétricos	36
3.3.1 Carregadores <i>on-board</i> e <i>off-board</i>	36
3.3.2 Unidirecional e bidirecional	36

3.3.3	Níveis de carregamento	37
3.3.4	Tipos de conectores	39
3.4	Considerações Finais	43
4	Associação Modular de Conversores <i>Forward</i> Duas Chaves	45
4.1	Introdução aos Conversores	45
4.2	Conversor Proposto	48
4.3	Análise do Conversor <i>Forward</i>	50
4.3.1	Etapas de operação	52
4.3.2	Ganho estático	56
4.3.3	Dimensionamento do filtro de saída	59
4.3.4	Esforços sobre os componentes	62
4.4	Módulos <i>Forward</i> na Configuração IPOS	66
4.4.1	Técnica <i>interleaved</i>	67
4.4.2	Etapas de operação	67
4.4.3	Filtro de entrada	76
4.4.4	Esforço de corrente sobre C_i	83
4.5	Considerações Finais	84
5	Projeto e Dimensionamento do Conversor	85
5.1	Especificações de Projeto	85
5.2	Parâmetros Globais	86
5.3	Dimensionamento dos Componentes	87
5.3.1	Indutor de saída L_o	87
5.3.2	Capacitor de saída C_o	88
5.3.3	Transformador	89
5.3.4	Interruptores S_1 e S_2	91
5.3.5	Diodos D_1 e D_2	92
5.3.6	Diodos D_3	93
5.3.7	Diodos D_4	93
5.3.8	Capacitor de entrada C_i	94
5.3.9	Indutor de entrada L_i	94
5.4	Simulação em Malha Aberta	95
5.5	Dimensionamento Térmico	103
5.6	Considerações Finais	106
6	Modelagem Matemática e Projeto dos Controladores	107
6.1	Estratégia de Controle	108
6.2	Simplificação do Conversor Proposto	110
6.2.1	Modelagem matemática	114
6.3	Filtro <i>Sallen-Key</i> Segunda Ordem Passa Baixa	123

6.4	Projeto dos Controladores	124
6.4.1	Projeto do controlador de corrente	124
6.4.2	Projeto do controlador de tensão	127
6.5	Simulação das Malhas de Controle	130
6.5.1	Simulação das baterias com compensador de ten- são e corrente	135
6.6	Considerações Finais	139
7	Resultados Experimentais	141
7.1	Protótipo	142
7.2	Equipamentos de bancada	147
7.3	Procedimentos durante o experimento	148
7.3.1	Formas de onda de um módulo do conversor <i>Forward</i> duas chaves	149
7.3.2	Conversor proposto na configuração IPOS	157
7.3.3	Rendimento	164
7.4	Considerações Finais	166
8	Conclusão	167
8.1	Trabalhos Futuros	168
	Referências Bibliográficas	169
A	Projeto do conversor <i>Forward</i> duas chaves	175
B	Projeto do conversor proposto	181
C	Projeto do transformador	185
D	Projeto térmico para dimensionamento do dissipador	191
E	Projeto dos controladores de corrente e tensão	197
F	Esquemático do módulo <i>Forward</i>	207

Lista de Figuras

1.1	Microrrede com geração solar e eólica integrada a um sistema de armazenamento.	2
1.2	Estoque de veículos elétricos ao redor do mundo entre os anos de 2010 a 2016.	3
1.3	Carregamento do veículo elétrico a partir de uma bateria estacionária residencial.	4
2.1	Processo de oxirredução.	9
2.2	Características de algumas tecnologias de armazenamento.	12
2.3	Efeito da polarização na tensão da célula.	14
2.4	Curvas de descarga com variações paramétricas.	18
2.5	Carga por corrente constante e tensão constante.	20
2.6	Carregamento por multi estágios de corrente constante.	20
2.7	Modelo para corrente alternada (CA) da bateria.	21
2.8	Secção transversal de uma célula 18650.	23
2.9	Limites operacionais da célula NCR18650B.	25
2.10	Modelo de Rint.	26
2.11	Modelo de Thevenin.	27
2.12	Modelo dupla polarização.	27
2.13	Modelo da bateria com prevenção da duração.	28
2.14	Constantes de tempo.	29
2.15	Curvas das equações.	30
3.1	Carregador <i>on-board</i> e <i>off-board</i>	36
3.2	Esquemático unidirecional e bidirecional.	37
3.3	SAE J1772 AC.	39
3.4	Conector e soquete CCS tipo 1.	40
3.5	IEC62196AC.	41
3.6	Conector e soquete CCS tipo 2.	41
3.7	Conector e soquete GB/T AC.	42

3.8	GBT20234.3 DC.	42
3.9	CHAdEMO.	43
3.10	Tesla.	43
4.1	Principais funções dos conversores.	46
4.2	Princípio básico de chaveamento.	48
4.3	Conversor modular proposto na configuração IPOS.	50
4.4	Conversor <i>Forward</i> clássico.	51
4.5	Conversor <i>Forward</i> duas chaves.	51
4.6	Conversor <i>Forward</i> duas chaves etapa $(0, DT_s)$	53
4.7	Conversor <i>Forward</i> duas chaves etapa (DT_s, T_m)	53
4.8	Conversor <i>Forward</i> duas chaves etapa (T_m, T_s)	54
4.9	Formas de onda dos componentes do <i>Forward</i> duas chaves.	54
4.10	Circuito equivalente <i>Forward</i> duas chaves etapa $(0, DT)$	57
4.11	Circuito equivalente <i>Forward</i> duas chaves etapa (DT_s, T)	57
4.12	Circuito equivalente <i>Forward</i> duas chaves.	58
4.13	Circuito equivalente <i>Forward</i> duas chaves.	59
4.14	Ondulação de corrente parametrizada conforme razão cíclica.	60
4.15	Análise da corrente no capacitor C_o	61
4.16	Conversor modular proposto na configuração IPOS.	66
4.17	Defasagem dos pulsos de comando dos interruptores de 5 conversores <i>Forward</i> duas chaves.	67
4.18	Configuração IPOS sem sobreposição de comandos.	69
4.19	Configuração IPOS com sobreposição de comandos.	73
4.20	Formas de onda das correntes de entrada de cada módulo e do capacitor de entrada quando não há sobreposição de comandos.	77
4.21	Formas de onda das correntes de entrada de cada módulo e do capacitor de entrada na ocorrência de uma sobreposição.	78
4.22	Formas de onda das correntes de entrada de cada módulo e do capacitor de entrada na ocorrência de duas sobreposições.	79
4.23	Parametrização da variação da tensão sobre o capacitor C_i	82
4.24	Análise do filtro de entrada LC para obtenção da função de transferência.	83
5.1	Forma de onda da corrente sobre o indutor L_o	96
5.2	Forma de onda da tensão sobre o capacitor C_o	96

5.3	Formas de onda das correntes sobre os indutores de saída (L_o) dos 5 módulos <i>Forward</i>	99
5.4	Forma de onda da corrente de saída do conversor.	99
5.5	Formas de onda das tensões nos capacitores de saída dos módulos <i>Forward</i>	100
5.6	Forma de onda da tensão de saída V_o	100
5.7	Forma de onda da corrente sobre o capacitor C_i	101
5.8	Forma de onda da tensão no capacitor C_i	102
5.9	Forma de onda corrente no indutor L_i	102
5.10	Circuito térmico equivalente de um componente.	104
6.1	Estratégia de controle com duas malhas independentes.	108
6.2	Conversor proposto com simplificação do capacitor de saída.	110
6.3	Conversor proposto com simplificação do indutor de saída.	111
6.4	Conversor proposto com simplificação do enrolamento primário do transformador.	112
6.5	Conversor <i>Forward</i> duas chaves equivalente.	112
6.6	Conversor <i>Buck</i> equivalente.	113
6.7	Tensão e corrente de saída da topologia proposta e do conversor <i>Buck</i> equivalente para um degrau de carga de 50%.	113
6.7	Etapa (0, DT_s) do conversor <i>Buck</i> equivalente.	114
6.8	Etapa (DT_s , T_s) do conversor <i>Buck</i> equivalente.	116
6.9	Diagrama de Bode de ($\tilde{\mathbf{G}}_{v_o}(s)$) e do conversor <i>Buck</i> equivalente simulado.	121
6.10	Diagrama de Bode de ($\tilde{\mathbf{G}}_{i_{L_o}}(s)$) e do conversor <i>Buck</i> equivalente simulado.	122
6.11	Filtro <i>Sallen-Key</i> passa baixa com ganho unitário.	123
6.12	Diagrama de bode da $F T L A_{N C_i}(s)$ com auxílio do MATLAB.	125
6.13	Diagrama de bode da $F T L A_{C_i}(s)$ com auxílio do MATLAB.	126
6.14	Diagrama de bode da $F T L A_{N C_v}(s)$ com auxílio do MATLAB.	128
6.15	Diagrama de bode da $F T L A_{C_v}(s)$ com auxílio do MATLAB.	129
6.16	Conversor proposto simulado no PSIM com controlador PI contínuo.	130
6.17	Conversor proposto simulado no PSIM com controlador PI discreto.	131

6.18	Ação do controlador da corrente de saída para degraus de carga.	133
6.19	Dinâmica da tensão de saída durante o controle da corrente de saída para degraus de carga.	133
6.20	Ação do compensador da tensão de saída para degraus de carga.	134
6.21	Dinâmica da corrente de saída durante a ação do controlador da tensão de saída para degraus de carga. . . .	134
6.22	Simulação do controle digital da tensão e corrente. . . .	136
6.23	Formas de onda da bateria veicular.	138
6.24	Formas de onda da bateria estacionária residencial. . . .	139
7.1	Módulo <i>Forward</i> duas chaves.	142
7.2	Associação de conversores <i>Forward</i> duas chaves na configuração IPOS.	143
7.3	Processador digital de sinais LAUNCHXL-F28069M. . . .	145
7.4	Sensor de corrente LA 25-NP.	145
7.5	Sensor de tensão LV 25-P.	146
7.6	Fonte de alimentação CCSY 60-30BA3A.	147
7.7	Osciloscópio MDO3014.	147
7.8	Analizador de potência PA4000.	147
7.9	Diagramas de blocos da corrente e da tensão.	148
7.10	Tensão nas chaves S_1 e S_2 . Escalas - Tensão: 20 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	149
7.11	Tensão nos diodos D_1 e D_2 . Escalas - Tensão: 20 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	150
7.12	Tensão no diodo D_3 . Escalas - Tensão: 50 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	151
7.13	Tensão no diodo D_4 . Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	151
7.14	Corrente no indutor de saída L_o . Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 10 μ s/div.	152
7.15	Tensão no primário do transformador V_{Pr} . Escalas - Tensão: 30 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	153
7.16	Corrente no primário do transformador I_{Pr} . Escalas - Corrente: 5 A/div; Tempo: 10 μ s/div.	153
7.17	Tensão no secundário do transformador V_{Sec} . Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	154
7.18	Corrente no secundário do transformador I_{Sec} . Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 10 μ s/div.	155

7.19	Tensão de entrada do módulo <i>Forward</i> duas chaves $V_{i_{N_c}}$. Escalas - Tensão: 20 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	155
7.20	Tensão de saída do módulo <i>Forward</i> duas chaves $V_{o_{N_c}}$. Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	156
7.21	Correntes nos indutores de cada módulo defasada de 90°. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 20 μ s/div.	157
7.22	Tensão nos capacitores de saída de cada módulo. Escalas - Tensão: 20 V/div; Tempo: 100 μ s/div.	158
7.23	Tensão de entrada, corrente de entrada, tensão de saída e corrente de saída do conversor proposto. Escalas - Tensão V_i : 25 V/div; Corrente i_{in} : 10 A/div; Tensão V_o : 100 V/div; Corrente i_{Ro} : 2 A/div; Tempo: 1 ms/div.	159
7.24	Correntes nos indutores de saída na atuação do controle de corrente para um degrau de carga, cuja resistência é reduzida pela metade de seu valor nominal. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 4 ms/div.	159
7.25	Correntes nos indutores de saída na atuação do controle de corrente para um degrau de carga, cuja resistência é aumentada de 54 Ω até 108 Ω , sendo este seu valor nominal. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 4 ms/div.	160
7.26	Dinâmica da corrente de saída durante a atuação do controle de corrente para uma redução da resistência nominal pela metade. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 4 ms/div.	161
7.27	Dinâmica da corrente de saída durante a atuação do controle de corrente para um aumento na resistência de 54 Ω até 108 Ω . Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 4 ms/div.	161
7.28	Comportamento das tensões de saídas dos módulos na atuação do controle de tensão durante um degrau de carga, cuja resistência é dobrada de seu valor nominal. Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4 ms/div.	162
7.29	Dinâmica da tensões de saídas dos módulos, durante a ação do controle de tensão, para uma redução de 216 Ω até 108 Ω . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4 ms/div.	163
7.30	Tensão de saída durante o controle de tensão para um degrau de carga, cuja resistência é dobrada em seu valor nominal. Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 4 ms/div.	163
7.31	Resposta da tensão de saída durante o controle de tensão, cuja resistência é reduzida de 216 Ω até 108 Ω . Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 10 μ s/div.	164

7.32	Rendimento do módulo 1 para cargas de 17,2%, 25,9%, 34,1%, 51,1%, 69,2%, 77% e 100%, respectivamente. . .	165
7.33	Rendimento do conversor proposto para cargas de 25%, 33,3%, 51,2%, 68,7%, 75% e 96,58%, respectivamente. .	165

Lista de Tabelas

2.1	Características das tecnologias de bateria íons de lítio. . .	15
2.2	Especificações NCR18650BF.	17
3.1	Alguns EVs disponíveis no mundo.	35
3.2	Visão geral dos níveis e tipos de EVSE em alguns países. . .	38
4.1	Análise dos intervalos t_a e t_b	80
4.2	Análise da corrente I_{Ci} nos intervalos t_a e t_b	80
5.1	Especificações do conversor proposto.	86
5.2	Especificações dos módulos <i>Forward</i> duas chaves.	86
5.3	Valores reais das indutâncias dos indutores de saída. . . .	88
5.4	Especificações do capacitor B32923C3105.	89
5.5	Valores medidos das indutâncias nos transformadores. . .	91
5.6	Especificações do MOSFET IPP075N15N3.	92
5.7	Especificações do diodo C3D10060A.	93
5.8	Especificações do capacitor B32926C3156.	94
5.9	Especificações da simulação em malha aberta para um módulo <i>Forward</i>	95
5.10	Comparação dos resultados calculados e simulados.	97
5.11	Especificações da simulação em malha aberta para o con- versor na configuração IPOS.	97
5.12	Comparação dos resultados calculados e simulados.	103
6.1	Parâmetros do conversor durante a parte experimental . . .	120
6.2	Dados utilizados na configuração do <i>AC Sweep</i> para uma perturbação $\tilde{d}(t)$	122
6.3	Especificações dos componentes do filtro <i>Sallen-Key</i>	123
6.4	Etapas do controle de corrente de saída para uma refe- rência de 3,3333 A.	132

6.5	Etapas do controle da tensão de saída para uma referência de 360 V.	132
7.1	Configuração do conversor durante a parte experimental.	144
7.2	Características do DSP LAUNCHXL-F28069M.	145
7.3	Características do sensor de corrente LA 25-NP.	146
7.4	Características do sensor de tensão LV 25-P.	146

Lista de Abreviaturas e Siglas

ABVE Associação Brasileira do Veículo Elétrico

BESS *Battery Energy Storage System*

BEV *Battery Electric Vehicle*

BMS *Battery Management System*

CA Corrente Alternada

CAMEX Câmara do Comércio Exterior

CC Corrente Contínua

CC *Constant Current*

CCS *Combined Charging System*

CID *Charge Interrupt Devices*

CV *Constant Voltage*

DMC *Dimethyl Carbonate*

DoD *Depth of Discharge*

DP Dupla Polarização

DSP *Digital Signal Processor*

FCEV *Fuel Cell Electric Vehicle*

HEV *Híbrido Electric Vehicle*

IPOS *Input Parallel Output Series*
LCO *Lithium Cobalt Oxide*
LFP *Lithium Iron Phosphate*
LMO *Lithium Manganese Oxide*
MCI *Motor de Combustão Interna*
MCC *Modo de Condução Contínua*
MCCr *Modo de Condução Crítica*
MCD *Modo de Condução Descontínua*
NCA *Lithium Nickel Cobalt Aluminum Oxide*
NMC *Lithium Nickel Manganese Cobalt Oxide*
PC *Propylene Carbonate*
PHEV *Plug-in Hybrid Electric Vehicle*
PI *Proporcional Integral*
PSO *Particle Swarm Optimization*
PTC *Positive Temperature Coefficient*
PWM *Pulse Width Modulation*
SoC *State of Charge*
SoH *State of Health*
TMS *Thermal Management System*
UPS *Uninterruptible Power Supply*
VE *Veículo Elétrico*
V2G *Vehicle-to-Grid*
ZOH *Zero Order Hold*

Lista de Símbolos

C_{o_x}	Capacitor de saída do módulo x
C_i	Capacitor de do filtro de entrada
D_x	Diodo
d	Razão cíclica variante no tempo
D	Razão cíclica constante
D_{Max}	Razão cíclica máxima
f_s	Frequência de comutação
i_{C_o}	Corrente circulante pelo capacitor de saída
i_o	Corrente de saída
I_{i_x}	Corrente média de entrada do módulo x
Δi_{L_o}	Variação da corrente de saída
ΔI_{LMag}	Variação da corrente magnetizante do transformador
I_{Pr}	Corrente circulante pelo primário do transformador
I_{Sec}	Corrente circulante pelo secundário do transformador
I_{D_x}	Corrente circulante pelo diodo x
I_{S_x}	Corrente circulante pelo interruptor x
I_{xEf}	Corrente eficaz
I_{xMed}	Corrente média
I_F	Corrente contínua de condução
L_{o_x}	Indutor de saída do módulo x

L_m	Indutância magnetizante do transformador vista pelo primário
n	Relação de transformação do transformador
N_c	Número de módulos
N_{P_x}	Número de espiras do enrolamento primário do módulo x
N_{S_x}	Número de espiras do enrolamento secundário do módulo x
R_o	Carga resistiva
R_{JC}	Resistência térmica junção-cápsula
R_{JA}	Resistência térmica junção-ambiente
R_T	Resistência de condução
S_x	Interruptor
T_s	Período de comutação
θ	Defasagem dos pulsos de comando dos interruptores
t_x	Intervalos de tempo
t_r	Tempo de subida
t_f	Tempo de descida
ΔV_{Co}	Varição da tensão sobre o capacitor de saída
ΔV_{Ci}	Varição da tensão sobre o capacitor de entrada
V_{DSS}	Tensão dreno-fonte
V_o	Tensão de saída do conversor proposto
V_i	Tensão de entrada do conversor proposto
V_1	Tensão de entrada do conversor <i>Buck</i> equivalente

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo é apresentado o tema desta dissertação de mestrado. Inicialmente é feita uma contextualização a respeito das energias renováveis, destacando a microgeração. Em seguida, é abordada a situação atual dos veículos elétricos e os objetivos do trabalho. Por fim, é apresentada a estrutura do trabalho, mencionando o que será visto em cada capítulo.

1.1 Contextualização

No decorrer dos anos, o ser humano desenvolveu técnicas capazes de extrair a energia de diversas fontes, porém a maioria destas geram resíduos poluidores e prejudiciais à saúde e ao meio ambiente. Estudos apontam que cerca de 77,3% da energia produzida mundialmente provém de fontes não renováveis, o que vem contribuindo com o aquecimento global [1].

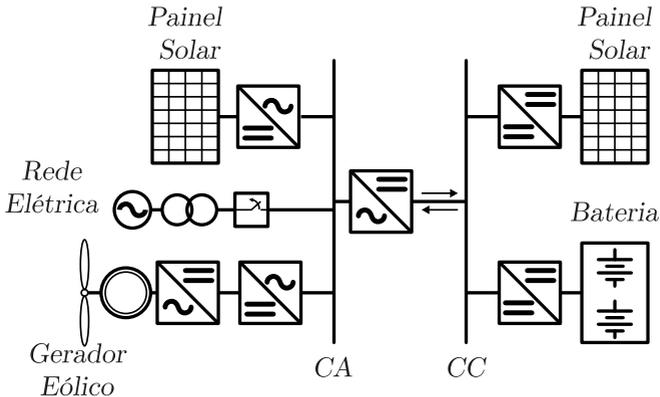
A preocupação com o meio ambiente é um dos fatores que está impulsionando a área de energias renováveis, motivo pelo qual muitos países estão investindo nas microgerações residenciais e meios de transporte menos poluidores. Vale ressaltar que a Agência Nacional de Energia Elétrica regulamentou, em 2012, as condições gerais para o acesso de micro e mini geração distribuída, impulsionando a integração de tecnologias geradoras de energia elétrica limpa a rede elétrica [2].

As microgerações mais comuns são as gerações solares e eólicas. A primeira utiliza painéis fotovoltaicos capazes de converter diretamente a energia solar em energia elétrica, sendo esta o maior recurso energético alternativo quando aplicada a telhados e fazendas fotovol-

taicas [3]. A segunda faz uso de turbinas eólicas que aproveitam a energia cinética do vento, gerando energia elétrica. Vale ressaltar que nem sempre essas fontes estão disponíveis, seja pela falta da luz solar, que está presente apenas parte do dia, ou pelo comportamento esporádico do vento. Deste modo, a integração de baterias a estes sistemas de geração é uma alternativa amplamente conhecida, sendo capaz de armazenar a energia excedente e disponibilizá-la, posteriormente, conforme o consumo.

A necessidade de sistemas elétricos mais flexíveis e econômicos, capazes de minimizar os impactos ambientais está direcionada para o desenvolvimento das microrredes. O conceito de microrrede tem sido proposto como uma solução para integrar diferentes gerações de energia, especialmente quando fontes renováveis são utilizadas [4]. De acordo com [5], uma microrrede é um conjunto de recursos energéticos distribuídos de pequeno porte (<75 kW) que faz uso da tecnologia de controle e comunicação, podendo ser classificada através do barramento de distribuição, sendo este em corrente contínua (CC) ou corrente alternada (CA). A Figura 1.1 ilustra uma microrrede residencial, composta por geradores eólicos, painéis solares e um banco de baterias.

Figura 1.1: Microrrede com geração solar e eólica integrada a um sistema de armazenamento.

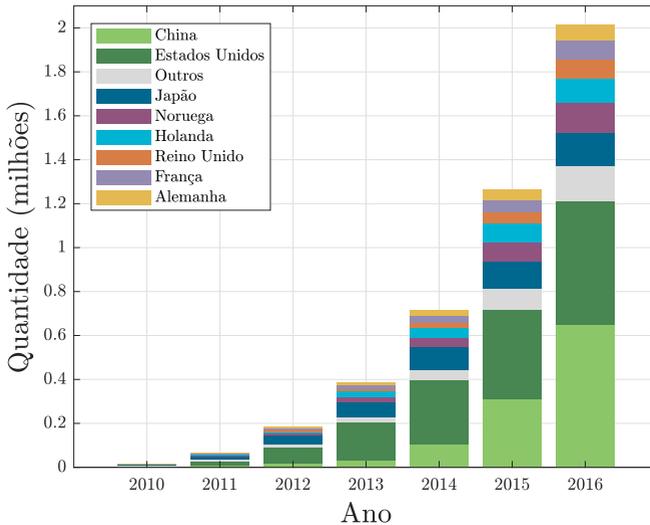


Fonte: Adaptado de [5].

A utilização de veículos elétricos, assim como as fontes renováveis de energia, vêm crescendo significativamente. Fato que pode ser observado na Figura 1.2, que ilustra a evolução do estoque global dos veículos elétricos (VE) ao longo dos anos. Segundo [6], foram vendidas

mais de 750 mil unidades em 2016, onde a Noruega teve uma participação de mercado equivalente a 29%, seguida pela Holanda com 6,4% e pela Suécia com 3,4%. Até 2015, os Estados Unidos detinham o maior estoque de veículos elétricos do mundo. Em 2016, a China atingiu por volta de 1/3 do estoque global, tornando-se a maior detentora de veículos elétricos.

Figura 1.2: Estoque de veículos elétricos ao redor do mundo entre os anos de 2010 a 2016.



Fonte: Adaptado de [6].

Com o intuito de promover o acesso à tecnologia dos VE, a CAMEX (Câmara de Comércio Exterior) aprovou a resolução de nº 27/2016, que diz respeito a redução de 35% para 0% do imposto de importação dos carros puramente elétricos ou movidos a células de combustível que sejam destinados ao transporte de mercadorias. Segundo ABVE (Associação Brasileira do Veículo Elétrico), a expectativa é que 30 mil a 40 mil veículos "verdes" circulem no Brasil em 2020 [7].

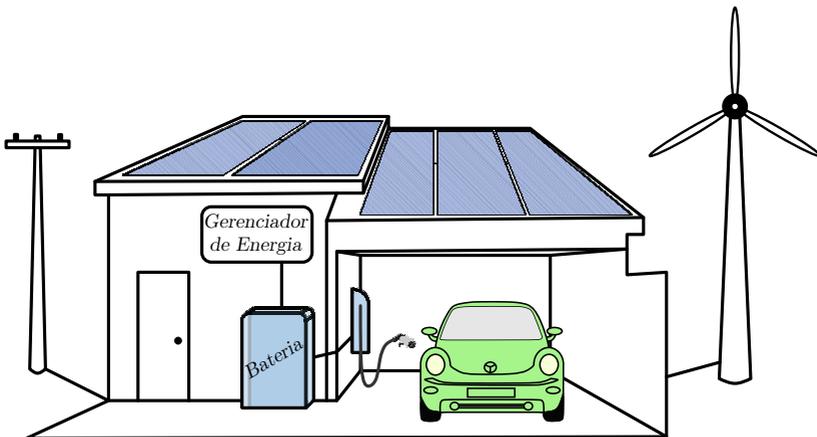
O crescimento da venda de veículos elétricos e a escassez de postos de reabastecimento, tornam-se oportunos para o desenvolvimento de carregadores residenciais de veículos elétricos para promover, além do conforto, a expansão de um meio de transporte limpo e sustentável.

A maioria dos carregadores residenciais são de baixa potência, dado que as residências não são projetadas para suportar altas correntes

por um longo período de tempo. A presente dissertação propõe um conversor que permita o carregamento rápido do veículo elétrico por meio de um banco de baterias estacionário de baixa tensão.

A Figura 1.3 ilustra uma microrrede residencial capaz de gerar energia elétrica por meio dos painéis solares e pela turbina eólica. Nesta, está presente um sistema de armazenamento que foi conectado a um carregador de veículos elétricos.

Figura 1.3: Carregamento do veículo elétrico a partir de uma bateria estacionária residencial.



Fonte: Autoria Própria.

1.2 Objetivos

O principal objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de um carregador capaz de transferir a energia proveniente de um banco de baterias estacionário residencial, de baixa tensão, para as baterias do veículo elétrico.

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Definição topológica do conversor;
- Modelagem e dimensionamento do carregador;
- Simulação, validação e montagem do protótipo;
- Aperfeiçoamento profissional;
- Colaborar com o enriquecimento da comunidade científica.

1.3 Estrutura do Trabalho

O trabalho é dividido em oito capítulos. Neste capítulo, foi feita uma breve introdução sobre o tema desta dissertação, onde foi visto um microrrede integrada com carregadores de VE.

No segundo capítulo será realizada uma revisão bibliográfica das baterias íons de lítio. Também são apresentadas algumas terminologias, descritos os tipos de carregamentos mais comuns, seus sistemas de proteção, bem como alguns modelos matemáticos, amplamente conhecidos na literatura.

O terceiro capítulo abordará o veículo elétrico. Apresentando um breve histórico, seguido por uma descrição dos tipos de VE, bem como algumas classificações dos carregadores e os padrões de carregamento mais conhecidos.

O quarto capítulo introduz a topologia do conversor proposto. Este é um conversor modular que faz uso da técnica *interleaved*. Durante o capítulo serão apresentadas as etapas de operação, bem como os esforços de corrente e tensão sobre seus componentes. A partir destas, realiza-se o dimensionamento dos módulos *Forward* duas chaves e o dimensionamento do conversor proposto.

No quinto capítulo será realizado o dimensionamento do conversor para validação do estudo teórico. A partir de um grupo de especificações, foram definidos os esforços dos componentes ativos e passivos, a fim de selecioná-los adequadamente. As simulações com o conversor operando em malha aberta permitiram validar o cálculo dos esforços.

O sexto capítulo refere-se ao projeto dos controladores de tensão e corrente. Neste trabalho são projetados dois compensadores independentes, pois o método de carregamento escolhido foi o de corrente constante e tensão constante (CC-CV), que será mencionado no capítulo 2. Inicialmente é apresentada a estratégia de controle, seguida por uma simplificação do conversor proposto para um conversor *Buck* equivalente, sendo esta simplificação validada por meio da dinâmica da corrente e tensão para um degrau de carga. Após isto, realiza-se a modelagem matemática do conversor equivalente, cuja validação é feita por meio da técnica *AC Sweep* implementada no *software* PSIM. Por fim, os controladores são projetados e simulados tanto para uma carga resistiva quanto para o sistema de carregamento de baterias.

O sétimo capítulo apresenta os resultados experimentais, onde são descritos os equipamentos utilizados, bem como o protótipo montado. São exibidas algumas formas de onda das tensões e correntes do conversor, que permitem validar o estudo teórico. Por fim, apresentam-

se os rendimentos de um módulo e do conversor.

O último capítulo apresenta uma conclusão geral e algumas sugestões para os trabalhos futuros.

Capítulo 2

Baterias

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica dos conceitos e trabalhos relacionados a baterias íons de lítio, que é a tecnologia em estudo desta pesquisa.

A princípio, é exposta uma visão geral das baterias, mencionando o princípio de funcionamento destas, bem como são apresentadas terminologias que permitirão identificar suas características.

Neste âmbito, são apresentados métodos de carregamentos amplamente conhecidos na literatura, assim como aspectos de segurança que deverão ser considerados de modo a operar estas baterias a fim de evitar quaisquer danos a estas, aos equipamentos, e, principalmente, ao operador.

Dado o exposto, são exibidos alguns modelos elétricos e suas características dinâmicas. Este passo exige mais cautela, pois através deste é definido o modelo representativo que será utilizado para projetar adequadamente os controladores do conversor proposto neste trabalho.

Por fim, são feitas algumas considerações finais expondo pontos relevantes para o desenvolvimento deste projeto.

2.1 Princípios Básicos da Bateria

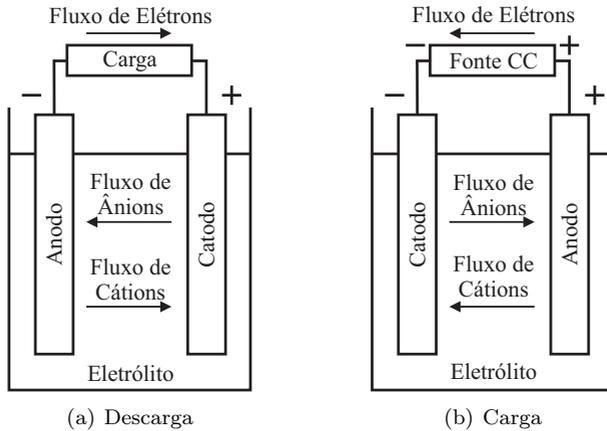
A bateria é um dispositivo que converte, através da reação de oxirredução, a energia química contida em seus materiais ativos em energia elétrica. Ela é constituída de uma ou mais células conectas em série, paralelo ou em ambas configurações, de modo a atender os requisitos de projeto como níveis de tensão, corrente máxima, capacidade, entre outros.

As baterias e as células eletroquímicas possuem duas classificações [8]:

1. Sendo primárias aquelas que não são facilmente ou efetivamente recarregáveis, de modo que ao descarregá-las serão descartadas. Por serem baratas e leves, são amplamente utilizadas em equipamentos eletrônicos como: lanternas, controles remotos, unidades de backup, entre outras aplicações.
2. As secundárias são recarregadas com a passagem de corrente no sentido contrário à corrente de descarga. As aplicações são subdivididas em duas categorias:
 - (a) A primeira considera as baterias como dispositivos de armazenamento de energia elétrica, onde são conectadas e carregadas por uma fonte de energia primária a qual disponibiliza energia elétrica para a carga conforme a demanda. As fontes de alimentação ininterrupta (UPS - *Uninterruptible Power Supply*), sistemas de armazenamento de energia a bateria (BESS - *Battery Energy Storage System*) e veículos elétricos híbridos são alguns exemplos.
 - (b) Na segunda, as baterias possuem funções semelhantes as baterias primárias, onde são descarregadas e não estão conectadas às fontes de energia primária. Porém ao invés de descartá-las são recarregadas por uma fonte externa. Dispositivos eletrônicos portáteis e veículos elétricos são alguns exemplos.

A célula é uma unidade eletroquímica composta por eletrodos, separadores, eletrólitos, contêiner e terminais. Esta opera com o processo de oxirredução, onde, durante a descarga, o eletrodo negativo cede elétrons para um circuito externo e é oxidado, enquanto o eletrodo positivo recebe os elétrons do circuito externo, sendo este reduzido. Durante a carga o fluxo de corrente é reverso e o eletrodo positivo é oxidado enquanto o eletrodo negativo é reduzido, conforme Figura 2.1. Por definição o anodo é o eletrodo ao qual sofre oxidação, enquanto que o catodo é reduzido.

Figura 2.1: Processo de oxirredução.



Fonte: Adaptado de [8].

O separador que isola fisicamente os eletrodos, geralmente, é constituído por um filme microporoso de fibra ou polímero, também é um condutor iônico. O meio onde ocorre a transferência de ânions e cátions entre o anodo e o catodo é conhecido como eletrólito. Este, em sua maioria, é um líquido onde são dissolvidos sais, ácidos ou bases.

2.2 Terminologia

A seguir serão apresentados termos bastante comuns para a compreensão e caracterização das baterias [9]:

- O MÓDULO é um conjunto de células conectadas fisicamente;
- Um PACK é composto por módulos agrupados em um único compartimento, onde ocorre o gerenciamento térmico;
- O SISTEMA DE GERENCIAMENTO TÉRMICO (TMS - *Thermal Management System*) protege um pack de baterias contra sobre aquecimento. Os TMS mais sofisticados utilizam resfriamento líquido;
- O SISTEMA DE GERENCIAMENTO DA BATERIA (BMS - *Battery Management System*) é um dispositivo que faz uso de sensores capazes de monitorar vários parâmetros das baterias.

Sua principal função é fazer com que a bateria trabalhe em sua área de segurança;

- A CAPACIDADE (Ah) é o total de carga que pode ser descarregada de uma bateria plenamente carregada sobre uma condição específica. Também é comum encontrar WATT-HORA (Wh) que consiste no produto da capacidade Ah pela tensão nominal da bateria;
- O ESTADO DE CARGA (SoC - *State of Charge*), definido pela Equação (2.1), representa o percentual da capacidade remanescente das baterias em função da sua capacidade nominal. Este é um parâmetro crítico para o gerenciamento das baterias, e uma estimativa precisa é bastante desafiadora, pois o SoC é influenciado pelas condições de operações, como a corrente de carga e temperatura;

$$SoC = \frac{Capacidade\ Remanescente}{Capacidade\ Total} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

- A PROFUNDIDADE DE DESCARGA (DoD - *Depth of Discharge*), definida pela Equação (2.2), indica o quanto a bateria já foi descarregada. As baterias de alta descarga permitem uma descarga de 80% ou mais de sua capacidade total;

$$DoD = 1 - SoC \quad (2.2)$$

- O NÚMERO DE CICLOS representa a quantidade de ciclos de carga e descarga, geralmente com 80% de DoD, que uma bateria suporta até chegar a um determinado critério de desempenho. A vida de uma bateria é afetada pelas taxas de cargas e descargas, profundidade de descarga, e outras condições como temperatura;
- O C-RATE representa a taxa de carga ou descarga igual a capacidade de uma bateria durante uma hora. Ou seja, para uma bateria de 3 Ah o C-Rate será 1, sendo este igual a carga ou descarga da bateria a 3 A durante uma hora. Desta forma, 0,1 C equivale a 0,3 A;
- A ENERGIA ESPECÍFICA define a quantidade máxima de energia armazenada em uma bateria por unidade de massa (Wh/kg);
- A POTÊNCIA ESPECÍFICA representa a potência gerada por unidade de massa (kW/kg);

- A RESISTÊNCIA INTERNA representa a resistência equivalente da bateria. Esta é diferente para a carga quanto descarga, pois varia conforme as condições operacionais;
- A TENSÃO DE CORTE é a menor tensão permitida da bateria. Esta indica que a bateria está com pouca carga, praticamente descarregada;
- O ESTADO DE SAÚDE (SoH - *State of Health*), definido pela Equação (2.3), indica a degradação do desempenho da bateria. Este é a razão entre a máxima capacidade de carga de uma bateria usada e uma nova.

$$SoH = \frac{\text{Capacidade de carga da bateria usada}}{\text{Capacidade de carga da bateria nova}} \quad (2.3)$$

2.3 Baterias de Íons de Lítio

As baterias íons de lítio contribuíram para o desenvolvimento tecnológico nas últimas décadas. A sua presença em dispositivos eletrônicos portáteis, veículos elétricos, sistemas de armazenamento de energia e até em equipamentos médicos ocorreu por possuírem alta densidade de energia e de potência [10].

As características mais atraentes desta tecnologia são:

1. Baixa taxa de auto-descarga, cerca de 2 a 8% ao mês;
2. Elevado número de ciclos considerando um DoD de 80%. Alcançando 2000 ciclos;
3. Operação em larga faixa de temperatura, tanto na carga quanto descarga. Recomenda-se que na carga a temperatura não ultrapasse os limites de 0 a 45°C, e na descarga esteja entre -40 a 65°C;
4. Elevada energia específica;
5. Pouca manutenção, uma vez que esta não possui efeito memória e não precisa repor o eletrólito.

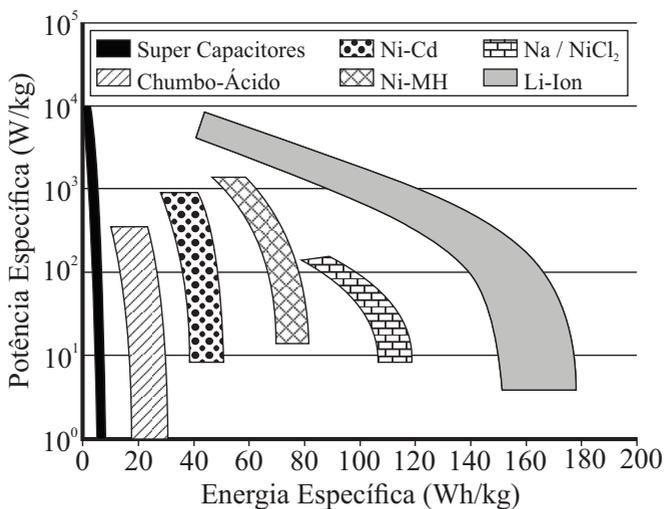
Por mais notáveis que sejam as vantagens, deve-se atentar, na hora de projetar sistemas que utilizam estas baterias, para os seguintes aspectos:

1. Degradação da bateria quando descarregada abaixo de 2 a 2,5 V;

2. Necessidade de sistemas de proteção mecânica da célula e elétrica do *pack*;
3. Alto custo do kWh destas baterias;
4. Para prolongar a vida útil destas baterias, faz-se necessário o resfriamento destas quando a temperatura excede 40°C.

Na literatura é comum encontrar gráficos da potência específica pela energia específica. Estes são utilizados para comparar o desempenho das diversas tecnologias de armazenamento. São conhecidos como gráficos de Ragone, conforme exemplo apresentado na Figura 2.2.

Figura 2.2: Características de algumas tecnologias de armazenamento.

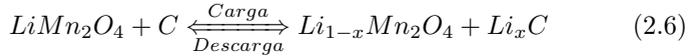
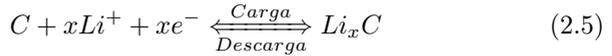
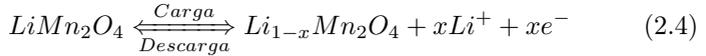


Fonte: Adaptado de [11].

Durante a carga ou descarga os íons de lítio se deslocam entre os eletrodos positivos e negativos através do eletrólito. Os eletrodos positivos são uma intercalação de compostos de íons de lítio, geralmente são utilizados $LiCoO_2$, $LiNiO_2$, $LiMn_2O_4$, $LiFePO_4$ e $LiNixCo_{1-2x}Mn_xO_2$. No anodo os materiais mais comuns são Li_xC_6 , TiS_2 , V_2O_5 . O meio para a condução iônica é o eletrólito, este é um solvente orgânico no qual os sais de lítio, como $LiPF_6$, $LiBF_4$, $LiClO_4$, $LiAsF_6$, são solúveis. Os principais solventes utilizados são carbonato de etileno (EC - *Ethylene Carbonate*), carbonato de propileno (PC - *Propylene Carbonate*) e dimetil carbonato (DMC - *dimethyl carbonate*).

No separador, cuja função principal é isolar os eletrodos positivo e negativo, são utilizadas membranas microporosas de polietileno (PE) ou polipropileno (PP) [12].

Para exemplificar as reações químicas da bateria, toma-se como exemplo a bateria de lítio óxido manganês (LMO - *Lithium Manganese Oxide*). Durante a carga é incidida sobre a bateria uma força eletromotriz que promove o deslocamento dos íons de lítio (Li^+) do eletrodo positivo $LiMn_2O_4$ até o eletrodo negativo. Ao descarregar a bateria, o processo é o oposto do apresentado, onde os Li^+ se deslocam das camadas de carbono para o $LiMn_2O_4$. As reações no anodo, catodo e a global são apresentadas, respectivamente pelas Equações (2.4), (2.5) e (2.6).



Por mais eficiente que as baterias sejam, estas apresentam perdas quando há circulação de elétrons entre os eletrodos. Parte da energia é consumida pelos efeitos da polarização [8, 13], sendo estes:

1. Polarização por concentração:

Acontece quando a concentração do reagente é pequena ou a corrente for elevada. Nesta, ocorre um esgotamento do reagente na superfície do eletrodo. Desta forma, a velocidade do processo será determinada pela velocidade de chegada do reagente à superfície;

2. Polarização por ativação:

Acontece quando a concentração do reagente é elevada ou se a corrente for baixa. Para a transferência do elétron é necessário energia para romper a barreira de ativação;

3. Polarização por queda ôhmica:

Refere-se a impedância interna da célula. Estas são resistências provenientes dos eletrólitos, coletores, entre outros. Estas resistências possuem características ôhmicas, com uma relação linear entre a corrente e a queda de tensão.

Quando conectadas a cargas, ocorrem quedas de tensão na célula, vistas na Figura 2.3. Estas podem ser expressadas pela Equação (2.7).

$$E = E_0 - [(\eta_{ct})_a + (\eta_c)_a] - [(\eta_{ct})_c + (\eta_c)_c] - i \cdot R_i \quad (2.7)$$

Onde:

E_0 : Tensão de circuito aberto da célula;

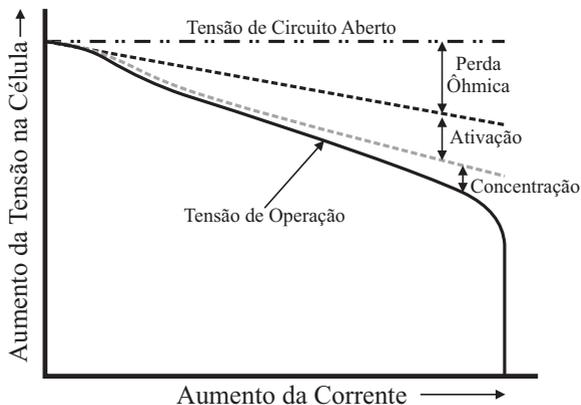
$(\eta_{ct})_a, (\eta_{ct})_c$: Sobretensão da transferência de carga no anodo e catodo;

$(\eta_c)_a, (\eta_c)_c$: Polarização por concentração no anodo e catodo;

i : Corrente da célula na presença da carga;

R : Resistência interna da célula.

Figura 2.3: Efeito da polarização na tensão da célula.



Fonte: Adaptado de [8].

2.3.1 Algumas tecnologias das baterias íons de lítio

A combinação dos elementos químicos do catodo e do anodo determinam os parâmetros das baterias. A maioria das células de íons de lítio apresenta, aproximadamente, uma tensão nominal de 3,7 V, tensão de plena carga total de 4,2 V e uma tensão de corte de 2,5 V. Algumas das principais tecnologias são:

- Óxido de Lítio Cobalto (LCO - $LiCoO_2$):
Possui alta energia específica, porém uma baixa potência específica. Este tipo de bateria é amplamente utilizada em celulares, *laptops* e câmeras fotográficas;
- Óxido de Lítio Manganês (LMO - $LiMn_2O_4$):
Possui alta potência específica e são mais seguras que as baterias LCO, porém com energia específica menor. Podem ser encontradas em ferramentas elétricas e equipamentos médicos;
- Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto (NMC - $LiNiMnCoO_2$):
Possui alta energia específica e alta potência específica. São amplamente encontradas em veículos elétricos, bicicletas elétricas e equipamentos médicos;
- Fosfato de Lítio Ferro (LFP - $LiFePO_4$):
Uma das baterias de íons de lítio mais segura. Alguns pontos positivos desta tecnologia são a alta taxa de corrente suportada, o alto número de ciclos e uma ampla região linear na curva de descarga. Porém, a baixa energia específica e uma elevada autodescarga limitam as suas aplicações. Podem ser encontradas em sistemas de armazenamento estacionário, bem como veículos elétricos;
- Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio (NCA - $LiNiCoAlO_2$):
A alta energia específica, alta potência específica, assim como uma boa vida útil, fazem com que esta seja uma candidata para os veículos elétricos, porém o alto custo e as margens de segurança são desfavoráveis.

A Tabela 2.1 expõe alguns parâmetros comumente encontrados nos catálogos das baterias de íons de lítio. Estes parâmetros podem variar conforme fabricante.

Tabela 2.1: Características das tecnologias de bateria íons de lítio.

Baterias	LCO	LMO	NMC	LFP	NCA
Tensão Nominal (V)	3,6	3,7	3,6	3,2	3,6

Tensão Máxima de Carga (V)	4,2	4,2	4,2	3,65	4,2
Tensão de Corte (V)	2,5	2,5	2,5	2,5	3
Energia Específica (Wh/kg)	175	125	185	105	230
Carga (C-Rate)	0,7	0,7	0,7	1	0,7
Descarga (C-Rate)	1	1 a 10	1 a 2	1 a 25	1
Número de Ciclos	500 a 1000	300 a 700	1000 a 2000	1000 a 2000	500
Colapso Térmico (°C)	150	250	210	270	150

Fonte: Adaptado de [14, 12].

2.3.2 Características elétricas das baterias íons de lítio

As principais características das baterias são as tensões em seus terminais, capacidade de armazenamento, medida em Ah, e a taxa de carga e descarga, definida anteriormente como C-Rate. O conhecimento destas torna possível o desenvolvimento de tecnologias integradas a sistemas de armazenamento. O Centro de Pesquisa e Capacitação em Energia Solar da Universidade Federal de Santa Catarina elaborou projetos de P&D relacionados ao uso das baterias íons de lítio aplicadas à sistemas de armazenamento de energia a bateria e mobilidade urbana, brevemente descritos a seguir.

1. Sistema de armazenamento estacionário a baterias:

Este consiste em um banco de baterias de íons de lítio capaz de suprir a demanda energética da sua instalação por 4 horas, considerando um consumo de 13 kW. São utilizadas 224 células em série do modelo WB-LYP90AHA de $LiFePO_4$. Os parâmetros por célula são: capacidade nominal equivale a 90 Ah, tensão nos terminais de 2,8 a 4 V durante operação de carga e descarga. O C-Rate máximo na carga e descarga é 3 C, ou uma corrente contínua máxima de 270 A;

2. Ônibus elétrico a bateria:

Consiste em um veículo elétrico tracionado pela energia contida nas baterias íons de lítio. A tecnologia utilizada é a NMC. Neste estão instalados 4 *packs* de baterias, cada um destes com 11 módulos, e cada módulo contendo 8 células, totalizando 352 células. As células possuem uma capacidade de 50 Ah, e nas operações de carga e descarga a tensão dos terminais varia de 2,7 a 4,15 V. Também suportam um C-Rate máximo de carga e descarga de 2 C, ou uma corrente contínua máxima de 100 A.

Não é correto afirmar que uma bateria, por exemplo, de capacidade 10 Ah capaz de fornecer 1 A durante 10 horas consiga fornecer 0,5 A em 20 horas. Este comportamento não linear está diretamente ligado aos parâmetros internos das baterias que variam de acordo com as condições operacionais. Na Tabela 2.2 são apresentadas as características do modelo das baterias NCR18650BF, cuja tecnologia é NCA. Estas são fabricadas pela Panasonic e utilizadas nos veículos elétricos da Tesla.

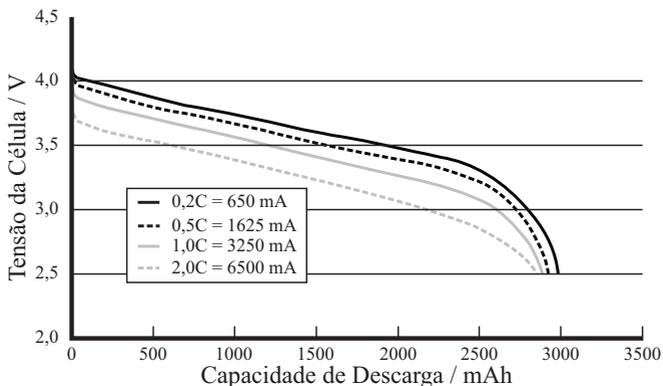
Tabela 2.2: Especificações NCR18650BF.

	MÁX	USUAL
Capacidade Nominal (mAh)	3350	2965
Tensão Nominal (V)	3,6	
Tensão Máxima de Carga (V)	4,20	4,10
Tensão de Corte (V)	2,5	
C-Rate padrão (C)	0,5	

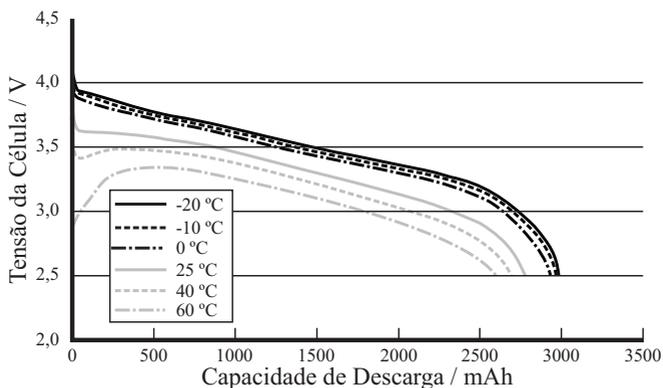
Fonte: Adaptado de [15].

A Figura 2.4 apresenta curvas referentes aos comportamentos da tensão do modelo de bateria NCR18650BF sob condições distintas.

Figura 2.4: Curvas de descarga com variações paramétricas.



(a) Variação do C-Rate



(b) Variação da temperatura

Fonte: Adaptado de [15].

Conforme Figura 2.4(a), para C-Rate iguais a 2 e 0,5 C, a capacidade de descarga são, respectivamente, 2800 e 2965 mAh. Nota-se que para diferentes taxas de descargas as tensões nos terminais também variam.

Na Figura 2.4(b) não ocorre variação no C-Rate, sendo fixado em 1 C. A variação da capacidade de descarga da bateria ocorre de acordo com a temperatura. Verifica-se que para temperaturas abaixo de 25 °C a capacidade é superior que a nominal. Entretanto para temperaturas

acima de 25 °C a capacidade é inferior a 2965 mAh.

2.3.3 Métodos de carregamento das baterias íons de lítio

O crescente interesse pelo uso das baterias íons de lítio está levando a sistemas com elevada capacidade de armazenamento. Desta forma, faz-se necessário o desenvolvimento de tecnologias capazes de carregá-las de modo eficiente, rápido e, principalmente, seguro.

Nesta subsecção são apresentadas algumas técnicas de carregamentos, bem como seus princípios de funcionamento e benefícios [16, 17, 18].

Algumas destas técnicas são:

1. Corrente Constante - Tensão Constante (CC-CV):

É um dos métodos mais reconhecidos e utilizados atualmente, pois respeita os limites operacionais da bateria, prolongando a vida útil destas. Este pode ser dividido, conforme Figura 2.5, em quatro etapas de operação, sendo estas:

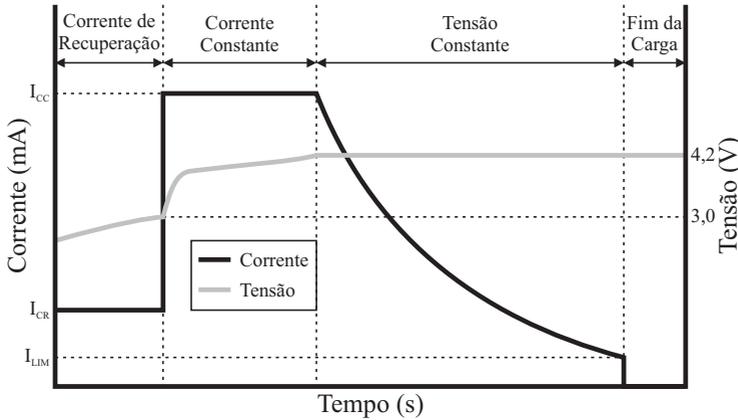
1ª - Esta etapa restaura a carga para células profundamente esgotadas. Quando a bateria apresenta uma tensão abaixo de 3 V, esta é carregada com uma corrente constante (I_{CR}) com no máximo 0,1 C;

2ª - Acima de 3 V a bateria é carregada com uma corrente constante (I_{CC}) até que a tensão atinja 4,1 V. De modo a preservar a vida útil da bateria, recomenda-se carregar com um C-Rate entre 0,2 a 1 C;

3ª - Quando a tensão atingir 4,1 V, a bateria é carregada com uma tensão constante de 4,1 V. A corrente decresce gradualmente até atingir um limite mínimo (I_{LIM}), geralmente 0,02 C;

4ª - Quando a corrente atingir I_{LIM} a bateria está plenamente carregada, concluindo o carregamento da mesma.

Figura 2.5: Carga por corrente constante e tensão constante.

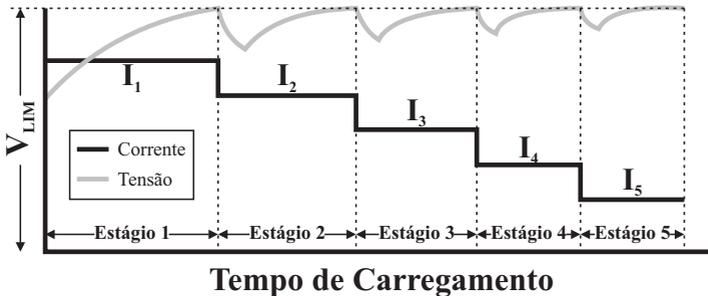


Fonte: Adaptado de [18].

2. Multi Estágios de Corrente Constante:

Comparando com o método anterior, este é mais rápido e seguro, além de prolongar a vida útil da bateria. Consiste na aplicação de múltiplos degraus de corrente constante, mostrado na Figura 2.6. Quando a tensão da bateria atingir um limite (V_{LIM}), geralmente 4,1 V, um novo estágio começará, conseqüentemente uma nova corrente de carga será imposta. Este processo ocorre sucessivamente até que o número máximo de estágios seja atingido.

Figura 2.6: Carregamento por multi estágios de corrente constante.



Fonte: Adaptado de [18].

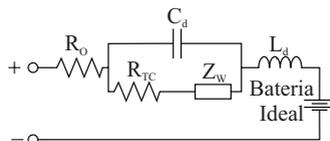
De modo a determinar os cinco ótimos C-Rate dos estágios de carregamento, que atenda os critérios de carga rápida e alcance um bom custo benefício de carga, [18] propôs um algoritmo de otimização por enxame de partículas (PSO - *Particle Swarm Optimization*).

O PSO é uma técnica computacional evolutiva baseada na população. Foi inspirada no comportamento social dos bandos de pássaros e nos cardumes de peixes. Esta é bastante utilizada pela sua simplicidade de implementação, bem como a necessidade de poucos parâmetros para sintonizar e ajustar. Utiliza pouco tempo computacional e converge rapidamente para os resultados. O algoritmo não possui gradiente nem derivativo, de modo a estimar algumas soluções em uma única iteração, também não há relação entre a solução obtida e a solução inicial. Este é composto por partículas que se movem em um espaço de possíveis soluções onde cada partícula troca informação entre si, com o intuito de obter a melhor solução global [18, 17].

3. Carga por Pulso:

Visa obter uma distribuição igual de íons no eletrólito da bateria, aumentar a velocidade de carga e diminuir os efeitos da polarização, prolongando o ciclo de vida [17]. Este método está relacionado com o modelo de impedância CA das baterias íons de lítio, conforme Figura 2.7. Esta, por sua vez, é composta por uma resistência ôhmica R_o , resistência de transferência de carga R_{TC} , impedância Warburg Z_W , Capacitância C_d , e uma indutância do eletrodo L_d . Consiste em encontrar pulsos de carregamento cujas frequências possibilitem uma menor impedância da bateria, de modo a minimizar as perdas, consequentemente, maximizar a energia transferida.

Figura 2.7: Modelo para corrente alternada (CA) da bateria.



Fonte: Adaptado de [19].

4. Aumento de Carga:

Neste método a bateria é carregada com a tensão constante e com um valor entre 4,2 e 4,3 V, acima dos 4,1 V do primeiro método apresentado. No início do carregamento a corrente injetada na bateria é extremamente elevada, porém decresce conforme aumenta o SoC. Os resultados experimentais apresentados por [20] indicam que o tempo de carga pode ser reduzido em até 60% se comparado com o método CC-CV. Apesar desta redução significativa no tempo de carregamento, este método influencia na perda de capacidade da bateria, sendo esta em torno de 40% após 160 ciclos.

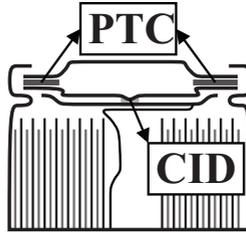
2.3.4 Aspectos de segurança

As baterias íons de lítio são uma tecnologia de armazenamento de energia promissora, tanto que são encontradas em vários dispositivos eletrônicos ao redor do mundo. Apesar do grande interesse do mercado mundial, as baterias íons de lítio enfrentam problemas relacionados a segurança, onde foram relatados casos que as mesmas entraram em combustão para diferentes condições. Os problemas mais comuns que levam ao colapso destas são o super aquecimento e curto circuitos [21].

2.3.4.1 Nível da Célula

De modo a proteger as células contra pressões excessivas, a carga deve possuir um sistema de ventilação de segurança. O seu acionamento ocorrerá quando a pressão interna da célula ultrapassar um limite pré estabelecido, ocasionando na liberação dos gases de maneira controlada. Em células planas, não se faz necessário o uso deste sistema de ventilação, pois estas possuem uma costura que romperá caso a pressão exceda a condição segura de operação [22]. Para células cilíndricas, um dispositivo mecânico de interrupção de carga (CID - *Charge Interrupt Devices*), mostrado na Figura 2.8, foi desenvolvido. Quando acionados, os CIDs desconectam fisicamente, de modo irreversível, a célula do circuito. Estes mecanismos devem ser projetados de acordo com a química da bateria, senão pode ocorrer um acionamento tardio, conseqüentemente, não evitando o colapso da célula. O CID não é aplicável para células de alta descarga, uma vez que não suporta altas correntes.

Figura 2.8: Secção transversal de uma célula 18650.



Fonte: Adaptado de [22].

Para a proteção contra correntes excessivas, é comum encontrar nas células cilíndricas e nas baterias, montadas com células prismáticas ou bolsas, dispositivos poliméricos de coeficiente de temperatura positiva (PTC - *Positive Temperature Coefficient*). Neste é utilizado uma camada de polímero que se torna altamente resistente quando a temperatura exceda um limite. Desta forma, uma corrente excessiva, tanto na carga ou descarga, produzirá um aumento na temperatura do polímero e, consequentemente, a sua resistência aumentará, reduzindo a corrente na célula.

2.3.4.2 Nível do *Pack*

No *pack* as células de lítio estão dispostas em série e/ou paralelo para atender parâmetros de tensão, corrente e capacidade de uma determinada aplicação. Apesar do processo de fabricação das células seguir um padrão de produção, cada célula apresenta pequenas diferenças em suas características. Estes pequenos desequilíbrios poderão ocasionar o desbalanço de um *pack*, comprometendo a capacidade do sistema de armazenamento e também em possíveis falhas. Desta forma, os *packs* são equipados com sistemas de gerenciamento da bateria (BMS - *Battery Management System*) cujas atribuições são [23, 24, 25]

1. Monitoramento de variáveis:

Sendo esta uma das tarefas mais importantes do BMS, pois através das medições dos parâmetros de cada célula dentro de um *pack*, os quais incluem a tensão, corrente e temperatura, é possível inferir se as baterias estão operando em sua região segura. Alguns aspectos relevantes a cada medição são:

(a) Medição da Tensão:

O tempo de aquisição e a precisão destas medidas dependem da aplicação. Por exemplo, para sistemas de *back-up* uma leitura da tensão a cada 10 segundos é suficiente. Enquanto que aplicações cujas correntes variam constantemente necessitam de uma leitura a cada 1 s. Para a carga e a descarga uma precisão de 100 mV é satisfatório. Enquanto que na equalização das baterias 50 mV são aceitáveis. Entretanto para aplicações em veículos elétricos uma precisão de 1 mV é essencial para a estimação do SoC, uma vez que essas baterias trabalham na região linear onde a tensão varia pouco.

(b) Medição da Corrente:

A implementação desta tem como finalidade regular as ações de controle que conduzam as baterias a trabalharem em sua região de operação segura. Também é possível estimar a resistência interna da célula com um registro dos dados, com a finalidade de compensar a queda de tensão nos terminais da célula. Na literatura é comum encontrar que a variação do SoC pode ser calculada integrando a corrente.

(c) Medição da Temperatura:

A temperatura é uma variável crítica para as baterias íons de lítio, resultante dos limites rigorosos tanto na carga quanto descarga. O *pack* é projetado para que todas as células possuam temperaturas equivalentes, porém as células apresentam características distintas umas das outras, podendo levar ao aquecimento localizado. Desta maneira, as células são monitoradas individualmente.

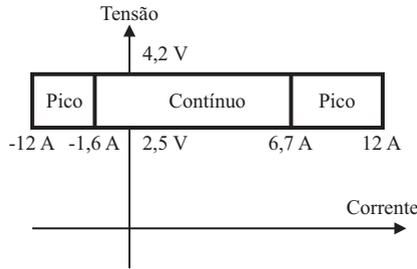
2. Gerenciamento:

O BMS faz uso dos parâmetros medidos com a finalidade de maximizar a capacidade do *pack* e adequar aos limites seguros de operação. Alguns focos do gerenciamento são:

(a) Isolamento da Bateria:

Caso a bateria esteja operando em uma região não segura, a corrente da mesma é reduzida ou até interrompida. Toma-se como exemplo a célula NCR18650B da Panasonic que apresenta quatro diferentes limites de corrente, mostrado na Figura 2.9.

Figura 2.9: Limites operacionais da célula NCR18650B.



Fonte: Adaptado de [26].

Os BMS mais modernos conseguem identificar a diferença entre uma descarga contínua e um pico, além de determinar o tempo apropriado para reduzir a corrente.

(b) Equalização:

Esta atribuição permite que células desbalanceadas, ao final da equalização, possuam os mesmos níveis de tensão, e consequentemente o mesmo SoC. Os métodos são divididos em passivos ou ativos. O primeiro consiste em dissipar o excesso da energia da célula mais carregada através de um resistor externo. O segundo faz uso do chaveamento, distribuindo a energia entre as células.

(c) Temperatura:

O *pack* é dotado de mecanismos que permitam a regulação da temperatura. O BMS é capaz de controlar estes mecanismos, acionando uma ventoinha quando a temperatura está acima do limite pré estabelecido ou ativando cargas passivas quando atinge um limite inferior.

3. Estimação:

Através dos dados medidos, o BMS realiza uma série de cálculos com objetivo de estimar os estados da bateria. Alguns destes estados são o SoC, SoH, Resistência Interna, Capacidade, entre outros. A estimativa destes parâmetros apresentam uma complexidade considerável, e a metodologia utilizada pode levar a grandes discrepâncias.

4. Comunicação:

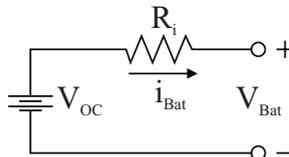
Nesta etapa os dados coletados pelo BMS são transmitidos para dispositivos externos. A comunicação permite que os protocolos de segurança dos equipamentos sejam ativados a fim de operar em uma região segura. No caso dos veículos elétricos, o BMS se comunica com um carregador externo que, juntos, definem as etapas a serem realizadas durante a carga.

2.3.5 Modelos elétricos presentes na literatura

A modelagem é um processo que exige bastante cautela, pois qualquer consideração feita pode levar a um modelo não representativo, ou seja, divergente do sistema em estudo. Visto que as baterias são sistemas não-lineares, cujos parâmetros variam conforme condições operacionais, estudos são realizados com o intuito de encontrar modelos aproximados capazes de capturar suas características.

O modelo de Rint, apresentado na Figura 2.10 e pela Equação (2.8), consiste em uma fonte de tensão ideal V_{OC} , reproduzindo a tensão de circuito aberto da bateria, em série com uma resistência R_S . Ambos os parâmetros variam conforme o SoC, SoH e a temperatura. Como o modelo não reproduz o comportamento transitório das células de íons de lítio, este não é adequado para a estimação do estado de carga durante variação na carga [27].

Figura 2.10: Modelo de Rint.



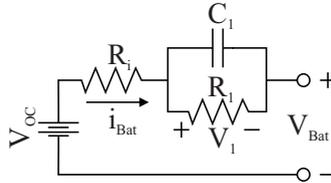
Fonte: Adaptado de [27].

$$V_{Bat} = V_{oc} - R_i \cdot i_{Bat} \quad (2.8)$$

O modelo de Thevenin, apresentado na Figura 2.11 e pelas Equações (2.9) e (2.10), adiciona em série ao modelo de Rint um par de RC paralelo, reproduzindo parte da característica dinâmica das baterias de íons de lítio. Este é composto por uma fonte de tensão V_{oc} em série com uma resistência R_i , representando a queda de tensão instantânea da bateria, e um par RC descrevendo o comportamento dinâmico da

bateria. Até certo ponto é possível reproduzir os efeitos da polarização, porém, nos momentos finais da carga ou descarga, a diferença entre a polarização de concentração e ativação levam a uma simulação imprecisa[27].

Figura 2.11: Modelo de Thevenin.



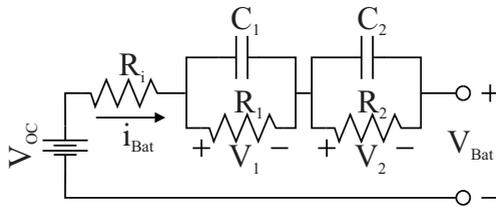
Fonte: Adaptado de [27].

$$\dot{V}_1 = \frac{i_{Bat}}{C_1} - \frac{V_1}{R_1 \cdot C_1} \quad (2.9)$$

$$V_{Bat} = V_{oc} - R_i \cdot i_{Bat} - V_1 \quad (2.10)$$

O modelo dupla polarização (DP - *Dual Polarization*), apresentado na Figura 2.12 e pelas Equações (2.11), (2.12) e (2.13), adiciona um par RC ao modelo de Thevenin de modo a simular os efeitos da polarização por concentração e ativação separadamente.

Figura 2.12: Modelo dupla polarização.



Fonte: Adaptado de [27].

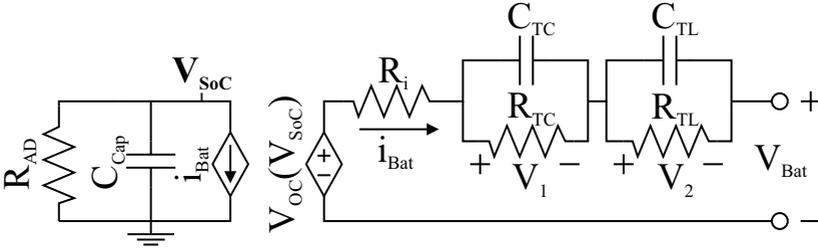
$$\dot{V}_1 = \frac{i_{Bat}}{C_1} - \frac{V_1}{R_1 \cdot C_1} \quad (2.11)$$

$$\dot{V}_2 = \frac{i_{Bat}}{C_2} - \frac{V_2}{R_2 \cdot C_2} \quad (2.12)$$

$$V_{Bat} = V_{oc} - R_i \cdot i_{Bat} - V_1 - V_2 \quad (2.13)$$

O trabalho proposto por [28], visto na Figura 2.13, retrata o modelo DP sendo este capaz de indicar a duração da bateria, bem como as respostas transitórias e estacionária da tensão com precisão. Este é compatível com baterias Níquel Cádmio, Níquel Metal Hidreto, íons de lítio entre outras baterias eletroquímicas.

Figura 2.13: Modelo da bateria com prevenção da duração.



Fonte: Adaptado de [28].

O capacitor C_{Cap} representa toda carga armazenada na bateria, esta converte a capacidade em Ah para coulomb, levando em conta a variação da sua capacidade útil conforme a temperatura e o número de ciclos, visto na Equação (2.14). O V_{SoC} é utilizado para definir o estado de carga inicial da bateria. Valores entre 0 a 1 V representam, respectivamente, um SoC de 0 a 100%.

$$C_{Cap} = 3600 \cdot \text{Capacidade}_{Ah} \cdot f_1(\text{Ciclo}) \cdot f_2(\text{Temperatura}) \quad (2.14)$$

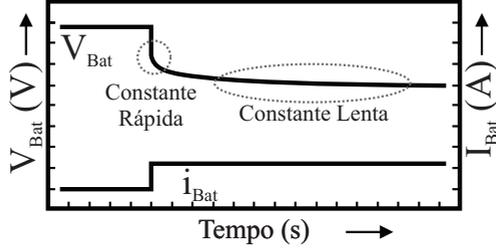
A fonte controlada de corrente i_{Bat} é responsável por carregar ou descarregar o C_{Cap} . Desta forma o SoC mudará dinamicamente.

A resistência R_{AD} corresponde ao efeito de auto-descarga quando as baterias são armazenadas por longos períodos. Teoricamente seu valor varia conforme SoC, temperatura e o número de ciclos, porém pode ser considerado como um grande resistor ou simplesmente ignorado.

A tensão de circuito aberto V_{OC} corresponde a tensão interna da bateria, esta varia conforme o estado de carga. E o seu comportamento não-linear está incluído no modelo.

Neste modelo, a dinâmica da bateria é representada pelo circuito equivalente elétrico da Figura 2.13. Este é composto por um resistor em série (R_i), responsável pela queda instantânea da tensão, e dois pares RC, (R_{TC} , C_{TC}) e (R_{TL} , C_{TL}), que representam os efeitos da polarização, sendo estas dinâmicas separadas em curtas e longas conforme Figura 2.14.

Figura 2.14: Constantes de tempo.



Fonte: Adaptado de [28].

No trabalho proposto por [28] foram realizados testes com 10 unidades novas de baterias PL-383562 da tecnologia íons de lítio, com o intuito de extrair os parâmetros internos destas. Os resultados levaram a funções, as quais variam com o estado de carga, que definem os valores de cada um dos componentes eletrônicos do modelo. Estas estão expostas abaixo:

$$V_{OC}(SoC) = -1,031.e^{-35.SoC} + 3,685 + 0,2156.SoC - 0,1178.SoC^2 + 0,3201.SoC^3 \quad (2.15)$$

$$R_i(SoC) = 0,1562.e^{-24,37.SoC} + 0,07446 \quad (2.16)$$

$$R_{TC}(SoC) = 0,3208.e^{-29,14.SoC} + 0,04669 \quad (2.17)$$

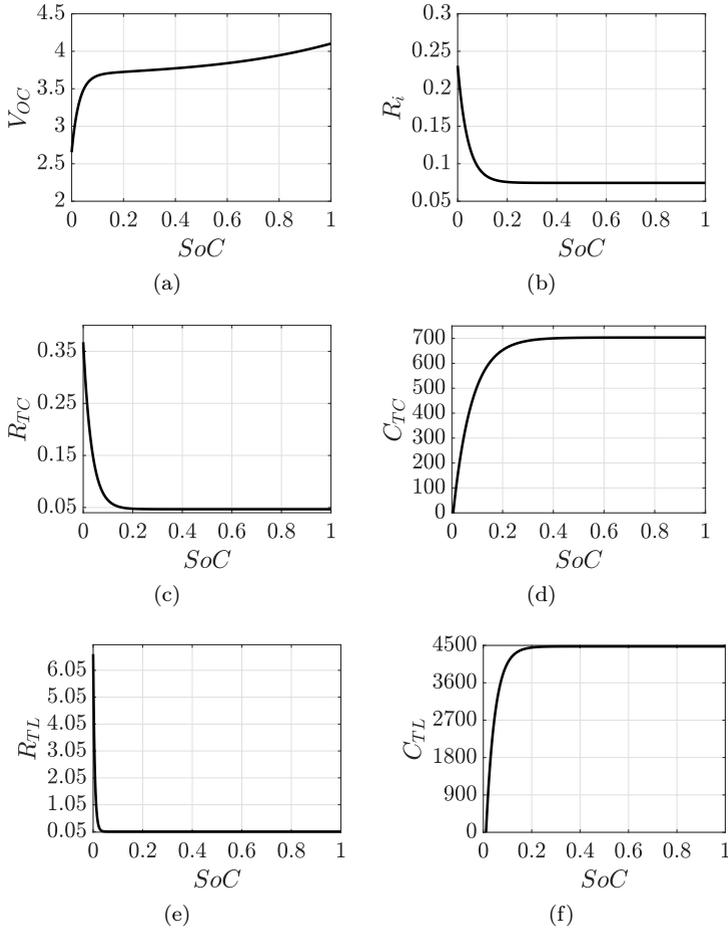
$$C_{TC}(SoC) = -752,9.e^{-13,51.SoC} + 703,6 \quad (2.18)$$

$$R_{TL}(SoC) = 6,603.e^{-155,2.SoC} + 0,04984 \quad (2.19)$$

$$C_{TL}(SoC) = -6056.e^{-27,12.SoC} + 4475 \quad (2.20)$$

Para analisar o comportamento destes componentes conforme variação do SoC, foram gerados os gráficos mostrados na Figura 2.15.

Figura 2.15: Curvas das equações.



Fonte: Própria autoria.

Através das curvas, identifica-se que para estados de carga entre 20 a 100% os parâmetros internos das baterias variam muito pouco. Esta variação pode ser desprezada, de modo a considerar uma região linear. Esta consideração é relevante para a modelagem do sistema, uma vez que serão adotados parâmetros invariantes no tempo.

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram vistas características básicas das baterias, com foco na tecnologia íons de lítio, bem como seus comportamentos conforme variação paramétricas, e modelos amplamente difundidos na literatura. Tais informações são necessárias para o projeto de sistemas que utilizem esta tecnologia de armazenamento.

Os limites operacionais das baterias, como tensão, corrente e temperatura, são critérios que devem ser respeitados, pois excedê-los poderá colapsar as baterias, provocando danos a estas, aos equipamento e, principalmente, ao operador. Dado o exposto, a presença de sistemas de monitoramento, como o BMS, é imprescindível.

A vida útil das baterias é influenciada pelos esforços de corrente, bem como as suas condições de operação, como profundidade de descarga e temperatura. Nas células completamente descarregadas deverão ser aplicadas correntes de recuperação, com valor de no máximo 0,1 C, até que sua tensão atinja 3 V. Com a finalidade de prolongar a vida útil destas, recomenda-se carregá-las com um C-Rate de 0,2 a 1 C. A metodologia de carregamento adotada neste trabalho é CC-CV, uma vez que esta opera dentro da região de segurança das baterias, além de sua implementação ser mais simples que outros métodos.

Capítulo 3

Veículos Elétricos

3.1 Breve Histórico

O veículo elétrico é um meio de transporte que faz uso de um ou mais motores elétricos para a sua propulsão. Muitas pessoas acreditam que este tipo de transporte surgiu nas últimas décadas, porém já estava presente no século XIX.

Vários inventores da Europa e dos Estados Unidos receberam crédito para as invenções iniciais e desenvolvimento dos veículos elétricos. Em 1828, o húngaro Ányos István Jedlik inventou um modelo, em pequena escala, de um veículo movido por um motor elétrico. Em 1865, o francês Raymond Gaston Planté criou o que seria a melhor bateria para a época, conhecida como chumbo ácido. Seu compatriota Camille Alphonse Faure aperfeiçoou, em 1881, a capacidade de carga dessas baterias, permitindo que os veículos elétricos se tornassem práticos. Em meados de 1884, o inglês Thomas Parker, responsável por eletrificar o metrô em Londres, afirmou ter aprimorado um carro elétrico. No final dos anos de 1800, a França e a Inglaterra foram as primeiras nações a apoiar o desenvolvimento dos veículos elétricos [29].

O veículo elétrico estava em um período de ascensão, entretanto a sua popularidade decaiu por alguns motivos. Sendo estes:

1. Descoberta do petróleo bruto no Texas, em 1901, causando uma redução no preço da gasolina;
2. Em 1912, o estadunidense Charles Franklin Kettering desenvolveu a ignição elétrica, eliminando a necessidade da manivela;

3. Por volta de 1912, a produção em massa de veículos a combustão, por Henry Ford, viabilizou o acesso a esses modelos. Comparativamente, enquanto os veículos elétricos custavam US\$1750, os modelos a combustão eram vendidos por US\$650.
4. Em 1920, os Estados Unidos ampliaram sua malha rodoviária, interligando cidades distantes. Desta forma houve a necessidade de veículos com maior autonomia, que devido a limitações tecnológicas da bateria, os veículos elétricos não conseguiam suprir.

Por volta de 1935, enquanto os veículos movidos a eletricidade estavam praticamente extintos, aqueles propulsionados a combustão dominavam as rodovias. A crise do petróleo, na década de 1970, levou a um aumento significativo no preço dos derivados do petróleo, o que contribuiu para o reaparecimento dos VE. Atualmente, o desenvolvimento e aperfeiçoamento das unidades de armazenamento de energia, juntamente com a preocupação ambiental são alguns dos principais fatores que estão instigando o crescimento dos VE.

3.2 Tipos de Veículos Elétricos

Nesta seção serão apresentados alguns tipos de veículos elétricos e suas características. Segundo o INEE (Instituto Nacional de Eficiência Energética), os veículos elétricos podem ser classificados como:

1. Veículo elétrico a bateria (BEV - *Battery Electric Vehicle*), onde a energia disponibilizada para a propulsão está, somente, armazenada em um banco de baterias. A recarga é realizada por carregadores conectados diretamente à rede elétrica;
2. Veículo elétrico híbrido (HEV - *Híbrid Electric Vehicle*) possui um motor interno a combustão (MCI), que fornece energia elétrica para a unidade de armazenamento, sendo esta composta por baterias e capacitores. Os dois tipos básicos de HEV são o serial, onde as rodas são acionadas somente pelos motores elétricos, e o paralelo, onde o MCI e o motor elétrico propulsionam o VE. Os veículos elétricos híbridos que são carregados com uma fonte externa são denominados de PHEV (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle*);
3. Veículo de célula a combustível (FCEV - *Fuel Cell Electric Vehicle*), este faz uso de um equipamento eletro-químico capaz de

extrair energia da reação do hidrogênio com o oxigênio, consequentemente o resíduo produzido é a água. Este veículo é propulsionado por motor elétrico e também armazena energia em bancos de baterias ou capacitores.

A tabela 3.1 apresenta alguns modelos de veículos elétricos híbridos e a bateria. Nesta considera-se apenas a autonomia da bateria. É possível notar que a autonomia elétrica dos PHEV é inferior aos BEV, uma vez que seu banco de baterias é menor.

Tabela 3.1: Alguns EVs disponíveis no mundo.

Modelo	Tipo	Autonomia	Capacidade
Nissan Leaf	BEV	135-172 km	20-30 kWh
Chevrolet Volt	PHEV	85 km	18,4 kWh
Tesla Model S	BEV	351-507 km	60-100 kWh
Toyota Prius Plug-in	PHEV	18 km	4,4 kWh
BMW i3	BEV	130 km	18,8 kWh
Smart ED	BEV	109 km	17 kWh
Ford C-Max/Fusion Energi	PHEV	32 km	7,6 kWh
Chevrolet Spark EV	BEV	132 km	21,3 kWh
Kia Soul EV	BEV	150 km	27 kWh
Mitsubishi iMIEV	BEV	100 km	16 kWh
Ford Focus Electric	BEV	122 km	23 kWh
Volkswagen eGolf	BEV	134 km	26,5 kWh

Fonte: Adaptado de [30].

3.3 Carregadores de Veículos Elétricos

A infraestrutura responsável por fornecer energia aos veículos elétricos é chamada de carregador, o qual gerencia a qualidade da energia disponibilizada, ajustando os níveis de tensão e corrente, de modo a realizar um carregamento eficiente, confiável e seguro.

Os carregadores podem ser classificados quanto a sua disposição (*on-board* e *off-board*), ao fluxo de energia (bidirecional ou unidirecional) e aos níveis de tensão e corrente.

É importante ressaltar que não há um padrão mundial para o carregamento de veículos elétricos e, basicamente, cada país adota o que é mais adequado para sua região.

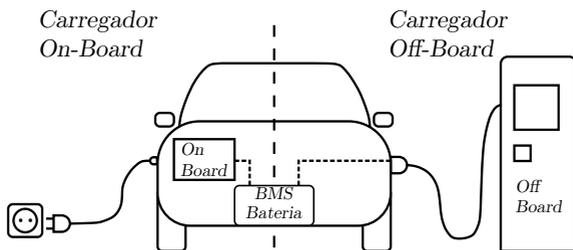
3.3.1 Carregadores *on-board* e *off-board*

O carregador *on-board* está situado dentro do automóvel, permitindo ao usuário carregar seu veículo elétrico em qualquer local que possua uma fonte adequada disponível. Ele possui uma baixa potência, uma vez que está localizado dentro do VE, limitando assim seu peso, volume e o custo [31].

O *off-board* é externo ao VE, geralmente é projetado para maiores potências, pois não há muita restrição de peso e volume.

A Figura 3.1 ilustra os dois tipos de carregadores mencionados acima. Vale ressaltar que o carregador *on-board* também é utilizado quando há um carregador *off-board* que provê corrente alternada.

Figura 3.1: Carregador *on-board* e *off-board*.



Fonte: Autoria Própria.

3.3.2 Unidirecional e bidirecional

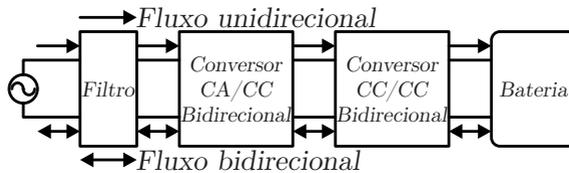
Existem dois tipos de fluxo de potência quando o veículo elétrico estiver conectado à rede elétrica, sendo classificados como unidirecional

ou bidirecional.

No primeiro, não é possível transferir energia para a rede elétrica, permitindo somente o carregamento do veículo. Normalmente, esse tipo de carregador é composto por conversores que possuam uma ponte de diodos e um filtro de entrada, o qual possui a função de atenuar ruídos provenientes do conversor. A simplicidade no controle dos carregadores unidirecionais facilita o gerenciamento de cargas elevadas, proveniente do carregamento de vários VE [32].

O carregador bidirecional pode realizar o carregamento do veículo pela rede elétrica, bem como fornecer energia a ela. A injeção de energia na rede elétrica é conhecida como V2G (*vehicle-to-grid*), algumas de suas vantagens são: favorecer na estabilidade da rede elétrica e o suprimento de energia para cargas críticas de uma residência quando houver falha na rede elétrica [33]. Geralmente o conversor que compõe este tipo de carregador possui dois estágios, CA-CC e um CC-CC. O estágio CA-CC é conectado à rede elétrica e ajusta o fator de potência, já o CC-CC é responsável por regular a corrente disponibilizada para a bateria do VE.

Figura 3.2: Esquemático unidirecional e bidirecional.



Fonte: Autoria Própria.

3.3.3 Níveis de carregamento

Os níveis de carregamento definem a potência, o tempo de carregamento e a infraestrutura dos carregadores. Essas características refletem no custo, nas topologias a serem empregadas, bem como nos efeitos sobre a rede elétrica.

Os níveis de carregamento são classificados como:

1. Nível 1: Este é o método mais lento, consequentemente, possui um baixo custo. É voltado para residências e pátios de empresas. Pode-se utilizar o padrão de conector J1772 para carregar através da porta CA do VE. Não necessita de infraestrutura adicional.
2. Nível 2: É o principal método para instalações públicas e privadas. De modo geral, são necessários equipamentos dedicados

capazes de prover uma potência de até 22 kW. O seu carregamento rápido, em relação ao primeiro método apresentado, e o seu padrão de conector são atrativos para os usuários dos VE;

- Nível 3: Este método corresponde aos carregadores de carga rápida, onde é possível abastecer completamente um veículo elétrico em menos de uma hora. Segundo [34], são capazes de fornecer até 200 kW. Podem ser encontrados em rodovias, pontos de abastecimento e em postos de gasolina. Geralmente são carregadores *off-board*, que operam em tensões trifásicas as quais são retificadas e reguladas para a conexão com a porta CC do VE.

De acordo com [35], os níveis 1 e 2, de uso residencial, são os mais utilizados, por questão de conveniência, permitindo o carregamento do veículo elétrico durante a noite, e pelo baixo custo.

A Tabela 3.2 expõe dados referentes a alguns tipos de carregamentos existentes, bem como seus conectores.

Tabela 3.2: Visão geral dos níveis e tipos de EVSE em alguns países.

Classe	Nível	Potência	Tipo			
			China	Europa	Japão	América do Norte
Lento	1	$\leq 3,7$ kW	Dispositivos instalados nas residências			SAE J1772 Tipo 1
Lento	2	$> 3,7$ kW e ≤ 22 kW	GB/T 20234 AC	IEC 62196 tipo 2	SAE J1772 tipo 1	
		≤ 22 kW	Conector Tesla			
Rápido	3	> 22 kW e $\leq 43,5$ kW		IEC 62196 tipo 2		SAE J3068 (em desenvolvimento)

	< 200 kW	GB/T 20234 DC	CCS Combo 2 (IEC 62196 tipo 2 & DC)	CHA- de- MO	CCS Combo 1 (SAE J1772 tipo 1 & DC)
	< 150 kW	Conectores Tesla e CHAdeMO			

Fonte: Adaptado de [34].

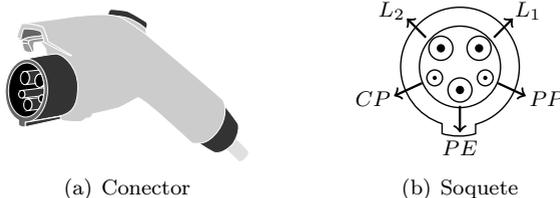
3.3.4 Tipos de conectores

A interface que interliga fisicamente o veículo elétrico e o seu carregador é denominado de conector. Os tipos de conectores foram desenvolvidos para atender aos diversos padrões de carregamento. A seguir serão apresentados alguns dos conectores mais comuns, seus respectivos soquetes e suas principais características, conforme [36], [37] e [38].

3.3.4.1 CA tipo 1

Este tipo de conector, ilustrado na Figura 3.3(a), foi desenvolvido de acordo com os padrões SAE J1772 e IEC 62196-2, sendo projetado para sistemas monofásicos, cujos níveis de tensão e corrente chegam a 250 V e 32 A. Quanto a sua estrutura física, este conector possui cinco pinos com três tamanhos diferentes, sendo: linha 1 CA; linha 2 CA; terra; detector de proximidade; controle piloto.

Figura 3.3: SAE J1772 AC.

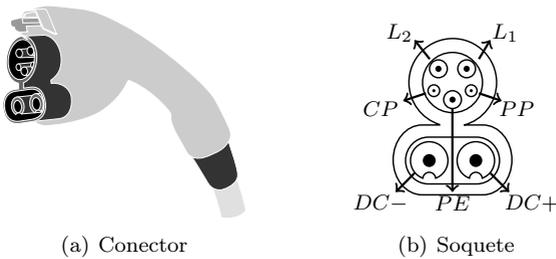


Fonte: Adaptado de [39].

3.3.4.2 CCS tipo 1

O conector CCS (*Combined Charging System*) tipo 1, mostrado na Figura 3.4(a), foi desenvolvido para o mercado norte-americano com base nos padrões SAE J1772 e IEC 62196-3. Este tipo de conector permite realizar tanto um carregamento em corrente alternada quanto em corrente contínua. Quando operado no modo CA, ele é capaz de suprir 250 V e 32 A. Já no modo CC, os níveis de tensão e corrente podem chegar até 600 V e 125 A. Este é composto por 7 pinos, sendo: linha 1 CA; linha 2 CA; terra; detector de proximidade; controle piloto; linha DC +; linha DC -.

Figura 3.4: Conector e soquete CCS tipo 1.



(a) Conector

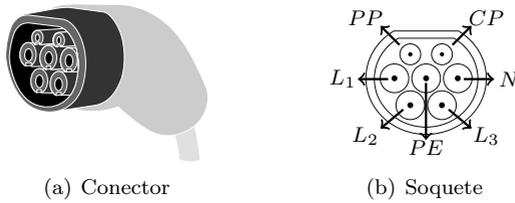
(b) Soquete

Fonte: Adaptado de [39].

3.3.4.3 CA tipo 2

O conector apresentado na Figura 3.5(a) é conhecido como CA do tipo 2, foi baseado no padrão IEC 62196-2 e desenvolvido para atender ao mercado europeu. Ele suporta tanto o carregamento monofásico quanto trifásico, operando com tensão e corrente de até 480 V e 32 A, respectivamente. É composto por 7 pinos, sendo: linha 1 CA; linha 2 CA; linha 3 CA; neutro; terra; detector de proximidade; controle piloto.

Figura 3.5: IEC62196AC.

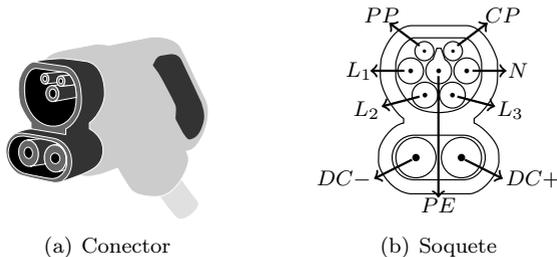


Fonte: Adaptado de [39].

3.3.4.4 CCS tipo 2

O conector CCS Tipo 2, ilustrado na Figura 3.6(a), foi baseado no padrão IEC 62196-3 e desenvolvido para atender ao mercado europeu. Embora o seu soquete no VE possua entradas CA e CC, o conector foi projetado para operar com tensão e corrente contínua de até 1000 V e 200 A. Possui cinco pinos, sendo estes: linha DC +; linha DC -; terra; detector de proximidade; controle piloto.

Figura 3.6: Conector e soquete CCS tipo 2.

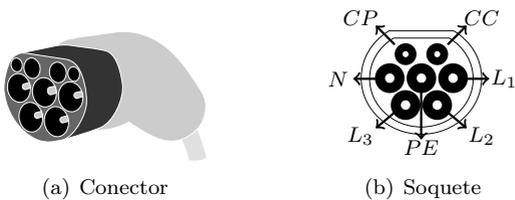


Fonte: Adaptado de [39].

3.3.4.5 GB/T CA

Este conector CA, exibido na Figura 3.7(a), é padronizado conforme a norma chinesa GB/T 20234.2-2015. Com esse conector, é possível tanto o carregamento monofásico quanto o trifásico, disponibilizando até 480 V e 32 A. Este possui 7 pinos, sendo este: linha CA 1; linha CA 2; linha CA 3; neutro; terra; detector de proximidade; controle piloto.

Figura 3.7: Conector e soquete GB/T AC.

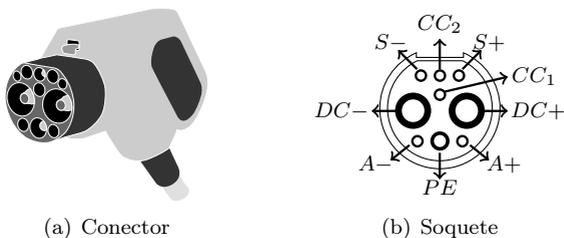


Fonte: Adaptado de [39].

3.3.4.6 GB/T CC

O conector CC, exibido na Figura 3.8(a), é padronizado conforme a norma chinesa GB/T 20234.3-2015. Este provê um carregamento em corrente contínua, sendo capaz de disponibilizar uma corrente e tensão de até 750 V e 125 A, respectivamente. Quanto ao seu aspecto construtivo, este é constituído de 9 pinos, sendo: linha DC +; linha DC -; terra; comunicação +; comunicação -; confirmação de conexão 1; confirmação de conexão 2; fonte de alimentação auxiliar +; fonte de alimentação auxiliar -.

Figura 3.8: GBT20234.3 DC.



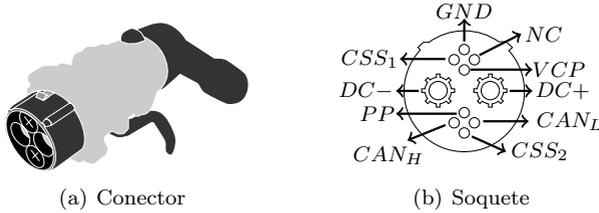
Fonte: Adaptado de [39].

3.3.4.7 CHAdeMO

O conector CHAdeMO, ilustrado na Figura 3.9(a), foi desenvolvido no Japão e projetado para suportar tensão e corrente contínua de até 500 V e 120 A, respectivamente. É composto por dez pinos, sendo estes: linha DC+; linha DC -; terra; sinal de sequência de carga 1; sinal de sequência de carga 2; não conecta; permissão de carregamento;

detector de proximidade; comunicação CAN +; comunicação CAN -.

Figura 3.9: CHAdEMO.

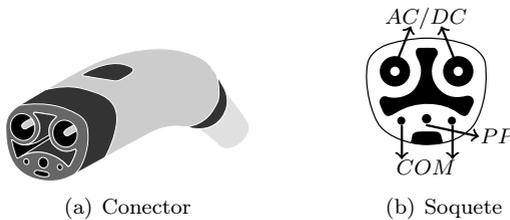


Fonte: Adaptado de [39].

3.3.4.8 Tesla

O conector da Tesla foi projetado para operar tanto com corrente alternada quanto corrente contínua. Este é capaz de carregar com tensões de até 500 V a uma corrente de 250 A. Possui 5 pinos, sendo estes: linha AC/DC +; linha AC/DC -; comunicação +; comunicação -; detector de proximidade.

Figura 3.10: Tesla.



Fonte: Adaptado de [39].

3.4 Considerações Finais

Atualmente, os grandes fabricantes estão investindo em tecnologias capazes de recarregar o EV em menor tempo, para isso, estão utilizando o carregamento via barramento de corrente contínua, que permite um acesso direto às baterias do automóvel. Nesse tipo de carga é exigida a comunicação entre o carregador e o veículo, a fim de

verificar a compatibilidade, informando os níveis de tensão, corrente e estado de cargas adequados, além de realizar os procedimentos de segurança do carregamento.

Capítulo 4

Associação Modular de Conversores *Forward* Duas Chaves

Este capítulo é dedicado as análises para dimensionamento do conversor *Forward* duas chaves. São apresentados alguns conceitos e trabalhos referentes aos conversores CC-CC.

Inicialmente, são descritos alguns dos critérios adotados para a escolha topológica deste conversor, sendo esta uma associação modular de conversores *Forward* duas chaves com as entradas conectadas em paralelo e as saídas conectadas em série (IPOS).

Em seguida, é estudado um dos módulos *Forward* e as suas respectivas etapas de operação. A partir destas, descreve-se o ganho estático e, observam-se as dinâmicas das tensões e correntes sobre os seus componentes, de maneira a dimensioná-los adequadamente.

Por fim, são analisadas as etapas de operação da configuração IPOS com *interleaved*, demonstrando a eficácia desta técnica para a redução da variação da corrente e da tensão sobre os elementos reativos, diminuindo seus volumes.

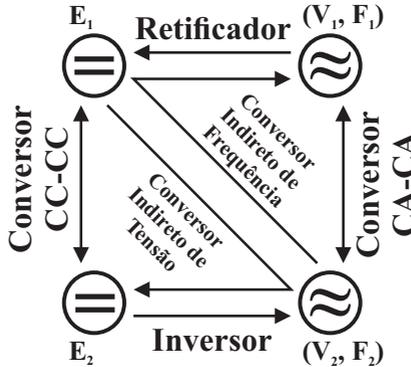
4.1 Introdução aos Conversores

Conversores são circuitos eletrônicos de potência capazes de converter tensão e corrente em outras com amplitudes e/ou frequências

diferentes, sendo, também, responsáveis por gerenciar a qualidade e o fluxo de energia disponibilizada.

A escolha do tipo de conversor depende da função a ser executada pelo mesmo. Algumas das suas principais atribuições, apresentadas na Figura 4.1, são:

Figura 4.1: Principais funções dos conversores.



Fonte: Adaptado de [40].

1. Conversor CC-CC:

Este é capaz de converter uma tensão contínua em outra com amplitude diferente. O controle de um motor de corrente contínua é um exemplo, onde a variação da tensão incidida sobre este define a sua velocidade;

2. Conversor CA-CA:

Neste a tensão de entrada alternada pode ser convertida em outra com amplitude e frequência distintas. Enquanto aqueles que apenas variam o valor da tensão são conhecidos como variadores de tensão, os cicloconversores conseguem variar a frequência. O acionamento de motores CA de indução é exemplo, onde a mudança da frequência influenciará diretamente na alteração da velocidade;

3. Conversor CA-CC (Retificador):

Consiste na transformação de uma tensão alternada em uma tensão contínua variável. Podem ser encontrados em carregadores de baterias, onde a tensão alternada da rede é convertida para uma tensão contínua, geralmente de menor valor;

4. Conversor CC-CA (Inversor):

Comparativamente, pode-se dizer que o inversor é o oposto do retificador, uma vez que este converte uma tensão contínua em uma outra alternada, fazendo uso das técnicas de chaveamento. Estes são amplamente utilizados em sistemas de energias renováveis, onde a tensão contínua dos painéis fotovoltaicos são moduladas para atender aos requisitos, como tensão e frequência da rede.

Nos equipamentos eletrônicos de baixa potência é comum encontrar reguladores lineares capazes de converter a tensão contínua para uma outra de menor valor. Estes utilizam técnicas lineares, sem comutação, onde a resistência do regulador varia de acordo com a carga, resultando em uma tensão constante na saída. A simplicidade e o baixo custo são vantagens deste tipo de conversor, porém a sua baixa eficiência limita suas aplicações.

Atualmente, as tecnologias de gerenciamento energético apresentam como principais requisitos a alta eficiência, confiabilidade, menor espaço ocupado, bem como ampla faixa de tensão de entrada. Estas exigências podem ser alcançadas com o uso de conversores chaveados, onde a corrente e tensão média dependem do acionamento dos interruptores. A Figura 4.2 ilustra um chaveamento ideal onde o transistor opera como uma chave, estando completamente aberto ou fechado. Quando a chave estiver fechada a tensão de saída é a mesma que a tensão de entrada, e esta se tornará nula ao abrir o interruptor.

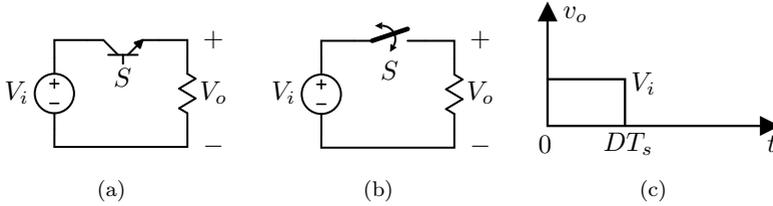
Os conversores chaveados apresentam uma variável d , conhecida como razão cíclica. Esta é uma parcela do período de comutação, onde:

$$d = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} = t_{on} \cdot f_s \quad (4.1)$$

Sendo:

- t_{on} - tempo de condução da chave;
- t_{off} - tempo em que a chave não conduz;
- T_s - período de comutação;
- f_s - frequência de comutação;

Figura 4.2: Princípio básico de chaveamento.



Fonte: Adaptado de [41].

O valor médio da tensão de saída está descrito em (4.2), sendo seu valor menor ou igual a tensão de entrada.

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} v_o(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_i \cdot dt = V_i \cdot D \quad (4.2)$$

4.2 Conversor Proposto

A análise do problema é fundamental para levantar as suas necessidades e características. A partir desta, é possível elaborar soluções capazes de atender a estes requisitos. A escolha topológica de um conversor não poderia ser diferente, desta forma alguns critérios foram levados em consideração, sendo estes:

- Elevado ganho estático.

Uma vez que a entrada do conversor será conectada a baterias estacionárias residenciais de baixa tensão, cujas tensões internas são de aproximadamente 50 V, e a sua saída se conectará com o barramento CC de alta tensão do veículo elétrico, atingindo até 450 V;

- Elevada potência.

Visto que, quanto maior a potência processada pelo conversor, mais rápido será o carregamento do veículo elétrico, todavia maiores serão os esforços de tensão e/ou corrente sobre seus componentes;

- Baixa ondulação de corrente.

Dado que, quanto maior a ondulação de corrente sobre a bateria menor será sua vida útil;

- Diodo contra corrente reversa.

Deve ser equipado na saída do conversor um diodo capaz de impedir que a corrente do veículo elétrico retorne para o carregador, a fim de evitar o colapso deste.

Com base nestes critérios, o conversor em estudo, conforme Figura 4.3, é modular, possibilitando o aumento da potência processada com a adição de módulos. A sua topologia é baseada em conversores *Forward* duas chaves, sendo estes conectados em paralelo na entrada e em série na saída (IPOS - *Input Parallel Output Series*). Na entrada destes conversores, a tensão aplicada é a mesma e os esforços de corrente são divididos pelo número de módulos associados. Na saída, as tensões são somadas e, a corrente processada, em seu valor médio, é a mesma entre os módulos.

Enquanto que as expressões (4.3) e (4.4) definem, respectivamente, as correntes de entrada e saída; (4.5) e (4.6) correspondem, respectivamente, às tensões de entrada e saída.

$$I_{in} = I_{i_1} + I_{i_2} + \dots + I_{i_{N_c}} = \sum_{j=1}^{N_c} I_{i_j} \quad (4.3)$$

$$I_o = I_{o_1} = I_{o_2} = \dots = I_{o_{N_c}} \quad (4.4)$$

$$V_{in} = V_{i_1} = V_{i_2} = \dots = V_{i_{N_c}} \quad (4.5)$$

$$V_o = V_{o_1} + V_{o_2} + \dots + V_{o_{N_c}} = \sum_{j=1}^{N_c} V_{o_j} \quad (4.6)$$

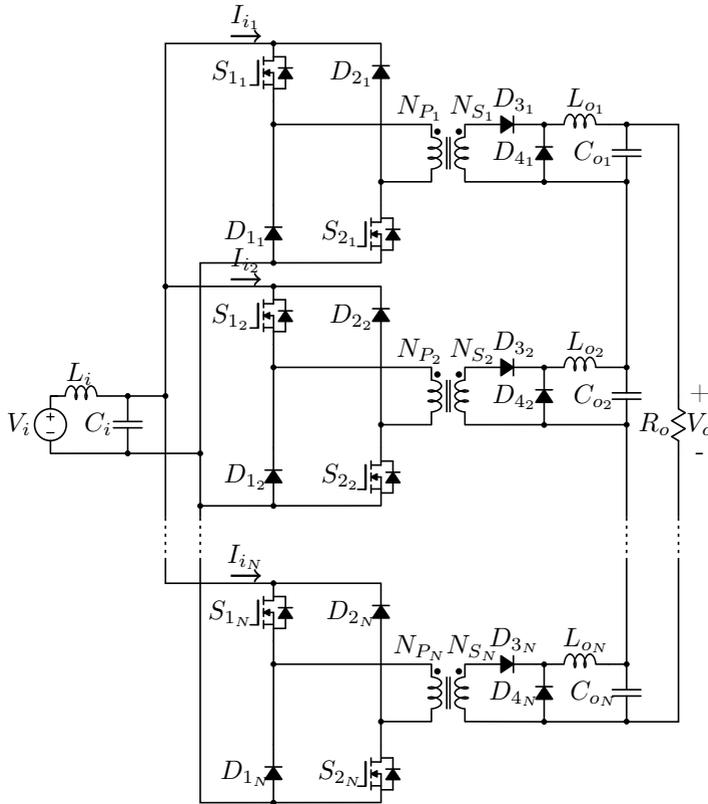
Dado o exposto, percebe-se que o ganho estático G deste conversor está diretamente relacionado ao número de módulos conectados (N_c), conforme (4.7), e, o ganho estático corresponde ao somatório dos ganhos de cada módulo.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{o_1} + V_{o_2} + \dots + V_{o_N}}{V_i} = G_1 + G_2 + \dots + G_N = \sum_{j=1}^N G_j \quad (4.7)$$

Para módulos idênticos o ganho estático é definido pela Equação (4.8), onde n é a relação de transformação do transformador.

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i \cdot n \cdot N_c \cdot D}{V_i} = n \cdot N_c \cdot D \quad (4.8)$$

Figura 4.3: Conversor modular proposto na configuração IPOS.



Fonte: Autoria Própria.

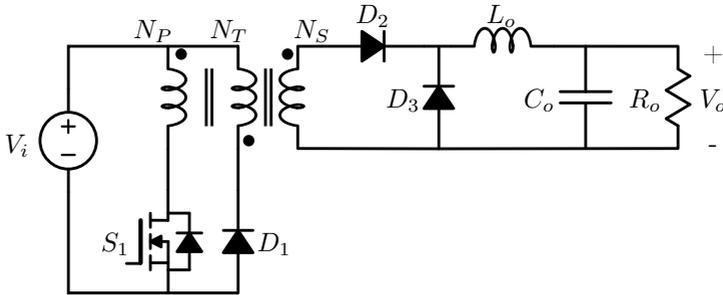
O dimensionamento deste conversor é separado em duas partes. Na primeira, apresentada pela secção 4.3, é realizada uma análise da topologia *Forward*, visto que os módulos possuem seu próprio indutor e capacitor. Na segunda, são estudadas as etapas de operação do conversor na topologia IPOS com a finalidade de projetar o filtro de entrada *LC*, conforme secção 4.4.

4.3 Análise do Conversor *Forward*

O conversor *Forward* é um conversor CC-CC amplamente conhecido na eletrônica de potência, sendo este uma derivação do conversor

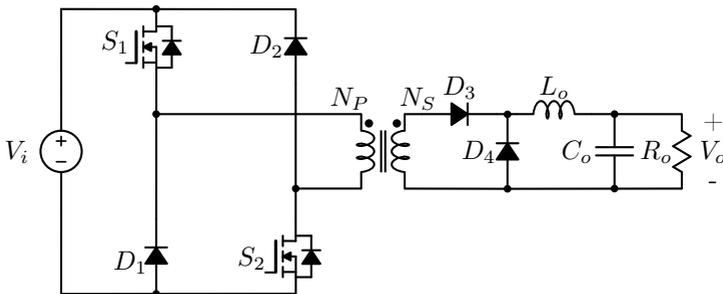
Buck. Este faz uso de um transformador capaz de elevar ou diminuir a tensão de saída, conforme a relação de espiras, além de proporcionar isolamento galvânica. Em sua topologia básica, conforme a Figura 4.4, o transformador possui três enrolamentos, cujos primário (N_P) e secundário (N_S) possibilitam a transferência de energia da fonte até a carga durante a condução do interruptor. A relação de espiras (N_S/N_P) está diretamente relacionada ao ganho deste conversor. O terceiro enrolamento é responsável por desmagnetizar o núcleo do transformador, reduzindo a corrente de magnetização até zero, evitando a saturação do mesmo. Este último enrolamento indicará o limite da razão cíclica que pode ser aplicada neste conversor.

Figura 4.4: Conversor *Forward* clássico.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 4.5: Conversor *Forward* duas chaves.



Fonte: Autoria Própria.

O conversor proposto é baseado na topologia *Forward* duas chaves, apresentado na figura 4.5. As principais vantagens em comparação

com a sua topologia clássica, ilustrada na Figura 4.4, são: a ausência de um terceiro enrolamento, sendo a desmagnetização do núcleo do transformador feita através dos diodos D_1 e D_2 ; tensão na chave igual a V_i . Entretanto, são adicionados uma chave e um diodo. A sua máxima razão cíclica teórica equivale a 0,5, pois os tempos de magnetização e desmagnetização do núcleo do transformador são considerados iguais a razão cíclica.

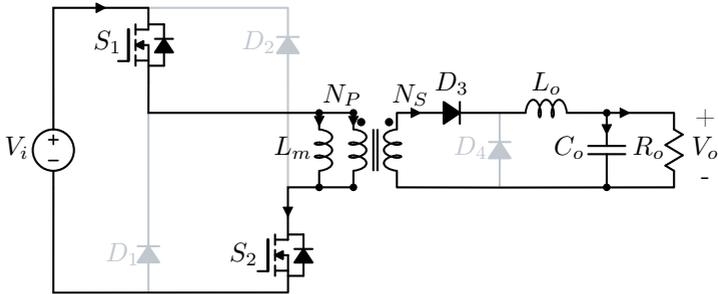
4.3.1 Etapas de operação

As etapas de operação do um conversor *Forward* duas chaves no modo de condução contínua (MCC) serão abordadas neste tópico. Este também pode operar no modo de condução crítica (MCCr) e modo de condução descontínua (MCD). Durante MCC e MCCr o conversor opera em 3 etapas, com a diferença de que no MCCr a corrente no indutor do filtro de saída chega a zero mas volta a se elevar até seu máximo. No MCD uma quarta etapa surge quando a corrente no indutor de saída se torna nula. De modo a compreender as etapas de operação, considerou-se as seguintes variáveis:

- DT_s - Período de condução do interruptor;
- Tm - Período do efeito de desmagnetização do transformador;
- T_s - Período de comutação.

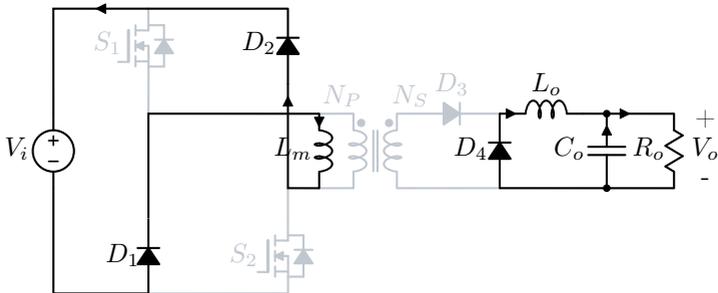
As etapas de operação para o MCC são:

1. $(0, DT_s)$: Nesta etapa de operação, ilustrada na Figura 4.6, os interruptores S_1 e S_2 passam a conduzir. Os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados e, em cada um, está sendo aplicado um esforço de tensão V_i . A tensão V_i sobre a indutância magnetizante do transformador (L_m) faz com que a corrente I_{Lm} cresça linearmente. A polaridade das tensões nos enrolamentos primários (N_P) e secundários (N_S) possibilita a transferência de energia da fonte V_i para a carga R_o por meio de D_3 . As correntes no indutor L_o e capacitor C_o crescem linearmente. O diodo D_4 está bloqueado, sendo este submetido a um esforço de tensão equivalente a V_i multiplicado pela relação de transformação n , onde $n = N_S/N_P$.

Figura 4.6: Conversor *Forward* duas chaves etapa (0, DT_s).

Fonte: Autoria Própria.

2. (DT_s, T_m): Em DT_s os comandos dos interruptores S_1 e S_2 são retirados, estes serão submetidos, cada um, a uma tensão igual a V_i . Os diodos D_1 e D_2 passam a conduzir a corrente I_{L_m} , descarregando a indutância magnetizante. O diodo D_3 é bloqueado e está submetido a uma tensão $V_i \cdot (N_S/N_P)$. O Diodo D_4 passa a conduzir a corrente do indutor L_o , a qual decresce linearmente. O indutor de saída, juntamente com o capacitor C_o , suprem a carga. Esta etapa está ilustrada na Figura 4.7, é finalizada quando L_m está completamente descarregado.

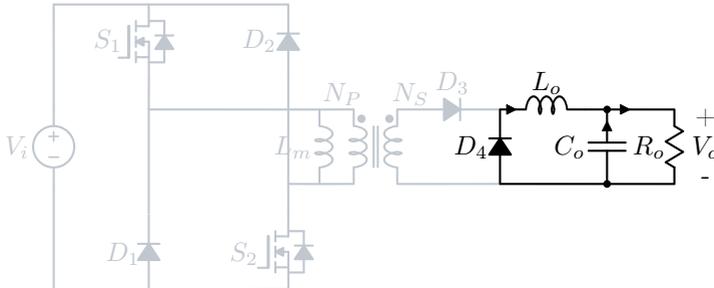
Figura 4.7: Conversor *Forward* duas chaves etapa (DT_s, T_m).

Fonte: Autoria Própria.

3. (T_m, T_s): Esta etapa começa ao fim da desmagnetização do transformador. Os interruptores S_1 e S_2 e os diodos D_1 e D_2 não estão conduzindo, cada um destes está submetido a tensão $V_i/2$. O diodo D_3 se mantém bloqueado e o esforço de tensão é nulo. Por

fim, o diodo D_4 continua conduzindo a corrente do indutor, e, juntamente com o capacitor, a carga é suprida. Esta etapa é finalizada quando os interruptores entram em condução.

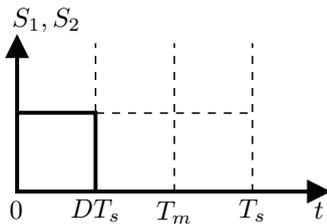
Figura 4.8: Conversor *Forward* duas chaves etapa (T_m , T_s).



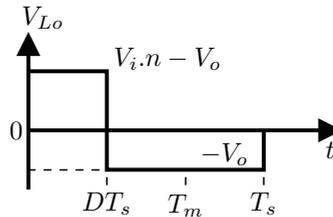
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 4.9, ilustra as formas de ondas das etapas de operação do conversor *Forward* duas chaves.

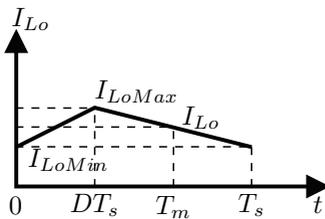
Figura 4.9: Formas de onda dos componentes do *Forward* duas chaves.



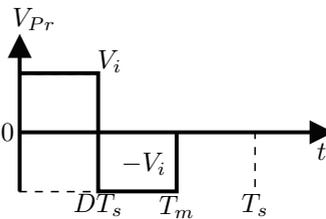
(a) Sinal de comando.



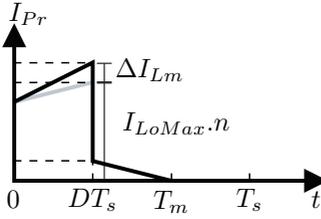
(b) Tensão no indutor.



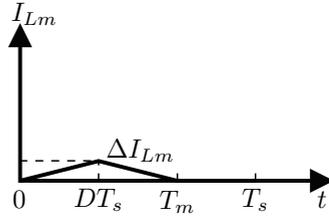
(c) Corrente no indutor.



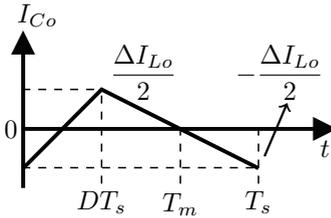
(d) Tensão no primário.



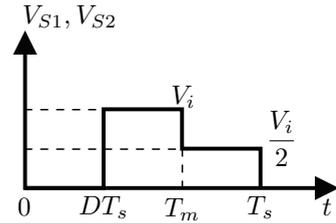
(e) Corrente no primário.



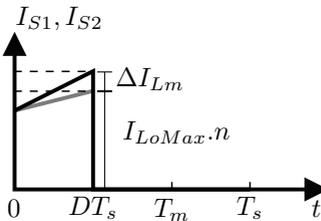
(f) Corrente magnetizante.



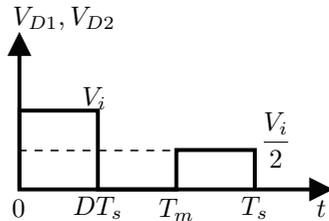
(g) Corrente no capacitor.



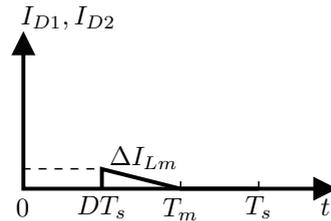
(h) Tensão nas chaves.



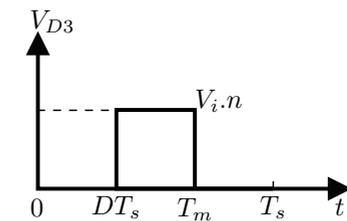
(i) Corrente nas chaves.



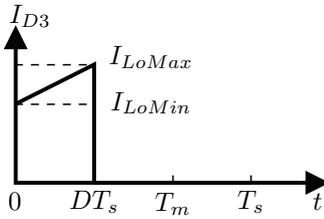
(j) Tensão nos diodos D_1 e D_2 .



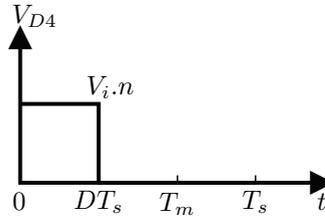
(k) Corrente nos diodos D_1 e D_2 .



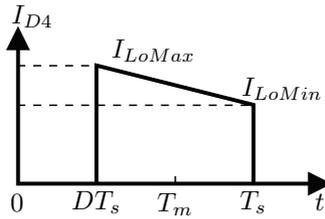
(l) Tensão no diodo D_3 .



(m) Corrente no diodo D_3 .



(n) Tensão no diodo D_4 .



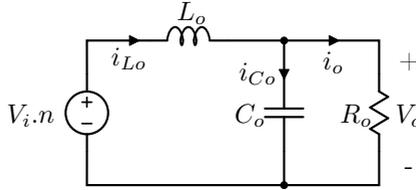
(o) Corrente no diodo D_4 .

Fonte: Autoria Própria.

4.3.2 Ganho estático

A equação que define o ganho estático do conversor *Forward* duas chaves é deduzida através de uma análise criteriosa das suas etapas de operação. Considera-se que a fonte de entrada V_i foi transposta para o secundário, conforme relação de transformação n , sendo então um circuito equivalente a um conversor *Buck*. Por fim são aplicados os teoremas de Kirchhoff das malhas e dos nós para suas etapas de operação.

O circuito equivalente do intervalo $(0, DT_s)$ está apresentado na Figura 4.10. São analisadas a tensão em cima do indutor L_o e a corrente no capacitor C_o , descritas nas Equações (4.9) a (4.12).

Figura 4.10: Circuito equivalente *Forward* duas chaves etapa (0, DT).

Fonte: Autoria Própria.

$$V_{L_o} = V_i \cdot n - V_o \quad (4.9)$$

$$L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} = V_i \cdot n - V_o \quad (4.10)$$

$$i_{C_o} = i_{L_o} - i_o \quad (4.11)$$

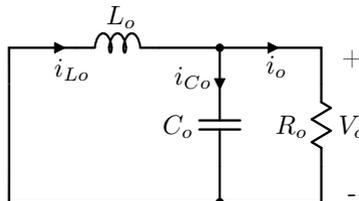
$$C_o \cdot \frac{dV_o}{dt} = i_{L_o} - i_o \quad (4.12)$$

Durante a primeira etapa de operação, multiplica-se as equações de estado (4.11) e (4.12) por D , obtendo-se (4.13) e (4.14).

$$D \cdot L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} = D \cdot V_i \cdot n - D \cdot V_o \quad (4.13)$$

$$D \cdot C_o \cdot \frac{dV_o}{dt} = D \cdot i_{L_o} - D \cdot i_o \quad (4.14)$$

A Figura 4.11 ilustra o circuito equivalente da etapa de operação (DT_s, T_s). Este é identificado como o próximo intervalo uma vez que a indutância magnetizante não influencia no ganho estático do conversor, unindo, então, as etapas (DT_s, T_m) e (T_m, T_s). Nesta etapa de operação, multiplicam-se as equações de estados (4.16) e (4.18), referente a L_o e C_o respectivamente, por $(1 - D)$, retornando (4.19) e (4.20).

Figura 4.11: Circuito equivalente *Forward* duas chaves etapa (DT_s, T).

Fonte: Autoria Própria.

$$V_{L_o} = -V_o \tag{4.15}$$

$$L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} = -V_o \tag{4.16}$$

$$i_{C_o} = i_{L_o} - i_o \tag{4.17}$$

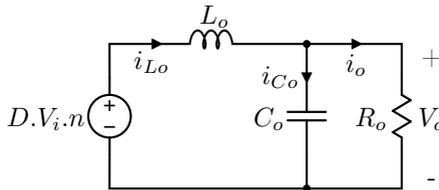
$$C_o \cdot \frac{dV_o}{dt} = i_{L_o} - i_o \tag{4.18}$$

$$(1 - D) \cdot L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} = -(1 - D) \cdot V_o \tag{4.19}$$

$$(1 - D) \cdot C_o \cdot \frac{dV_o}{dt} = (1 - D) \cdot i_{L_o} - (1 - D) \cdot i_o \tag{4.20}$$

Para obter o circuito equivalente do conversor *Forward* duas chaves (Figura 4.12), somam-se suas equações de estado, (4.13) com (4.19) e (4.14) com (4.20), obtidas em cada intervalo de operação. Os resultados estão descritos em (4.21) e (4.22).

Figura 4.12: Circuito equivalente *Forward* duas chaves.

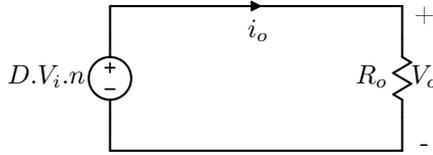


Fonte: Autoria Própria.

$$L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} = D \cdot V_i \cdot n - V_o \tag{4.21}$$

$$C_o \cdot \frac{dV_o}{dt} = i_{L_o} - i_o \tag{4.22}$$

O ganho estático é obtido a partir da análise em regime permanente do circuito equivalente, conseqüentemente \dot{V}_o e \dot{i}_{L_o} equivalem a zero. O modelo em regime permanente está ilustrado na Figura 4.13.

Figura 4.13: Circuito equivalente *Forward* duas chaves.

Fonte: Autoria Própria.

Analisando a malha de tensão do modelo equivalente, encontra-se (4.23). Com base nesta é possível encontrar a expressão 4.24 que define o ganho estático.

$$D \cdot V_i \cdot n = V_o \quad (4.23)$$

$$G = D \cdot n \quad (4.24)$$

4.3.3 Dimensionamento do filtro de saída

A saída do conversor *Forward* é composta por um filtro LC passa baixa. A partir do dimensionamento deste é possível definir a variação da corrente e tensão no indutor e no capacitor, respectivamente.

O valor de L_o é calculado através da tensão incidida neste para um dado intervalo de operação. Analisando a Figura 4.9(b) é possível identificar que a tensão sobre o indutor de saída durante a etapa (0, DT_s) equivale a $V_i \cdot n - V_o$, sendo descrita por (4.26).

$$V_i \cdot n - V_o = L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} \quad (4.25)$$

Para:

- di_{L_o} - Variação da corrente no indutor de saída Δi_{L_o} ;
- dt - Intervalo de condução da chave DT_s , onde D é a razão cíclica e T_s o período de comutação, sendo este último igual a f_s^{-1} .

Substituindo estas considerações em (4.25) e manipulando as variáveis, encontra-se (4.26).

$$L_o = \frac{(V_i \cdot n - V_o) \cdot D}{\Delta i_{L_o} \cdot f_s} \quad (4.26)$$

A substituição de (4.23) em (4.26) gera (4.27), e, a sua manipulação, retorna a expressão (4.28), que relaciona a ondulação da corrente em cima do indutor de saída conforme a razão cíclica de operação.

$$L_o = \frac{V_i \cdot n \cdot D \cdot (1 - D)}{\Delta i_{L_o} \cdot f_s} \quad (4.27)$$

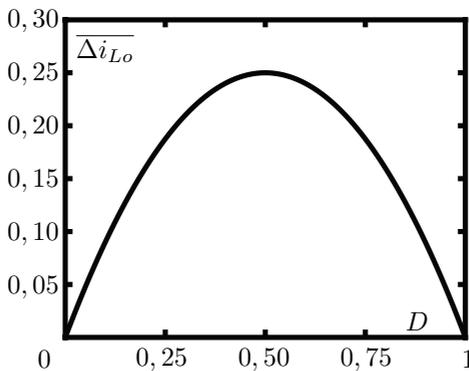
$$\Delta i_{L_o} = \frac{V_i \cdot n \cdot D \cdot (1 - D)}{L_o \cdot f_s} \quad (4.28)$$

Com o intuito de projetar o indutor capaz de suportar a maior ondulação de corrente, deve-se parametrizar (4.28), obtendo (4.29), e igualar a sua derivada a zero, de modo a encontrar a razão cíclica que atenda as especificações desejadas. A Figura 4.14 ilustra o comportamento da variação de corrente parametrizada para valores distintos de razão cíclica.

$$\overline{\Delta i_{L_o}} = \Delta i_{L_o} \cdot \frac{L_o \cdot f_s}{V_i \cdot n} = D \cdot (1 - D) \quad (4.29)$$

$$\frac{\partial \overline{\Delta i_{L_o}}}{\partial D} = \frac{\partial (D \cdot (1 - D))}{\partial D} = 1 - 2 \cdot D = 0 \quad (4.30)$$

Figura 4.14: Ondulação de corrente parametrizada conforme razão cíclica.



Fonte: Autoria Própria.

Resolvendo (4.30), constata-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando $D = 0,5$. Sendo assim, substitui-se o valor de D

em (4.27), encontrando o menor valor do indutor que atenda a máxima ondulação de corrente.

$$L_o = \frac{V_i \cdot n}{4 \cdot \Delta i_{L_o} \cdot f_s} \quad (4.31)$$

$$\Delta i_{L_o} = \frac{V_i \cdot n}{4 \cdot L_o \cdot f_s} \quad (4.32)$$

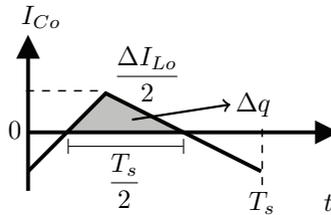
A expressão que define o capacitor de saída C_o conforme *ripple* de tensão é deduzida a partir da análise de sua corrente, ilustrada na Figura 4.9(g). Considerou-se que circula no capacitor a componente alternada da corrente proveniente do indutor L_o . Como a corrente média que circula no capacitor, durante um período de comutação, equivale a zero; o tempo de duração da parte positiva e da parte negativa equivale a $T_s/2$ cada.

Sabe-se que a variação da carga é diretamente proporcional a variação da tensão, conforme (4.33).

$$\Delta q = C \cdot \Delta V_C \quad (4.33)$$

Analisando a Figura 4.15 é possível identificar que Δq do capacitor de saída equivale a área marcada no gráfico, sendo esta expressa pela Equação (4.34).

Figura 4.15: Análise da corrente no capacitor C_o .



Fonte: Autoria Própria.

$$\Delta q = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = \frac{T_s \cdot \Delta I_{L_o}}{8} \quad (4.34)$$

Substituindo (4.34) em (4.33) e manipulando as variáveis, obtém-se (4.35).

$$C_o = \frac{\Delta I_{Lo}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_{Co}} \quad (4.35)$$

Para encontrar a menor capacitância que atenda a ondulação de tensão, deve-se substituir (4.32) em (4.35), gerando (4.36).

$$C_o = \frac{V_i \cdot n}{32 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_{Co}} \quad (4.36)$$

4.3.4 Esforços sobre os componentes

Nesta etapa são calculados os valores médios e eficazes das correntes que circulam nos componentes deste conversor. Com base nestas, é possível selecionar, de modo a respeitar as limitações de projeto, os dispositivos que fazem parte do mesmo.

4.3.4.1 Transformador

Com a finalidade de calcular os esforços sobre o transformador, considerou-se a corrente magnetizante, cujo tempo de magnetização e desmagnetização do núcleo são equivalentes, sendo o tempo T_m igual a $2DT_s$. Analisando a forma de onda da corrente no enrolamento primário, conforme Figura 4.9(e), deduz-se (4.37) e (4.38), que correspondem, respectivamente, ao comportamento destas para os intervalos $(0, DT_s)$ e (DT_s, Tm) .

$$Y_{Pr1}(t) = \frac{\Delta I_{Lo} \cdot n + \Delta I_{LMag}}{D \cdot T_s} \cdot t + \left(I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \cdot n \quad (4.37)$$

$$Y_{Pr2}(t) = -\frac{\Delta I_{LMag}}{D \cdot T_s} \cdot t + 2 \cdot \Delta I_{LMag} \quad (4.38)$$

Aplicando as propriedades de valores médio e eficaz nas Equações (4.37) e (4.38), obtém-se, respectivamente, (4.39) e (4.40).

$$I_{PrMed} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} Y_{Pr1}(t) \cdot dt + \int_{DT_s}^{2DT_s} Y_{Pr2}(t) \cdot dt \right] \quad (4.39)$$

$$I_{PrEf} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} (Y_{Pr1}(t))^2 \cdot dt + \int_{DT_s}^{2DT_s} (Y_{Pr2}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.40)$$

A Figura 4.9(m) mostra a forma de onda da corrente que circula pelo diodo D3, sendo esta a mesma que se propaga no secundário do transformador, cujo comportamento descrito por (4.41).

$$Y_{Sec}(t) = \frac{\Delta I_{Lo}}{D \cdot T_s} \cdot t + \left(I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \quad (4.41)$$

Seus valores médio e eficaz estão representados, respectivamente, pelas Equações (4.42) e (4.43).

$$I_{SecMed} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} Y_{Sec}(t) \cdot dt \right] \quad (4.42)$$

$$I_{SecEf} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} (Y_{Sec}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.43)$$

4.3.4.2 Interruptores S_1 e S_2

Quando os interruptores são acionados, circula uma corrente, conforme Figura 4.9(i), igual aquela que passa pelo enrolamento primário do transformador durante a etapa $(0, DT_s)$. Dado o exposto, (4.45) e (4.46) representam, respectivamente, seus valores médio e eficaz. Desconsiderando o efeito de indutâncias parasitas ao longo do circuito, a Figura 4.9(h), mostra que a tensão máxima sobre a chave equivale a V_i .

$$Y_S(t) = \frac{\Delta I_{Lo} \cdot n + \Delta I_{LMag}}{D \cdot T_s} \cdot t + \left(I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \cdot n \quad (4.44)$$

$$I_{SMed} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} Y_S(t) \cdot dt \right] \quad (4.45)$$

$$I_{SEf} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} (Y_S(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.46)$$

4.3.4.3 Diodos D_1 e D_2

Nos diodos circulam a corrente de desmagnetização do núcleo do transformador. Desta forma, o seu valor corresponde a corrente do transformador durante o intervalo (DT_s, T_m) . As Equações (4.48) e

(4.49) definem, respectivamente, seus valores médio e eficaz. O esforço de tensão máximo sobre estes é igual a V_i .

$$Y_{D1,D2}(t) = -\frac{\Delta I_{LMag}}{D \cdot T_s} \cdot t + 2 \cdot \Delta I_{LMag} \quad (4.47)$$

$$I_{D1,D2Med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_{DT_s}^{2DT_s} Y_{D1,D2}(t) \cdot dt \right] \quad (4.48)$$

$$I_{D1,D2Ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_{DT_s}^{2DT_s} (Y_{D1,D2}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.49)$$

4.3.4.4 Diodo D_3

Este componente entra em condução durante o intervalo $(0, DT_s)$. Sua corrente, conforme Figura 4.9(m), é a mesma que circula pelo enrolamento secundário do transformador. As equações (4.51) e (4.52) apresentam, respectivamente, seus valores médio e eficaz. O valor máximo absoluto da tensão sobre este diodo, segundo Figura 4.9(l), equivale a $V_i \cdot n$.

$$Y_{D3}(t) = \frac{\Delta I_{Lo}}{D \cdot T_s} \cdot t + \left(I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \quad (4.50)$$

$$I_{D3Med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} Y_{D3}(t) \cdot dt \right] \quad (4.51)$$

$$I_{D3Ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} (Y_{D3}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.52)$$

4.3.4.5 Diodo D_4

Este diodo, conhecido como diodo de roda livre, permite a circulação da corrente do filtro de saída, durante o intervalo (DT_s, T_s) , até a carga. Com base na Figura 4.9(o), encontra-se (4.53), correspondendo à corrente que circula pelo diodo D_4 . Seus valores médio e eficaz são representados por (4.54) e (4.55). A máxima tensão sobre este equivale a $V_i \cdot n$.

$$Y_{D4}(t) = -\frac{\Delta I_{Lo}}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t + \left[I_{Lo} + \left(\Delta I_{Lo} \cdot \frac{(1+D)}{2 \cdot (1-D)} \right) \right] \quad (4.53)$$

$$I_{D4Med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_{DT_s}^{T_s} Y_{D4}(t) \cdot dt \right] \quad (4.54)$$

$$I_{D4E_f} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_{DT_s}^{T_s} (Y_{D4}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.55)$$

4.3.4.6 Indutor de saída L_o

A corrente processada pelo indutor de saída, apresentada na Figura 4.9(c), corresponde ao somatório das correntes passantes pelos diodos D_3 e D_4 , conforme seus intervalos de operação. Sendo assim, os valores médio e eficaz estão descritos, respectivamente, em (4.58) e (4.59).

$$Y_{Lo1}(t) = \frac{\Delta I_{Lo}}{D \cdot T_s} \cdot t + \left(I_{Lo} - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \quad (4.56)$$

$$Y_{Lo2}(t) = -\frac{\Delta I_{Lo}}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t + \left[I_{Lo} + \left(\Delta I_{Lo} \cdot \frac{(1+D)}{2 \cdot (1-D)} \right) \right] \quad (4.57)$$

$$I_{LoMed} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} Y_{Lo1}(t) \cdot dt + \int_{DT_s}^{T_s} Y_{Lo2}(t) \cdot dt \right] \quad (4.58)$$

$$I_{LoE_f} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} (Y_{Lo1}(t))^2 \cdot dt + \int_{DT_s}^{T_s} (Y_{Lo2}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.59)$$

4.3.4.7 Capacitor de saída C_o

Considera-se que toda a variação de corrente em L_o circula pelo capacitor, sendo esta mostrada na Figura 4.9(g). A análise desta retorna (4.60) e (4.61), conforme seus intervalos de operação. Como o valor médio da corrente que passa pelo capacitor equivale a zero, calcula-se apenas o seu valor eficaz.

$$Y_{Co1}(t) = \frac{\Delta I_{Lo}}{D \cdot T_s} \cdot t - \left(\frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \quad (4.60)$$

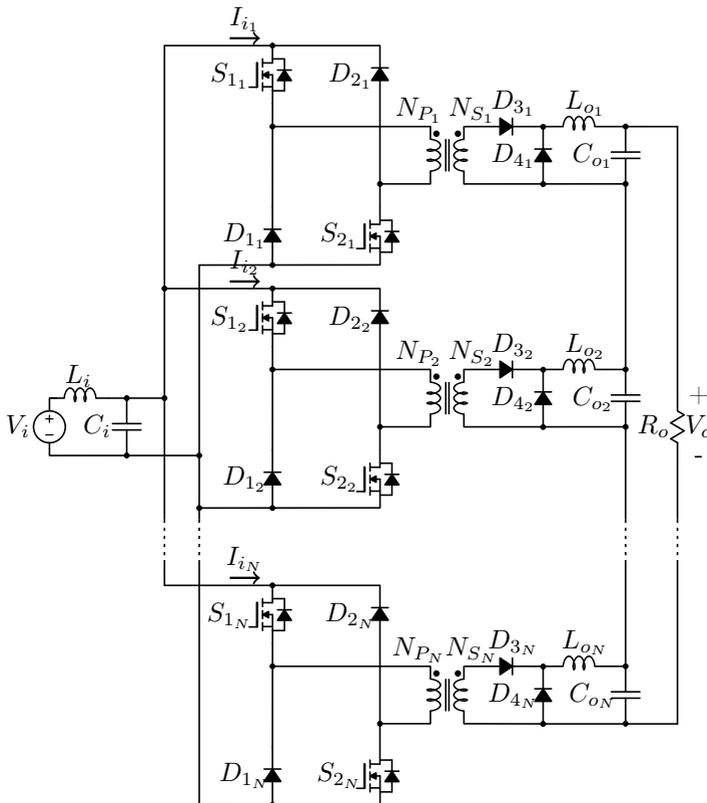
$$Y_{Co2}(t) = -\frac{\Delta I_{Lo}}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t + \left[\Delta I_{Lo} \cdot \frac{(1+D)}{2 \cdot (1-D)} \right] \quad (4.61)$$

$$I_{CoE_f} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{DT_s} (Y_{Co1}(t))^2 \cdot dt + \int_{DT_s}^{T_s} (Y_{Co2}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.62)$$

4.4 Módulos *Forward* na Configuração IPOS

Conforme mencionado na secção 4.2, quanto maior o número de módulos adicionados na configuração IPOS, maiores serão a potência do conversor e seu ganho estático, e, menores serão os esforços de corrente nos componentes de entrada dos conversores *Forward*. Esta associação modular possibilita a implementação da técnica *interleaved* responsável por reduzir ondulações de corrente e tensão sobre os componentes, levando ao projeto de elementos reativos de menores volumes. O conversor proposto está ilustrado na Figura 4.16.

Figura 4.16: Conversor modular proposto na configuração IPOS.



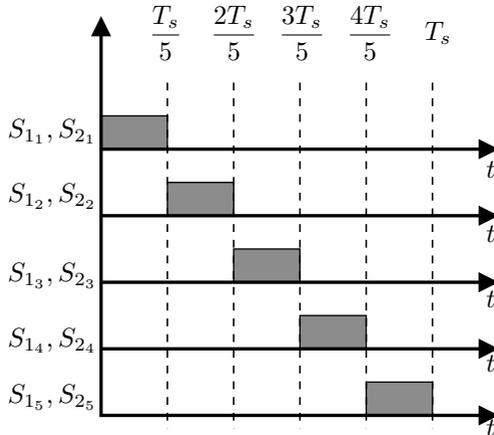
Fonte: Autoria Própria.

4.4.1 Técnica *interleaved*

A técnica *interleaved* consiste na defasagem (θ) dos pulsos de comando das chaves para os quais a frequência de comutação é a mesma, conforme Figura 4.17. Esta depende do número de conversores associados (N_c), sendo sua relação apresentada pela Equação (4.63).

$$\theta = \frac{360^\circ}{N_c} \quad (4.63)$$

Figura 4.17: Defasagem dos pulsos de comando dos interruptores de 5 conversores *Forward* duas chaves.



Fonte: Autoria Própria.

4.4.2 Etapas de operação

O estudo destas etapas, conforme [42], permite projetar um único filtro de saída *LC* para conversores com associação modular. Entretanto, neste trabalho, cada conversor *Forward* possui seu próprio filtro de saída. Desta forma, optou-se por implementar o equacionamento proposto por [42] no filtro de entrada, sendo este processo descrito adiante.

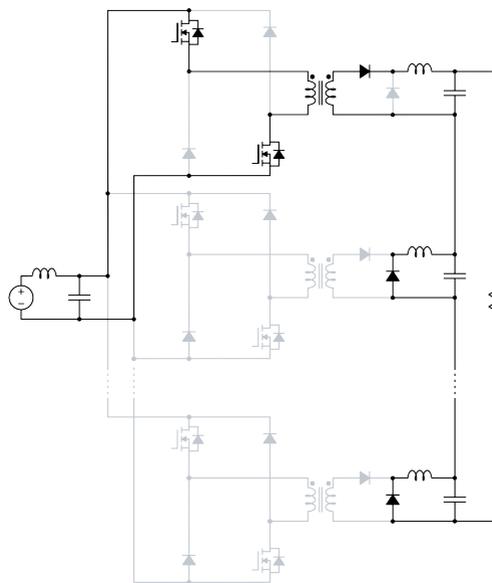
Para a simplificação da análise, facilitando a compreensão da mesma, desconsidera-se a etapa de desmagnetização, uma vez que esta não interfere na transferência de energia para a carga. Sabe-se que a desmagnetização ocorre através dos diodos D_1 e D_2 , e que a sua energia é restituída à fonte de alimentação V_i .

4.4.2.1 Modo de condução contínua para $D < 1/N_c$

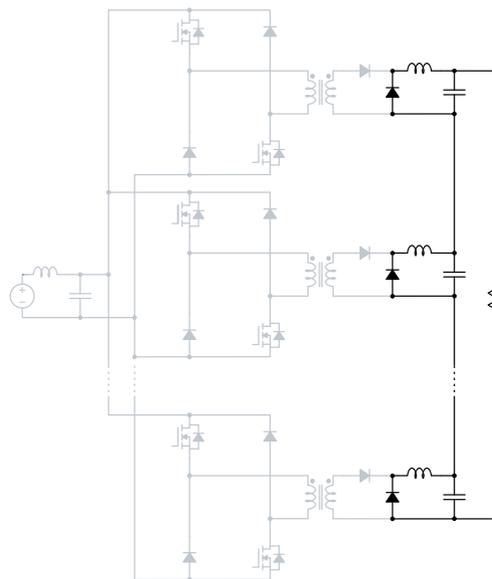
Com esta razão cíclica, não há ocorrência de sobreposição dos sinais de comando das chaves entre os módulos. A Figura 4.18 ilustra estas etapas de operação.

- **Etapa 1** ($0, t_1$): Nesta etapa de operação os interruptores S_{1_1} e S_{2_1} entram em condução, conforme ilustrado em 4.18(a). As polaridades das tensões sobre os enrolamentos do primário N_{P_1} e secundário N_{S_1} possibilitam a transferência de energia da fonte de entrada V_i para a carga R_o por meio dos diodos D_{3_1} , D_{4_2} e $D_{4_{N_c}}$, sendo os dois últimos referentes aos módulos *Forward* seguintes. Vale ressaltar que, enquanto a corrente no indutor de saída L_{o_1} cresce linearmente, as dos indutores $L_{o_{N_c}}$, dos conversores adjacentes, decrescem.
- **Etapa 2** ($t_1, T_s/N_c$): Nesta, as chaves S_{1_1} e S_{2_1} param de conduzir, bloqueando D_{3_1} e, conseqüentemente, interrompendo o fluxo de corrente que circulava por estes, de acordo com a Figura 4.18(b). Neste instante, o diodo D_{4_1} entra em condução, e a corrente que percorria o indutor L_{o_1} decresce linearmente, sendo sua energia disponibilizada para a carga R_o .
- **Etapa 3** ($T_s/N_c, t_2$): Os interruptores S_{1_2} e S_{2_2} entram em condução, de acordo com 4.18(c). Assim como na etapa 1, a polaridade das tensões dos enrolamentos do primário N_{P_2} e secundário N_{S_2} possibilitam, por intermédio dos diodos D_{3_2} , D_{4_1} e $D_{4_{N_c}}$, a transferência de energia de V_i para a carga R_o .
- **Etapa 4** ($t_2, 2T_s/N_c$): Durante esta, conforme Figura 4.18(d), os pulsos de comando das chaves S_{1_2} e S_{2_2} são retirados. Similarmente a etapa 2, a carga é suprida, através dos diodos de roda livre $D_{4_{N_c}}$, pelos filtros de saída dos módulos *Forward*.
- **Etapa 2N_c - 1** ($((N_c - 1)T_s/N_c, t_{N_c})$): Do mesmo modo que as etapas 1 e 3, os interruptores $S_{1_{N_c}}$ e $S_{2_{N_c}}$ entram em condução, transmitindo a energia de V_i até a carga R_o através dos diodos $D_{3_{N_c}}$, D_{4_1} e D_{4_2} . Sendo esta etapa ilustrada por 4.18(e).
- **Etapa 2N_c** (t_{N_c}, T_s): Similarmente às etapas 2 e 4, os sinais de comando em $S_{1_{N_c}}$ e $S_{2_{N_c}}$ são retirados. Desta maneira, os filtros de saída *LC* dos N-ésimos módulos *Forward* suprem a carga R_o por meio dos diodos de roda livre, conforme Figura 4.18(f).

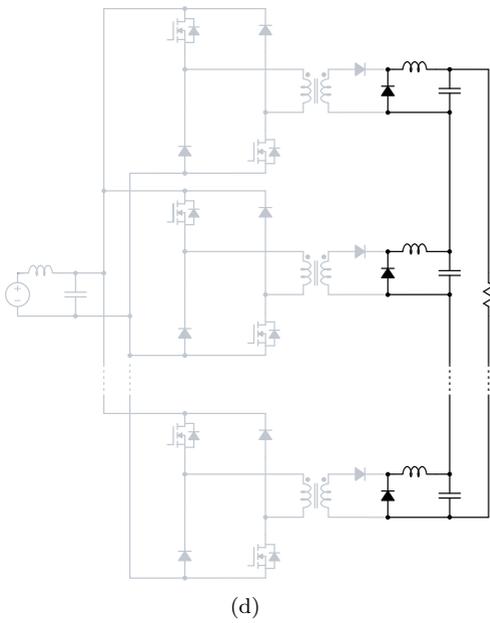
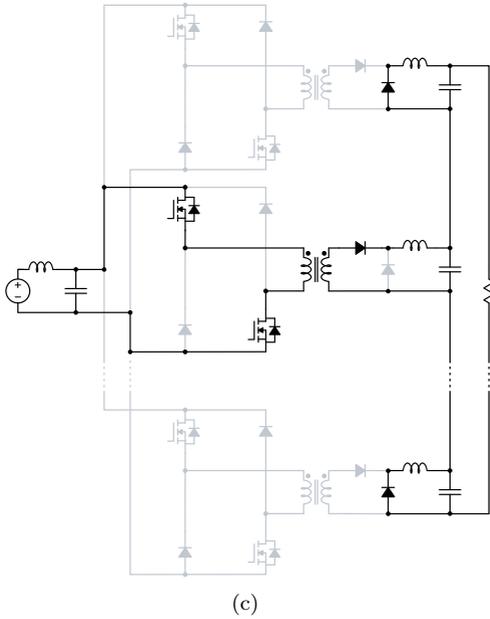
Figura 4.18: Configuração IPOS sem sobreposição de comandos.

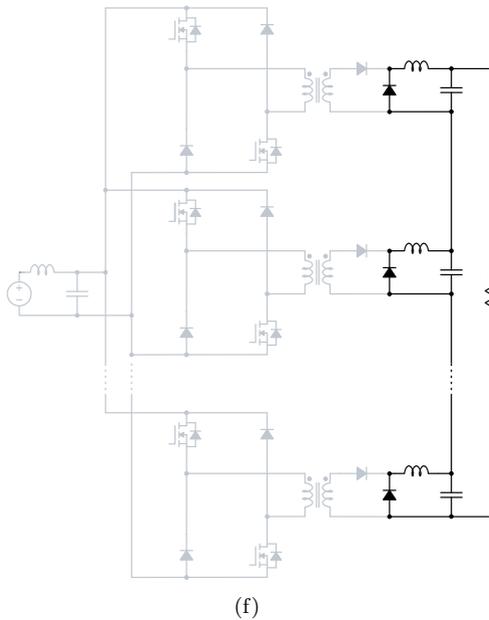
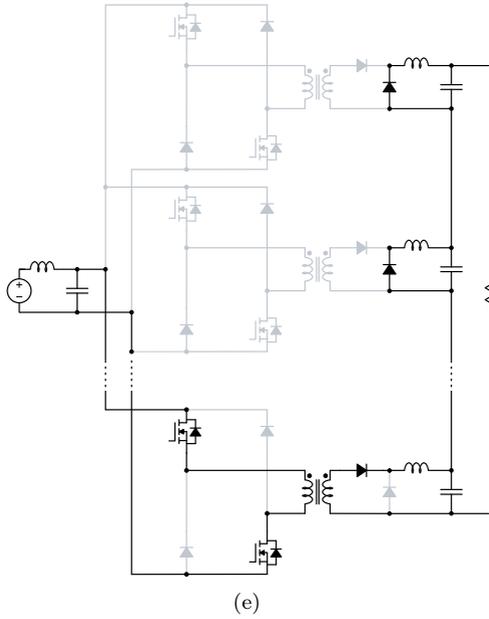


(a)



(b)





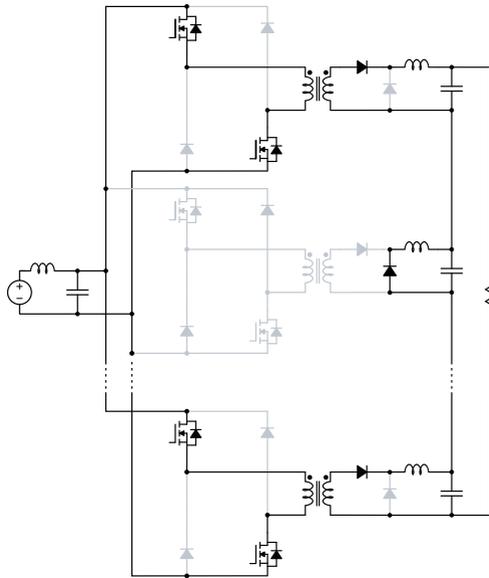
Fonte: Autoria Própria.

4.4.2.2 Modo de condução contínua para $1/N_c < D < 2/N_c$

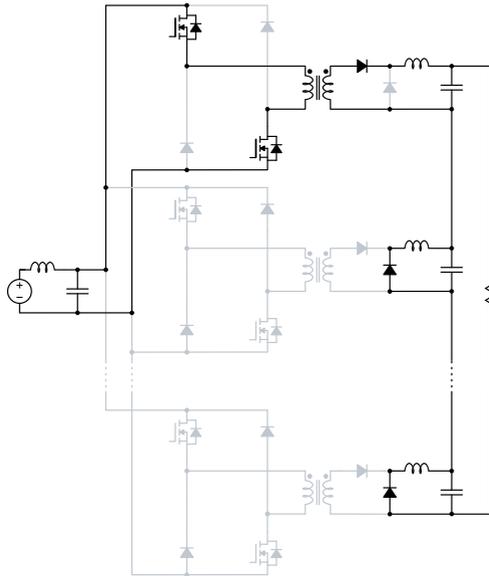
Com esta razão cíclica, ocorre a sobreposição dos sinais de comando das chaves entre os módulos adjacentes, fazendo com que mais de um conversor conduza simultaneamente.

- **Etapa 1** ($0, t_1$): Nesta etapa, os interruptores S_{1_1} , S_{2_1} , $S_{1_{N_c}}$ e $S_{2_{N_c}}$ entram em condução, conforme Figura 4.19(a). As polaridades das tensões sobre os enrolamentos do primário N_{P_1} e secundário N_{S_1} possibilitam a transferência de energia da fonte de entrada V_i para a carga R_o por meio dos diodos D_{3_1} , $D_{3_{N_c}}$ e D_{4_2} . Vale ressaltar que, as correntes nos indutores de saída L_{o_1} e $L_{o_{N_c}}$ crescem linearmente.
- **Etapa 2** ($t_1, T_s/N_c$): Nesta, de acordo com 4.19(b), as chaves $S_{1_{N_c}}$ e $S_{2_{N_c}}$ param de conduzir, bloqueando $D_{3_{N_c}}$ e, conseqüentemente, interrompendo o fluxo de corrente que circulava por estes. Neste instante, o diodo $D_{4_{N_c}}$ entra em condução, e a corrente que percorre o indutor $L_{o_{N_c}}$ decresce linearmente, sendo sua energia disponibilizada para a carga R_o .
- **Etapa 3** ($T_s/N_c, t_2$): Neste instante, os interruptores S_{1_2} e S_{2_2} são acionados e conduzem juntamente com S_{1_1} e S_{2_1} . Do mesmo modo que na etapa 1, a polarização das tensões sobre enrolamentos dos transformadores T_1 e T_2 possibilita a transferência de energia da fonte V_i até a carga R_o , sendo transmitida por D_{3_1} , D_{3_2} e $D_{4_{N_c}}$. Sendo esta etapa ilustrada por 4.19(c).
- **Etapa 4** ($t_2, 2T_s/N_c$): Enquanto ocorre a retirada dos comandos de acionamento dos interruptores S_{1_1} e S_{2_1} , as chaves S_{1_2} e S_{2_2} continuam conduzindo, conforme apresentado por 4.19(d). Similarmente a etapa 2, o diodo D_{3_1} é bloqueado, e a energia de V_i é transferida para R_o por meio de D_{3_2} , D_{4_1} e $D_{4_{N_c}}$.
- **Etapa 2N_c - 1** ($(N_c - 1)T_s/N_c, t_{N_c}$): Do mesmo modo que as etapas 1 e 3, os interruptores $S_{1_{N_c}}$ e $S_{2_{N_c}}$ entram em condução, neste momento os interruptores S_{1_2} e S_{2_2} continuam conduzindo, e a transmissão da energia de V_i até a carga R_o ocorre por meio dos diodos $D_{3_{N_c}}$, D_{3_2} e D_{4_1} , conforme ilustrado em 4.19(e).
- **Etapa 2N_c** (t_{N_c}, T_s): Similarmente as etapa 2 e 4, os sinais de comando em S_{1_2} e S_{2_2} são retirados, mantendo apenas $S_{1_{N_c}}$ e $S_{2_{N_c}}$ conduzindo. Desta maneira, a transferência de energia da fonte V_i até a carga R_o ocorre por meio dos diodos $D_{3_{N_c}}$, D_{4_2} e D_{4_1} . Etapa apresentada pela Figura 4.19(f).

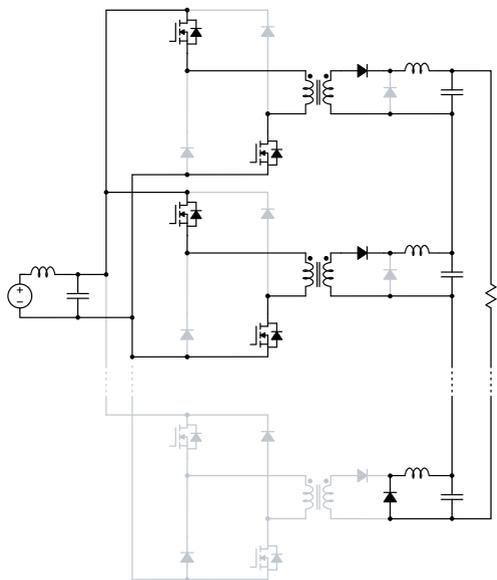
Figura 4.19: Configuração IPOS com sobreposição de comandos.



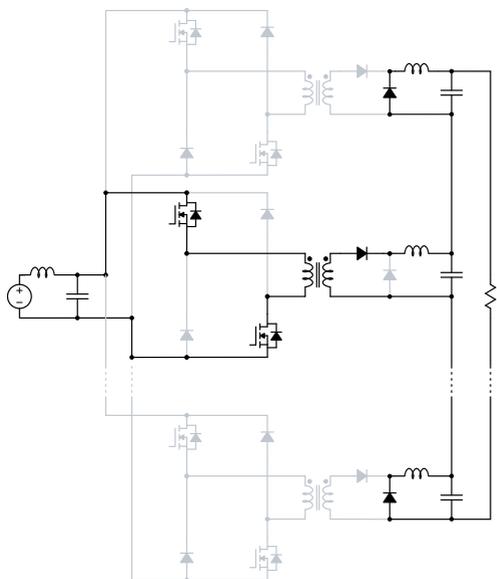
(a)



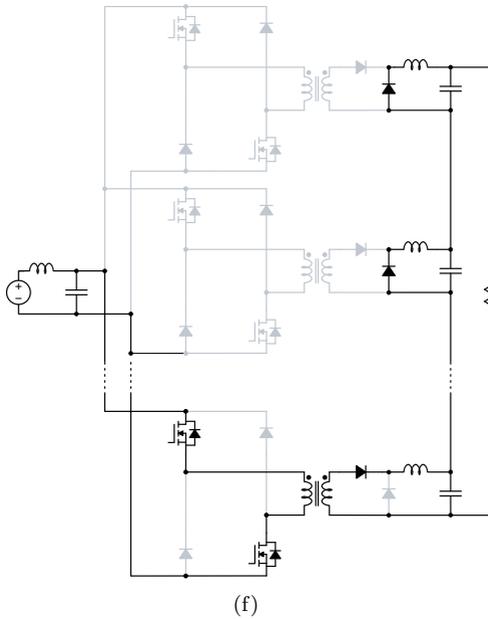
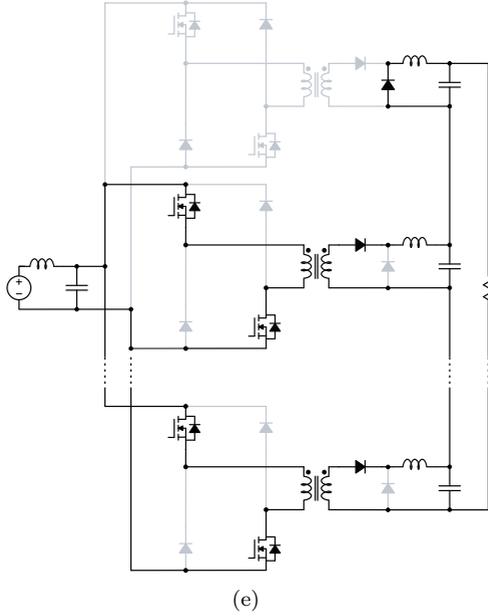
(b)



(c)



(d)



Fonte: Autoria Própria.

4.4.3 Filtro de entrada

Neste conversor a corrente de entrada é uma combinação de correntes pulsadas, provenientes dos módulos *Forward* defasados. Estas apresentam alguns inconvenientes [43]:

1. A alta quantidade de conteúdo harmônico produz perturbações radioelétricas nos equipamentos de comunicação e sinalização;
2. Sobretensões normalmente destrutivas para os semicondutores de potência no instante da abertura da chave, proveniente de uma indutância parasita em série com a fonte.

Para corrigi-los, além de reduzir os esforços de corrente e preservar a vida útil das baterias estacionárias residenciais, optou-se pelo uso de um filtro de entrada *LC*. Para seu dimensionamento, definiu-se uma máxima ondulação de tensão sobre o capacitor de entrada, e, em seguida, calculou-se o indutor por meio da frequência de corte.

No momento em que os interruptores dos módulos conduzem, aparece em suas entradas uma corrente com valor médio igual a relação de transformação do transformador multiplicado pela corrente média de saída, conforme (4.64).

$$I_{i1} = I_{i2} = \dots = I_{iN_c} = I_o \cdot n \quad (4.64)$$

O valor médio da corrente que passa pelo indutor do filtro de entrada, expresso por (4.65), pode ser descrito como a corrente de saída multiplicada pela relação de transformação n , pelo número de conversores associados N_c e pela razão cíclica aplicada D .

$$I_{Li} = I_o \cdot n \cdot N_c \cdot D \quad (4.65)$$

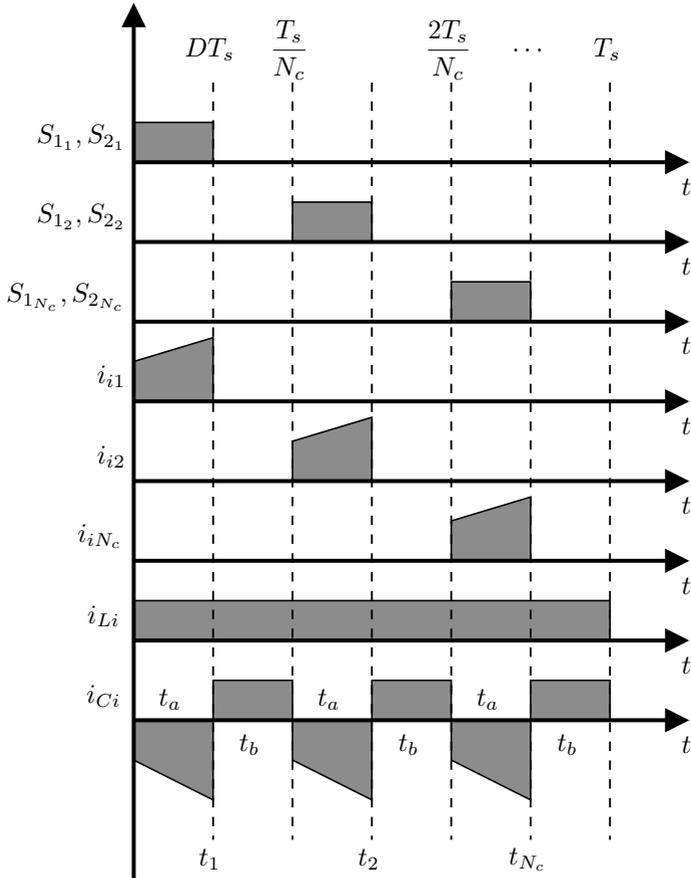
A análise do nó sobre o capacitor de entrada C_i expõe que a corrente drenada na fonte de entrada V_i equivale à corrente no capacitor de entrada i_{C_i} somada à corrente de entrada i_i de todos os conversores, conforme (4.66).

$$i_{C_i} = i_{L_o} + \sum_{j=1}^{N_c} i_{ij} \quad (4.66)$$

Similarmente ao apresentado por [42], considerou-se que os intervalos t_a e t_b equivalem, respectivamente, ao período de tempo em que a corrente em C_i é negativa e em seguida positiva. Aqui serão analisados casos com e sem sobreposição de comandos, conforme 4.20, 4.21 e 4.22.

Inicialmente, analisa-se o comportamento da corrente no capacitor C_i para os intervalos t_a e t_b e, em seguida, verifica-se quantos destes intervalos estão contidos em DT_s e $(1 - D)T_s$.

Figura 4.20: Formas de onda das correntes de entrada de cada módulo e do capacitor de entrada quando não há sobreposição de comandos.



Fonte: Autoria Própria.

Analisando a Figura 4.20, obtém-se:

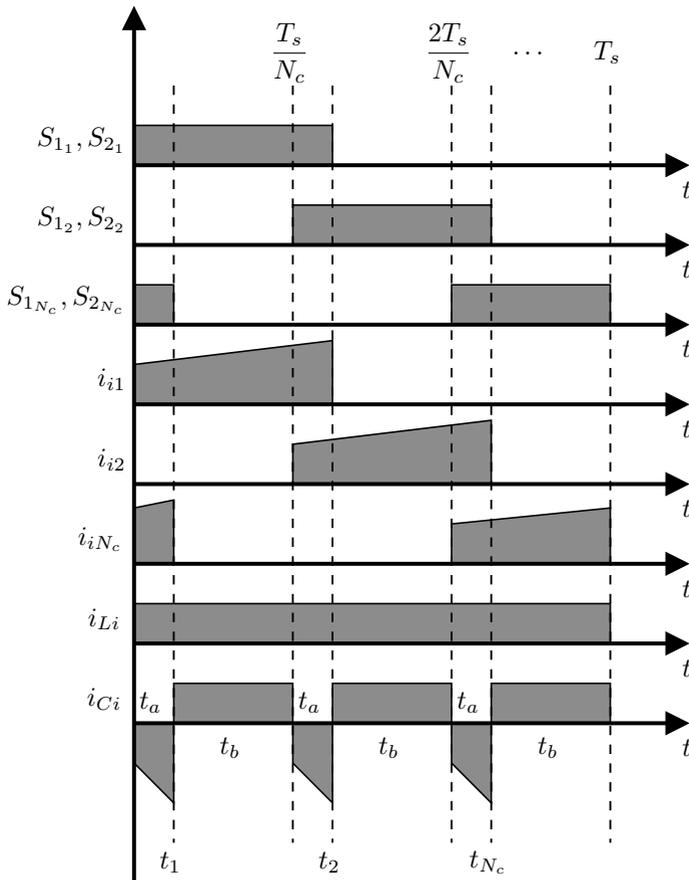
$$t_a \Rightarrow I_{Ci} = I_{Li} - n \cdot I_o \quad (4.67)$$

$$t_b \Rightarrow I_{Ci} = I_{Li} \quad (4.68)$$

$$DT = t_a \quad (4.69)$$

$$(1 - D)T = 2t_a + 3t_b \quad (4.70)$$

Figura 4.21: Formas de onda das correntes de entrada de cada módulo e do capacitor de entrada na ocorrência de uma sobreposição.



Fonte: Autoria Própria.

Analisando a Figura 4.21, obtêm-se as seguintes expressões:

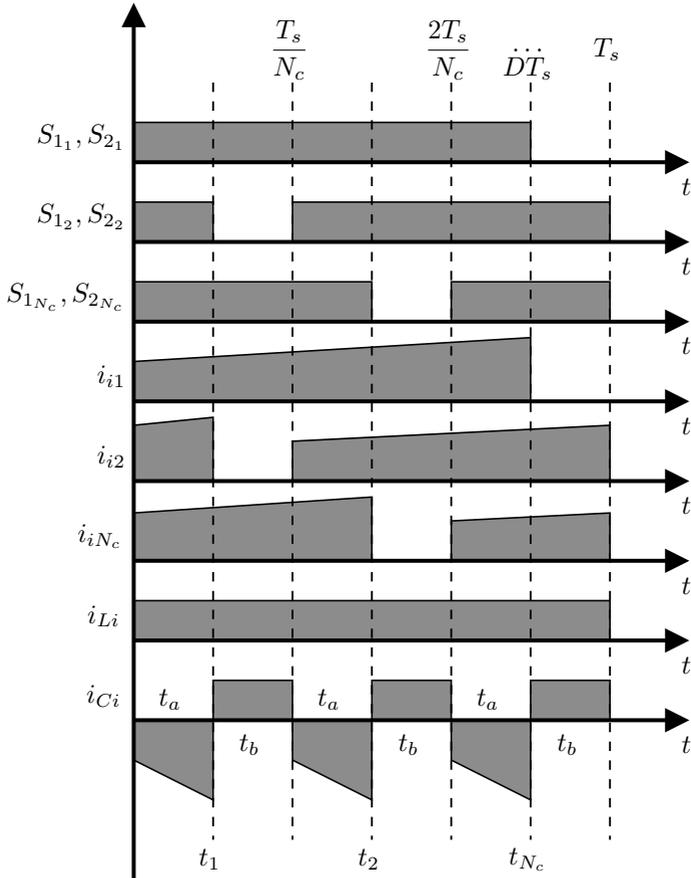
$$t_a \Rightarrow I_{Ci} = I_{Li} - 2n \cdot I_o \quad (4.71)$$

$$t_b \Rightarrow I_{Ci} = I_{Li} - n \cdot I_o \quad (4.72)$$

$$DT = 2t_a + t_b \quad (4.73)$$

$$(1 - D)T = t_a + 2t_b \quad (4.74)$$

Figura 4.22: Formas de onda das correntes de entrada de cada módulo e do capacitor de entrada na ocorrência de duas sobreposições.



Fonte: Autoria Própria.

Analisando a Figura 4.22, obtém-se:

$$t_a \Rightarrow I_{Ci} = I_{Li} - 3n \cdot I_o \quad (4.75)$$

$$t_b \Rightarrow I_{Ci} = I_{Li} - 2n \cdot I_o \quad (4.76)$$

$$DT = 3t_a + 2t_b \quad (4.77)$$

$$(1 - D)T = t_b \quad (4.78)$$

Com o auxílio das Tabelas 4.1 e 4.2, as relações obtidas anteriormente são organizadas de modo a facilitar a compreensão do comportamento da razão cíclica e da corrente i_{Ci} conforme os intervalos t_a e t_b , o número de conversores associados e a quantidade de sobreposições n_s ocorridas nos comandos de comutação.

Tabela 4.1: Análise dos intervalos t_a e t_b .

$N^\circ Sob.$	DT_s	$(1 - D)T_s$
0	t_a	$2t_a + 3t_b$
1	$2t_a + t_b$	$1t_a + 2t_b$
2	$3t_a + 2t_b$	t_b
n_s	$(n_s + 1)t_a + n_s \cdot t_b$	$[N_c - (n_s + 1)]t_a + (N_c - n_s)t_b$

Tabela 4.2: Análise da corrente I_{Ci} nos intervalos t_a e t_b .

$N^\circ Sob.$	i_{Ci}	
	t_a	t_b
0	$I_{Li} - n \cdot I_o$	I_{Li}
1	$I_{Li} - 2n \cdot I_o$	$I_{Li} - n \cdot I_o$
2	$I_{Li} - 3n \cdot I_o$	$I_{Li} - 2n \cdot I_o$
n_s	$I_{Li} - (n_s + 1)n \cdot I_o$	$I_{Li} - n_s \cdot n \cdot I_o$

Após a obtenção das expressões gerais de DT_s e $(1 - D)T_s$, apresentadas por (4.79) e (4.80), é possível definir os intervalos t_a e t_b .

$$DT_s = (n_s + 1)t_a + n_s \cdot t_b \tag{4.79}$$

$$(1 - D)T_s = [N_c - (n_s + 1)]t_a + (N_c - n_s)t_b \tag{4.80}$$

Isolando o termo t_a de (4.79), obtém-se (4.81).

$$t_a = \frac{DT_s - n_s \cdot t_b}{(n_s + 1)} \tag{4.81}$$

A substituição (4.81) em (4.80) e a sua simplificação, resultam em um t_b igual a (4.82).

$$t_b = \frac{T_s(n_s - N_c \cdot D + 1)}{N_c} \quad (4.82)$$

Substituindo (4.82) em (4.81), obtém-se (4.83):

$$t_a = \frac{T_s(N_c \cdot D - n_s)}{N_c} \quad (4.83)$$

A capacitância C_i do filtro de entrada pode ser determinada através do valor médio da corrente que circula neste durante um intervalo de tempo. Por esta ser negativa, multiplicou-se por -1, conforme relação (4.84).

$$I_{C_i} = -C_i \cdot \frac{dv_{ci}}{dt} = -C_i \cdot \frac{\Delta v_{ci}}{\Delta t} \quad (4.84)$$

Sabe-se que no intervalo t_a a corrente I_{C_i} equivale à (4.85).

$$I_{C_i} = I_{L_i} - (n_s + 1)n \cdot I_o = I_o \cdot N_c \cdot n \cdot D - (n_s + 1)n \cdot I_o \quad (4.85)$$

Desta forma, com a substituição de (4.85), (4.83) e (4.65) em (4.84), e o isolamento do termo C_i , obtém-se (4.86).

$$C_i = -(N_c \cdot I_o \cdot n \cdot D - (n_s + 1)n \cdot I_o) \cdot \frac{T_s(N_c \cdot D - n_s)}{N_c} \cdot \frac{1}{\Delta v_{ci}} \quad (4.86)$$

A manipulação de (4.86) resulta em (4.87).

$$C_i = \frac{n \cdot I_o}{\Delta v_{ci} \cdot f_s} \cdot \left[-N_c \cdot D^2 + D(2n_s + 1) - \frac{n_s^2 + n_s}{N_c} \right] \quad (4.87)$$

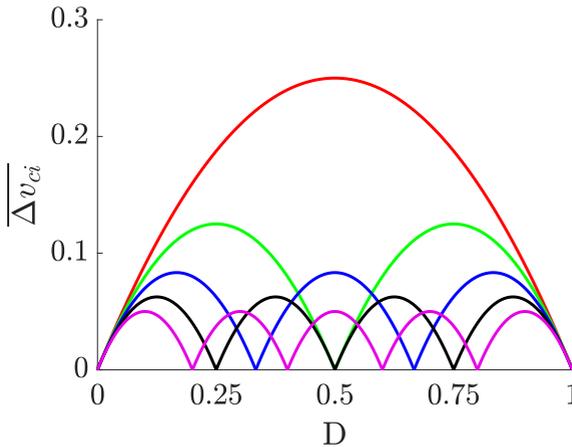
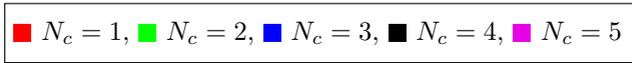
Para encontrar a menor capacitância que atenda a máxima ondulação de tensão, isolou-se o termo Δv_{ci} e, em seguida, foi realizado uma parametrização, descrita por (4.88).

$$\overline{\Delta v_{ci}} = \Delta v_{ci} \cdot \frac{C_i \cdot f_s}{n \cdot I_o} = \left[-N_c \cdot D^2 + D(2n_s + 1) - \frac{n_s^2 + n_s}{N_c} \right] \quad (4.88)$$

Com a finalidade de analisar graficamente o comportamento da tensão parametrizada conforme o número de conversores e a razão cíclica, definiram-se valores para as variáveis de (4.88). Neste âmbito, considerou-se a associação de 1 a 5 conversores *Forward*, sendo seus

resultados esboçados pela Figura 4.23. Nota-se que na técnica *inter-leaved* quanto maior o número de módulos menor será a ondulação de tensão e, conseqüentemente, menor será a capacitância do capacitor.

Figura 4.23: Parametrização da variação da tensão sobre o capacitor C_i .



Fonte: Autoria Própria.

A razão cíclica que corresponde a máxima ondulação de tensão sobre o capacitor de entrada C_i é obtida derivando (4.88) e igualando seu resultado a zero.

$$\frac{\partial \overline{\Delta v_{ci}}}{\partial D} = \frac{\partial}{\partial D} \left[-N_c \cdot D^2 + D(2n_s + 1) - \frac{n_s^2 + n_s}{N_c} \right] = 0 \quad (4.89)$$

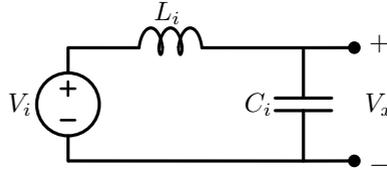
$$D_{Max} = \frac{2n_s + 1}{2N_c} \quad (4.90)$$

Substituindo (4.90) em (4.87) e manipulando as variáveis, encontra-se (4.91), que representa a capacitância mínima para Δv_{ci} máximo.

$$C_{iMin} = \frac{n \cdot I_o}{4N_c \cdot f_s \cdot \Delta v_{ci}} \quad (4.91)$$

Encontrado o valor da capacitância do filtro LC de entrada, determina-se o valor da indutância de modo que a frequência de ressonância do filtro esteja a uma década abaixo da frequência que circula pelo indutor, sendo a expressão descrita por (4.92).

Figura 4.24: Análise do filtro de entrada LC para obtenção da função de transferência.



Fonte: Autoria Própria.

$$L_i = \frac{1}{(2\pi \cdot f_c)^2 \cdot C_i} \quad (4.92)$$

4.4.4 Esforço de corrente sobre C_i

Para estimar o esforço de corrente sobre o capacitor C_i , analisou-se o comportamento da corrente conforme a Tabela 4.2 para os intervalos t_a e t_b descritos, anteriormente, por (4.83) e (4.82), respectivamente. Vale ressaltar que neste cálculo não foi considerado a corrente magnetizante do transformador, visto que esta é apenas uma estimativa, e a sua complexidade matemática aumentaria consideravelmente.

A partir das Figuras 4.20 - 4.22 identifica-se que o intervalo t_b sempre termina em T_i/N_c . Sendo assim, (4.37) e (4.38) correspondem, respectivamente, ao comportamento de I_{C_i} para os intervalos $(0, t_a)$ e $(t_a, T_i/N_c)$.

$$Y_{C_{i1}}(t) = I_o \cdot N_c \cdot n \cdot D - (n_s + 1)n \cdot I_o \quad (4.93)$$

$$Y_{C_{i2}}(t) = I_o \cdot N_c \cdot n \cdot D - n_s \cdot n \cdot I_o \quad (4.94)$$

$$I_{C_{iEf}} = \sqrt{\frac{N_c}{T_i} \cdot \left[\int_0^{t_a} (Y_{C_{i1}}(t))^2 \cdot dt + \int_{t_a}^{\frac{T_i}{N_c}} (Y_{C_{i2}}(t))^2 \cdot dt \right]} \quad (4.95)$$

4.5 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizada uma análise orientada para o dimensionamento de conversores *Forward* na configuração IPOS. Nesta, o número de módulos associados influencia diretamente no ganho estático, bem como na potência processada.

Como as entradas dos *Forward* duas chaves estão conectadas em paralelo, a corrente disponibilizada pela fonte é dividida entre estes, levando a uma redução dos esforços de corrente sobre os componentes e, conseqüentemente, menores custos.

Por fim, a defasagem dos pulsos de comando conforme a técnica *interleaved* se mostrou uma boa opção para o acionamento de módulos associados na configuração IPOS, visto que possibilitou uma redução dos elementos reativos do filtro de entrada.

Capítulo 5

Projeto e Dimensionamento do Conversor

Neste capítulo é realizado o dimensionamento do conversor proposto, onde são implementados, analisados e comparados, com a simulação, os conceitos e técnicas apresentados anteriormente.

Além disto, são definidos os parâmetros de projeto, como o número de conversores associados N_c , os níveis da tensão de entrada V_i e de saída V_o , potência do conversor, entre outros. Com o conhecimento destes, os componentes são dimensionados adequadamente.

Este conversor é projetado para transferir energia de uma bateria estacionária residencial de baixa tensão (50 V) para o banco de baterias de um veículo elétrico de alta tensão (450 V), sendo este um conversor de alto ganho e elevada potência.

5.1 Especificações de Projeto

O projeto estava previsto para um conversor com uma potência de 10 kW, onde seriam interligados 5 módulos, cada um com 2 kW. Entretanto para comprovar experimentalmente os conceitos estudados e por questões de segurança, decidiu-se desenvolver um protótipo de conversor CC-CC contendo 5 módulos *Forward* duas chaves na configuração IPOS, sendo a potência total de 1,5 kW. Na prática, conforme descrito pelo capítulo 7, foram confeccionados 5 módulos, entretanto

por limitação da corrente máxima da fonte de alimentação, apenas 4 destes foram utilizados.

Enquanto que a Tabela 5.1 apresenta as especificações do conversor proposto, a Tabela 5.2 define as características dos módulos, sendo estes projetados para serem idênticos.

Tabela 5.1: Especificações do conversor proposto.

Potência	1500 W
Tensão de entrada	50 V
Tensão de saída	450 V
Número de módulos	5

Tabela 5.2: Especificações dos módulos *Forward* duas chaves.

Potência	300 W
Tensão de entrada	50 V
Tensão de saída	90 V
Frequência de comutação	40 kHz
Ondulação da tensão de saída	1 %
Ondulação da corrente no indutor de saída	10 %
Ondulação da tensão de entrada	1 %

5.2 Parâmetros Globais

Esta etapa define os valores dos componentes capazes de manter o conversor operando dentro das especificações de projeto.

Inicialmente é definida a carga de saída R_o para a potência nominal do conjunto, conforme (5.1).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 135 \Omega \quad (5.1)$$

Em seguida é definida a relação de transformação (n), descrita por (5.3), para uma máxima razão cíclica (D_{Max}) igual a 0,5, devido ao período de desmagnetização do transformador. Também foram considerados os números de módulos associados (N_c), as quedas de tensão (V_F) sobre os diodos D_3 dos conversores, bem como uma tensão mínima de entrada (V_{iMin}) de 42 V, equivalente a 14 células íons de lítio conectadas em série, e um rendimento (η) de aproximadamente 90%.

$$D_{Max} = 0,5, \quad V_{iMin} = 42V, \quad V_F = 1V, \quad \eta = 90\% \quad (5.2)$$

$$n = \frac{V_o + V_F \cdot D_{Max} \cdot N_c}{\eta \cdot D_{Max} \cdot V_{iMin} \cdot N_c} \approx 5 \quad (5.3)$$

A corrente média de saída, a qual circula pela carga, é representada por (5.4), sendo este o mesmo valor que circula por cada indutor, visto que as saídas dos módulos são conectadas em série.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 3,333 \text{ A} \quad (5.4)$$

A razão cíclica de operação do conversor é obtida a partir da manipulação algébrica de (4.8), sendo esta descrita por (5.5). Nesta, ocorre o intercalamento dos pulsos de comando.

$$D = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{1}{n \cdot N_c} = 0,36 \quad (5.5)$$

5.3 Dimensionamento dos Componentes

Nesta secção são implementadas as equações desenvolvidas no capítulo 4 a fim de dimensionar adequadamente os componentes do conversor.

5.3.1 Indutor de saída L_o

O indutor de saída L_o foi projetado para uma máxima ondulação de corrente de 10%, sendo utilizada a Equação (4.32), referente ao pior caso, para definir a indutância mínima necessária, resultando em (5.9).

$$\Delta I_{L_o} = I_o \cdot \% \Delta I_{L_o} = 0,333 \text{ A} \quad (5.6)$$

$$I_{L_oMax} = I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = 3,5 \text{ A} \quad (5.7)$$

$$I_{LoMin} = I_o - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} = 3,167 \text{ A} \quad (5.8)$$

$$L_o = \frac{V_i \cdot n}{4 \cdot \Delta i_{Lo} \cdot f_s} = 4,688 \text{ mH} \quad (5.9)$$

Para esta indutância, quando o conversor operar na potência nominal, cuja razão cíclica será $D = 0,36$, o valor da variação da corrente será (5.10).

$$\Delta i_{Lo} = 0,3072 \text{ A} \quad (5.10)$$

A aquisição dos indutores foi feita a partir de uma compra onde foram especificadas a frequência de operação de 40 kHz , uma corrente máxima e eficaz de $3,5 \text{ A}$ e $3,335 \text{ A}$, respectivamente. O núcleo utilizado é o MMT034T4416 do tipo toroidal e composto por pó de ferro. Os valores das indutâncias foram verificados por meio de um analisador de impedância, sendo expostos pela Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Valores reais das indutâncias dos indutores de saída.

Indutor	Valor
L_{o1}	4,970 mH
L_{o2}	4,889 mH
L_{o3}	4,891 mH
L_{o4}	4,924 mH
L_{o5}	4,950 mH

5.3.2 Capacitor de saída C_o

O capacitor de saída C_o foi projetado para uma máxima ondulação de tensão de 1% referente a cada módulo, sendo seu valor calculado a partir de (4.36) e descrito por (5.12).

$$\Delta V_o = 0,9 \text{ V} \quad (5.11)$$

$$C_o = \frac{V_i \cdot n}{32 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_{C_o}} = 1,157 \mu\text{F} \quad (5.12)$$

Para esta capacitância, o valor da variação da tensão quando o conversor operar na potência nominal, cuja razão cíclica será $D = 0,36$, equivale a (5.13).

$$\Delta V_o = 0,8294 \text{ V} \quad (5.13)$$

Por meio da Equação (4.62) foi possível estimar o valor da corrente eficaz no capacitor, sendo este igual a (5.14).

$$I_{CoEf} = 0,0887 \text{ A} \quad (5.14)$$

No projeto foram utilizados dois capacitores em paralelo de $1 \mu F$ do modelo TDK B32923C3105 por módulo, cujas características estão expostas pela Tabela 5.4.

Tabela 5.4: Especificações do capacitor B32923C3105.

B32923C3105	
Tensão contínua máxima	630 V
Corrente eficaz @40 kHz	2 A
Capacitância	1 μF

5.3.3 Transformador

O transformador foi projetado para uma relação de transformação igual a 5, onde aparece uma tensão de 250 V sobre o enrolamento secundário durante a condução dos interruptores. Este deve ser capaz de operar com 40 kHz, bem como suportar as correntes em seus enrolamentos. Os materiais base deste projeto utilizados foram [40], [45] e [46], e o projeto completo se encontra no apêndice C.

A princípio foi definido o núcleo do transformador por meio do produto das áreas $A_e A_w$, conforme a relação (5.15),

$$A_e A_w = \frac{P_o}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot \eta} = 3,704 \text{ cm}^4 \quad (5.15)$$

onde:

- k_w - Fator de utilização da área da janela (0,4);
- k_p - Fator de utilização do primário (0,5);
- J - Densidade de corrente $\left(450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}\right)$;
- ΔB - Variação da densidade de fluxo (T).

O núcleo utilizado foi o $E - 55/21$ de ferrite pois seu produto $A_e A_w$ é superior ao calculado em (5.15), e por estar disponível no laboratório.

O número de espiras dos enrolamentos primário e secundário foi calculado empregando as Equações (5.16) e (5.17).

$$N_p = \frac{V_i \cdot D_{Max}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \approx 8 \quad (5.16)$$

$$N_s = N_p \cdot n = 40 \quad (5.17)$$

Em seguida foi definida uma variação da corrente magnetizante correspondente a 10% da corrente máxima de entrada de cada módulo, descrita por (5.18).

$$\Delta I_{LMag} = \frac{I_{Lo} \cdot n}{10} = 1,667 A \quad (5.18)$$

Com isto, foram calculados os valores dos esforços das correntes nos enrolamentos primário e secundário, conforme as Equações (5.19) e (5.20), respectivamente. Estes valores de correntes foram obtidos para os piores casos, onde a tensão de entrada é mínima e a razão cíclica máxima.

$$I_{PrEf} = \sqrt{I_{Lo}^2 \cdot D_{Max} + \frac{2I_{Lo} \cdot n \cdot V_{iMin} \cdot D_{Max}^2}{L_{Mag} \cdot f_s}} + \psi = 12,981 A$$

$$\psi = \left(\frac{2V_{iMin}}{L_{Mag}} \right)^2 \cdot \frac{D_{Max}^3}{3f_s^2} \quad (5.19)$$

$$I_{SecEf} = I_{Lo} \cdot \sqrt{D_{Max}} = 2,357 A \quad (5.20)$$

Para a escolha do diâmetro do fio, considerou-se que o aumento da frequência faz com que a corrente no interior do condutor se distribua pela periferia, este denominado como efeito *skin* e descrito por (5.21). Desta forma, foi escolhido um fio com o raio menor do que (Δ), determinado pela Equação 5.21.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,038 \text{ cm} \quad (5.21)$$

Para o projeto foi definido o condutor AWG24, pois atende a especificação do efeito *skin*. O número de fios em paralelo é calculado

para atender a uma densidade máxima de corrente estipulada. Todavia foi utilizado um número maior de modo a reduzir as perdas por condução, onde o número de condutores do primário e do secundário equivalem a 20 e 4, respectivamente.

Após a confecção dos transformadores, seus valores das indutâncias de dispersão e magnetizante, vistos tanto pelo lado primário quanto pelo lado secundário, foram medidos com um analisador de impedância, sendo apresentados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Valores medidos das indutâncias nos transformadores.

Trafo	Magnetizante		Dispersão	
	Prim.	Sec.	Prim.	Sec.
1	286 μH	8,9 mH	148 nH	6,6 μH
2	295 μH	7,37 mH	218,6 nH	7,84 μH
3	300 μH	7,49 mH	408 nH	8,4 μH
4	326 μH	8,1 mH	380 nH	8,6 μH

O transformador de número 5 foi confeccionado posteriormente. Entretanto, suas indutâncias não foram medidas, porque apenas 4 conversores foram utilizados durante a realização do experimento .

5.3.4 Interruptores S_1 e S_2

Os valores da corrente média ($I_{S_{Med}}$) e eficaz ($I_{S_{Ef}}$), resultados de (4.45) e (4.46) respectivamente, corrente máxima ($I_{S_{Max}}$), bem como a tensão máxima aplicada (V_i) foram alguns dos critérios utilizados para selecionar o interruptor.

$$I_{S_{Max}} = \left(I_{Lo} + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \right) \cdot n + \Delta I_{LMag} = 19,167 \text{ A} \quad (5.22)$$

$$I_{S_{Med}} = 6,2571 \text{ A} \quad (5.23)$$

$$I_{S_{Ef}} = 10,4412 \text{ A} \quad (5.24)$$

$$V_{Max_{S1,S2}} = 50 \text{ V} \quad (5.25)$$

Com base nestes, foi possível utilizar o MOSFET IPP075N15N3 que apresenta: um tempo de acionamento rápido, ideal para a comutação de alta frequência; suporta altas correntes; opera com tensões mais elevadas que a do projeto, evitando que as sobretensões causadas por indutâncias parasitas danifique-os. Suas características estão mostradas na Tabela 5.6.

Tabela 5.6: Especificações do MOSFET IPP075N15N3.

IPP075N15N3		
V_{DSS}	Tensão dreno-fonte	150 V
I_D	Corrente contínua no dreno @100 °C	93 A
R_{DSOn}	Resistência de condução dreno-fonte	7,2 mΩ
t_r	Tempo de subida	52 ns
t_f	Tempo de descida	21 ns
R_{JC}	Resistência térmica junção-cápsula	0,5 C/W
R_{JA}	Resistência térmica junção-ambiente	62 C/W

5.3.5 Diodos D_1 e D_2

Durante o acionamento dos interruptores, os diodos D_1 e D_2 ficam submetidos a uma tensão máxima de 50 V, proveniente da fonte V_i . Quando os diodos entram em operação, circula por eles a corrente de desmagnetização do transformador, sendo seus esforços médio e eficaz calculados a partir de (4.48) e (4.49), e descritos por (5.26) e (5.27), respectivamente.

$$I_{D1,D2_{Med}} = 0,2571 \text{ A} \quad (5.26)$$

$$I_{D1,D2_{Ef}} = 0,4949 \text{ A} \quad (5.27)$$

$$V_{Max_{D1,D2}} = 50 \text{ V} \quad (5.28)$$

Por meio desta análise, foi possível selecionar o diodo C3D10060A da tecnologia *Silicon Carbide Schottky Diode*, sendo capaz de operar com altas frequências e possuir uma corrente de recuperação reversa praticamente nula, conforme seus dados técnicos.

Tabela 5.7: Especificações do diodo C3D10060A.

C3D10060A		
V_{RRM}	Pico repetitivo de tensão reversa	600 V
I_F	Corrente contínua de condução @135 °C	14,5 A
R_T	Resistência de condução	44 mΩ
V_F	Queda de tensão de condução	1,5 V
R_{JC}	Resistência térmica junção-cápsula	1,1 °C/W
R_{JA}	Resistência térmica junção-ambiente	60 C/W

5.3.6 Diodos D_3

O diodo D_3 entra em condução juntamente com as chaves S_1 e S_2 , transferindo a energia da fonte até a carga R_o . Os valores médio e eficaz da corrente que circula por este foram calculados a partir de (4.51), (4.52) e descritos em (5.29) e (5.30), respectivamente. A máxima tensão sobre D_3 ocorre durante a etapa de desmagnetização, ficando submetido a $V_{i.n.}$

$$I_{D3_{Med}} = 1,2 \text{ A} \quad (5.29)$$

$$I_{D3_{Ef}} = 2,001 \text{ A} \quad (5.30)$$

$$V_{MaxD3} = 250 \text{ V} \quad (5.31)$$

Por questão de disponibilidade, também foi utilizado o diodo C3D10060A.

5.3.7 Diodos D_4

A partir das Equações (4.55) e (4.55) calculam-se os valores médio e eficaz da corrente que circula pelo diodo D_4 , cuja condução ocorre na etapa $(1 - D)T_s$. Durante seu bloqueio, na etapa DT_s , D_4 fica sujeito a tensão $V_{i.n.}$

$$I_{D4_{Med}} = 2,133 \text{ A} \quad (5.32)$$

$$I_{D4_{Ef}} = 2,668 \text{ A} \quad (5.33)$$

$$V_{MaxD4} = 250 \text{ V} \quad (5.34)$$

Do mesmo modo que os diodos D_1 , D_2 e D_3 , utilizou-se o diodo C3D10060A por estar disponível no laboratório.

5.3.8 Capacitor de entrada C_i

O capacitor de entrada foi calculado para uma ondulação máxima de tensão de 1%, conforme Equação (4.91). A sua capacitância, bem como a variação de tensão para $D = 0,36$, estão descritos por (5.35).

$$\begin{aligned} C_i &= 41,667 \mu F \\ \Delta V_{C_i} &= 0,32 V \end{aligned} \quad (5.35)$$

Em regime permanente, o valor eficaz da corrente, calculado por meio da Equação (4.95), é dado por (5.36).

$$I_{C_{i_{Ef}}} = 6,667 A \quad (5.36)$$

Com estes dados foi possível selecionar três capacitores de 15 μF do modelo TDK *B32926C3156* dispostos em paralelo, cujas características são apresentadas na Tabela 5.8.

Tabela 5.8: Especificações do capacitor B32926C3156.

B32926C3156	
Tensão contínua máxima	630 V
Corrente eficaz @40 kHz	7 A
Capacitância	15 μF

5.3.9 Indutor de entrada L_i

Para o dimensionamento deste indutor, definiu-se que o filtro *LC* de entrada apresentasse uma frequência de corte equivalente a (5.37), sendo esta 1/10 da frequência vista pelo filtro devido a utilização da técnica *interleaved* em 5 conversores *Forward* duas chaves. Sua indutância foi calculada conforme (4.92), resultando em (5.38).

$$f_{c_{fi}} = \frac{N_c \cdot f_s}{10} = 20 kHz \quad (5.37)$$

$$L_i = 1,52 \mu H \quad (5.38)$$

Este indutor também foi adquirido e porém apresentou 2 μH , quando medido pelo analisador de impedância.

5.4 Simulação em Malha Aberta

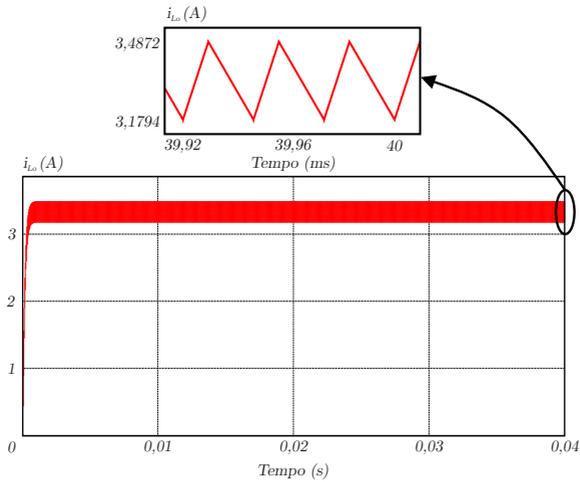
A validação das análises desenvolvidas neste projeto é feita a partir da comparação dos valores calculados com os valores obtidos por simulação do conversor no *software* PSIM, cujo passo de cálculo equivale a 0,1 μ s. Inicialmente foi simulado um módulo, cujos parâmetros são descritos pela Tabela 5.9.

Tabela 5.9: Especificações da simulação em malha aberta para um módulo *Forward*.

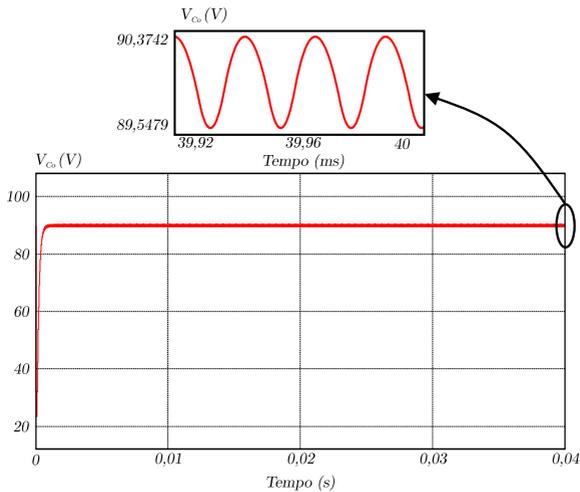
Potência nominal (P_o)	300 W
Tensão de entrada (V_i)	50 V
Relação de transformação (n)	5
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Indutor de saída (L_o)	4,688 mH
Capacitor de saída (C_o)	1,157 μ F
Resistência de saída (R_o)	27 Ω
Indutância magnetizante (L_m)	315 μ H

A Figura 5.1 apresenta o comportamento da corrente no indutor de saída simulado pelo PSIM, cujos valores máximo e mínimo são 3,4872 A e 3,1794 A, respectivamente, resultando em uma variação de corrente (ΔI_{L_o}) igual 0,3078 A.

A tensão sobre o capacitor de saída C_o , obtida por meio da simulação, está ilustrada na Figura 5.2, sendo seus valores máximo e mínimo 90,3742 V e 89,5479 V, respectivamente. Nota-se que a variação da tensão ΔV_{C_o} é de 0,8263 V.

Figura 5.1: Forma de onda da corrente sobre o indutor L_o .

Fonte: Autoria Própria.

Figura 5.2: Forma de onda da tensão sobre o capacitor C_o .

Fonte: Autoria Própria.

A comparação entre os valores calculados e os simulados de um único módulo *Forward* está descrita na Tabela 5.10.

Tabela 5.10: Comparação dos resultados calculados e simulados.

Variável	Calculado	Simulado	Erro (%)
ΔI_{Lo}	0,3072 A	0,3078 A	0,195
ΔV_{Co}	0,8294 V	0,8263 V	0,374
$I_{S1,S2Med}$	6,2571 A	6,2646 A	0,120
$I_{S1,S2Ef}$	10,4412 A	10,4524 A	0,107
$I_{D1,D2Med}$	0,2571 A	0,2542 A	1,128
$I_{D1,D2Ef}$	0,4949 A	0,4906 A	0,869
I_{D3Med}	1,2 A	1,2009 A	0,075
I_{D3Ef}	2,0001 A	2,0020 A	0,095
I_{D4Med}	2,1333 A	2,1324 A	0,042
I_{D4Ef}	2,6676 A	2,6666 A	0,037
I_{CoEf}	0,0887 A	0,0882 A	0,564

Sendo assim, é possível inferir a validação da metodologia de projeto desenvolvida, visto que seus resultados foram satisfatórios.

Para a simulação dos conversor na configuração IPOS, considerou-se todos os módulos idênticos, cujos parâmetros são descritos na Tabela 5.11.

Tabela 5.11: Especificações da simulação em malha aberta para o conversor na configuração IPOS.

Potência nominal (P_o)	1500 W
Tensão de entrada (V_i)	50 V
Relação de transformação (n)	5
Número de módulos (N_c)	5
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Indutor de saída (L_o)	4,688 mH

Capacitor de saída (C_o)	1,157 μF
Resistência de saída (R_o)	135 Ω
Indutância magnetizante (L_m)	315 μH
Indutor de entrada (L_i)	2 μH
Capacitor de entrada (C_i)	41,667 μF

A Figura 5.3 ilustra os comportamentos das correntes nos indutores L_o dos 5 módulos *Forward*, defasados por meio da técnica *interleaved*.

Nota-se que existem frequências de ressonância interferindo nas correntes, sendo estas provenientes dos filtros de saída *LC* dos módulos *Forward* e, seus valores são descritos pela Equação (5.39). Todavia, sua amplitude não influencia significativamente na operação do conversor, visto que os valores médios das correntes dos indutores de saída se mantêm em 3,333 A e, a mesma será atenuada de acordo com as impedâncias intrínsecas do conversor.

$$f_{r_o} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}} = 2,161 \text{ kHz} \quad (5.39)$$

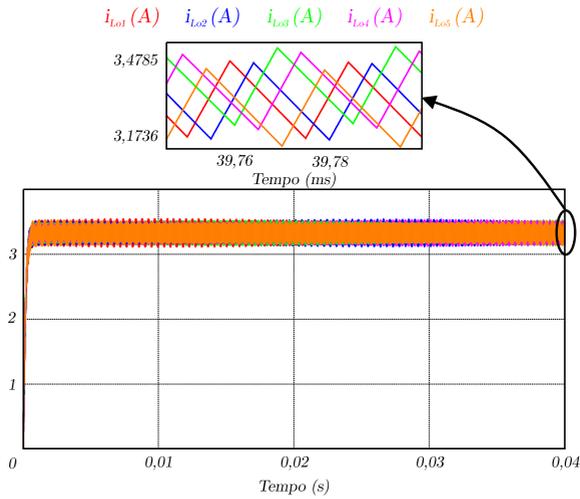
$$I_{L_{o1}} = I_{L_{o2}} = I_{L_{o3}} = I_{L_{o4}} = I_{L_{o5}} = 3,3333 \text{ A} \quad (5.40)$$

Por meio da Figura 5.4, é possível observar que a corrente que circula pela carga apresenta uma componente com frequência equivalente a 200 kHz, sendo esta resultado da técnica *interleaved*. A amplitude da variação desta corrente é dado por (5.41).

$$\Delta I_{R_o} = 0,2 \text{ mA} \quad (5.41)$$

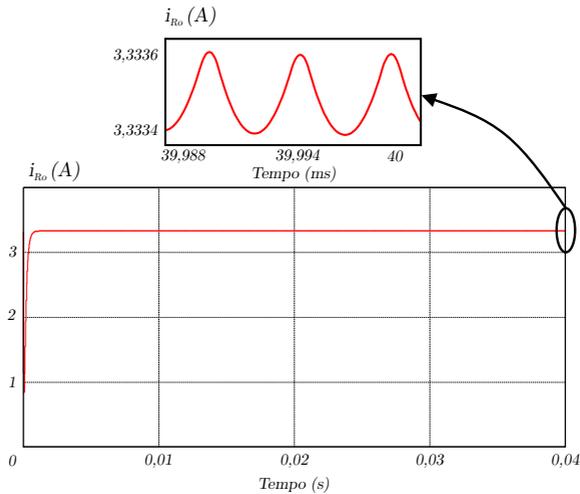
As tensões nos capacitores de saída C_o , ilustradas na Figura 5.5, indicam a presença de ressonâncias, estas provenientes dos filtros de saída.

Figura 5.3: Formas de onda das correntes sobre os indutores de saída (L_o) dos 5 módulos *Forward*.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 5.4: Forma de onda da corrente de saída do conversor.

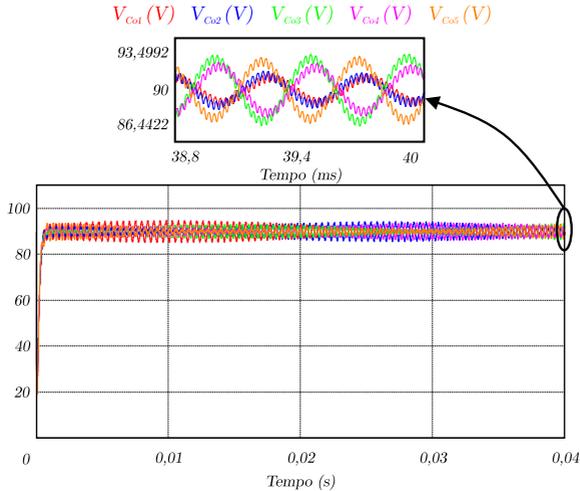


Fonte: Autoria Própria.

Todavia, a tensão vista pela carga apresenta pouca variação, conforme

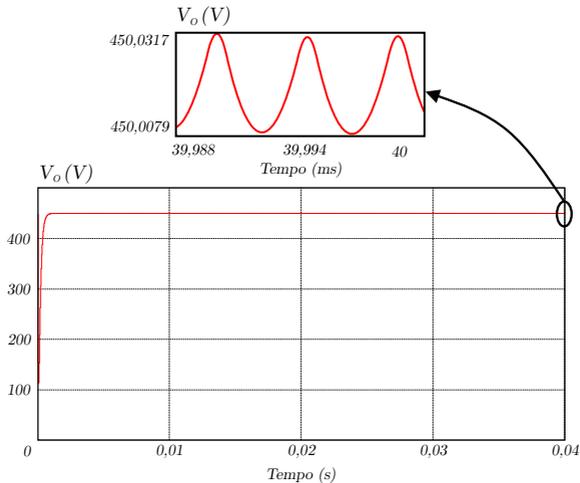
é mostrado na Figura 5.6.

Figura 5.5: Formas de onda das tensões nos capacitores de saída dos módulos *Forward*.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 5.6: Forma de onda da tensão de saída V_o .



Fonte: Autoria Própria.

O capacitor C_i está diretamente conectado na entrada dos módulos *Forward* e, a corrente que circula por ele, ilustrada na Figura 5.7, equivale ao somatório das correntes dos módulos. A mesma possui uma frequência de 200 kHz, proveniente da defasagem dos pulsos de comando dos 5 conversores *Forward*. Diferentemente do apresentado nas Figuras 4.20, 4.21 e 4.22, a parte positiva desta corrente decresce linearmente, consequência das correntes magnetizantes dos transformadores, as quais foram desconsideradas na análise, a fim de simplificar e estimar o valor eficaz da corrente sobre o capacitor C_i .

O valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor C_i está descrito em (5.42), sendo este valor obtido por meio da simulação.

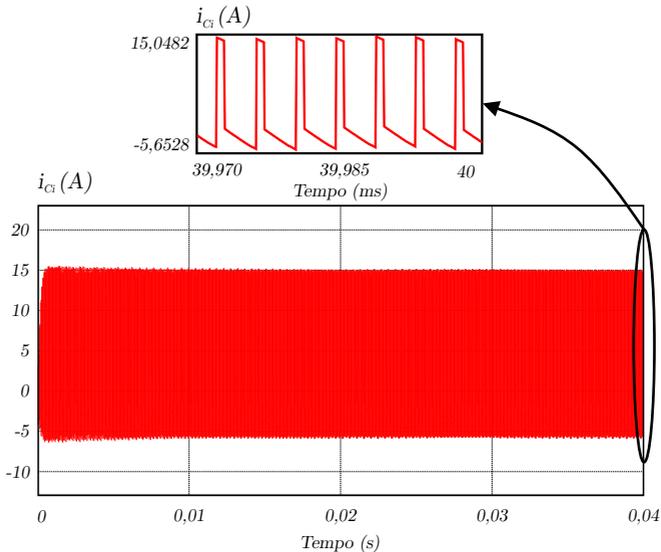
$$I_{C_i} = 7,3546 \text{ A} \tag{5.42}$$

A Figura 5.8 mostra a forma de onda da tensão no capacitor C_i , onde seu valor médio é de 50 V e, a sua variação é dada por (5.43).

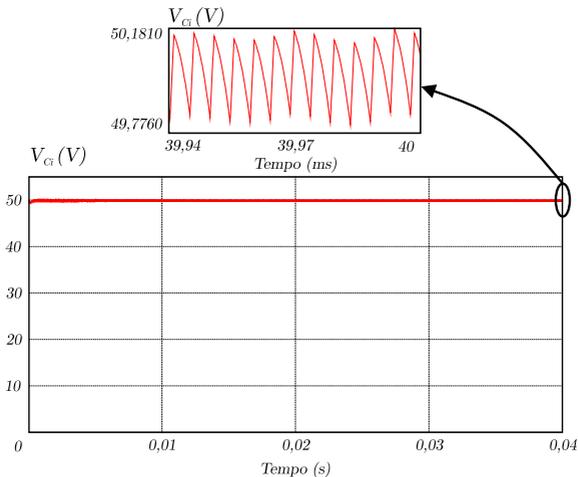
$$\Delta V_{C_i} = 0,4050 \text{ V} \tag{5.43}$$

A diferença da variação de tensão entre o valor simulado e o calculado é de 0,085 V, sendo esta resultado da frequência de ressonância do filtro de saída, que por sua vez será atenuada pelas resistências intrínsecas do conversor.

Figura 5.7: Forma de onda da corrente sobre o capacitor C_i .

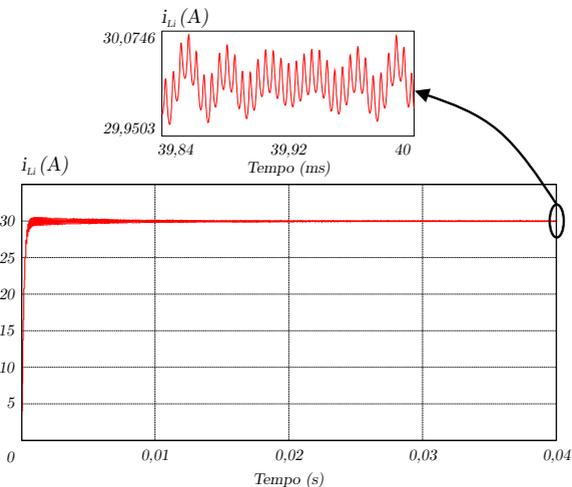


Fonte: Autoria Própria.

Figura 5.8: Forma de onda da tensão no capacitor C_i .

Fonte: Autoria Própria.

A corrente que circula pelo indutor L_i é a mesma da fonte V_i , sendo esta ilustrada na Figura 5.9, onde é possível notar uma pequena variação de 0,1243 A.

Figura 5.9: Forma de onda corrente no indutor L_i .

Fonte: Autoria Própria.

As comparações entre os valores calculados e os simulados do conversor na configuração IPOS estão descritas na Tabela 5.12. Os valores dos esforços de corrente calculados e simulados apresentam uma pequena diferença, com exceção do capacitor de entrada C_i , cuja corrente magnetizante foi desconsiderada para a simplificação da análise. Todavia, as variações de tensão apresentaram uma diferença considerável devido as ressonâncias dos filtros de saída, porém as amplitudes das mesmas são atenuadas pelas resistências do conversor.

Tabela 5.12: Comparação dos resultados calculados e simulados.

Variável	Calculado	Simulado	Erro (%)
ΔI_{Lo}	0,3072 A	0,3049 A	0,749
ΔV_{Co}	0,8294 V	7,057 V	750,856
I_{CoEf}	0,0887 A	0,0912 A	2,818
ΔV_{Ci}	0,32 V	0,4050 V	26,562
I_{CiEf}	6,667 A	7,3546 A	10,313
$I_{S1,S2Med}$	6,2571 A	6,2635 A	0,102
$I_{S1,S2Ef}$	10,4412 A	10,4521 A	0,104
$I_{D1,D2Med}$	0,2571 A	0,2542 A	1,128
$I_{D1,D2Ef}$	0,4949 A	0,4906 A	0,869
I_{D3Med}	1,2 A	1,2007 A	0,058
I_{D3Ef}	2,0001 A	2,0019 A	0,090
I_{D4Med}	2,1333 A	2,1328 A	0,023
I_{D4Ef}	2,6676 A	2,6670 A	0,022

5.5 Dimensionamento Térmico

Após analisar os valores dos esforços de corrente sobre os componentes, faz-se necessário uma análise térmica dos elementos semicondu-

tores com o intuito de dimensionar um dissipador adequado, evitando quaisquer danos devido a temperaturas excessivas. O dimensionamento completo está descrito no Apêndice D.

As Equações (5.44) e (5.45) descrevem as perdas por condução e por comutação nos interruptores S_1 e S_2 , respectivamente, sendo seus dados mostrados na Tabela 5.6.

$$P_{Cond_{S1,S2}} = R_{DS_{On}} \cdot I_{S1,S2_{Ef}}^2 = 0,851 \text{ W} \quad (5.44)$$

$$P_{Com_{S1,S2}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_{r_{S1,S2}} + t_{f_{S1,S2}}) \cdot I_{D_{On_{S1,S2}}} \cdot V_i = 1,338 \text{ W} \quad (5.45)$$

A Equação (5.46) descreve a perda por condução nos diodos D_1 e D_2 , sendo seus parâmetros mostrados pela Tabela 5.7.

$$P_{Cond_{D1,D2}} = V_{FD1,D2} \cdot I_{D1,D2_{Med}} + R_{DS_{On}} \cdot I_{D1,D2_{Ef}}^2 = 0,465 \text{ W} \quad (5.46)$$

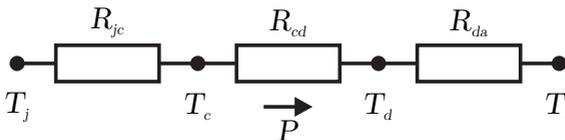
Os diodos D_3 e D_4 são do mesmo modelo que D_1 e D_2 , porém suas perdas de condução são (5.47) e (5.48), respectivamente.

$$P_{Cond_{D3}} = V_{FD3} \cdot I_{D3_{Med}} + R_{DS_{On}} \cdot I_{D3_{Ef}}^2 = 1,976 \text{ W} \quad (5.47)$$

$$P_{Cond_{D4}} = V_{FD4} \cdot I_{D4_{Med}} + R_{DS_{On}} \cdot I_{D4_{Ef}}^2 = 3,513 \text{ W} \quad (5.48)$$

Conhecendo os esforços, deve-se calcular as resistências de junção e ambiente de cada componente, e verificar a necessidade do dissipador. Caso o R_{ja} calculado for maior que o R_{ja} do *datasheet*, não será necessário o uso do dissipador. A Figura 5.10 ilustra o circuito térmico equivalente de um componente, sendo este composto de resistências e pontos de temperatura.

Figura 5.10: Circuito térmico equivalente de um componente.



Fonte: Adaptado de [47].

- R_{jc} - Resistência térmica entre a junção e a cápsula ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);

- R_{cd} - Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);
- R_{da} - Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);
- R_{ja} - Resistência térmica entre a junção o ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$);
- T_j - Temperatura de junção ($^{\circ}\text{C}$);
- T_c - Temperatura da cápsula ($^{\circ}\text{C}$);
- T_d - Temperatura do dissipador ($^{\circ}\text{C}$);
- T_a - Temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$);
- P - Potência térmica transmitida para o ambiente (W).

O R_{ja} é calculado de acordo com a Equação (5.49).

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P} \quad (5.49)$$

As resistências térmicas calculadas dos componentes semicondutores são representadas por (5.50)-(5.53). Nota-se que os diodos $D1$ e $D2$ não necessitam de dissipador, pois o valor do R_{ja} calculado é superior ao informado pelo fabricante.

$$R_{ja_{S1,S2}} = 27,401 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.50)$$

$$R_{ja_{D1,D2}} = 129,13 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.51)$$

$$R_{ja_{D3}} = 28,262 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.52)$$

$$R_{ja_{D4}} = 14,981 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (5.53)$$

No projeto, cada módulo possui um único dissipador e, para isto é necessário calcular a temperatura no dissipador para cada componente, de acordo com a Equação (5.54), sendo estas temperaturas expressas por (5.55)-(5.57).

$$T_d = T_j - (R_{jc} + R_{cd}) \cdot P \quad (5.54)$$

$$T_{d_{S1,S2}} = 96,715 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (5.55)$$

$$T_{d_{D3}} = 95,85 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (5.56)$$

$$T_{d_{D4}} = 92,623 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (5.57)$$

A partir destas, deve-se selecionar a menor temperatura e somar todas as potências dissipadas pelos componentes que serão conectados ao dissipador, com o intuito de calcular a resistência térmica máxima que o dissipador poderá ter, conforme (5.59).

$$P_{Total} = 2(P_{Cond_{S1,S2}} + P_{Com_{S1,S2}}) + P_{Cond_{D3}} + P_{Cond_{D4}} \quad (5.58)$$

$$R_{da_{Max}} = \frac{T_{d_{Min}} - T_a}{P_{Total}} = 5,333 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{W} \quad (5.59)$$

O modelo do dissipador utilizado em cada módulo foi o HS 15559 com 100 mm de comprimento, porque sua resistência térmica é 0,759 $^\circ\text{C}/W$ e estava disponível no laboratório.

5.6 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizado o dimensionamento do conversor proposto, definindo a sua potência, o número de módulos, os níveis de tensão, bem como a frequência de operação do mesmo.

Foram calculados os valores dos esforços de corrente e tensão sobre os componentes e comparados com a simulação para a validação da análise, onde foi verificado que na configuração IPOS aparece uma frequência de ressonância proveniente dos filtros de saída influenciando na amplitude das tensões sobre os capacitores de saída dos módulos, sendo esta ressonância atenuada pelas resistências intrínsecas do conversor. Todavia esta não influencia significativamente nos valores médio e eficaz das correntes nos semicondutores.

Enquanto a corrente de entrada do conversor apresentou uma componente alternada com amplitude de 0,1243 A ou 0,4% da corrente média de entrada, a corrente de saída apresentou uma componente alternada com amplitude de 0,2 mA ou 0,06 % da corrente média de saída e, a tensão de saída teve uma componente alternada de 0,0238 V ou 0,005% da tensão média de saída. Os valores destas componentes alternadas são praticamente constantes.

Por fim, apesar da ressonância presente na simulação, a configuração IPOS apresentou resultados satisfatórios quanto aos valores médio e eficaz dos esforços de corrente sobre seus elementos.

Capítulo 6

Modelagem Matemática e Projeto dos Controladores

Neste capítulo é apresentada a modelagem matemática voltada para o controle do conversor *Forward* duas chaves na configuração IPOS.

A princípio, é mostrado o diagrama de blocos do controle, onde são projetados dois compensadores independentes, um de tensão e outro de corrente, para poder carregar as baterias conforme o método CC-CV.

Em seguida, é realizada uma redução da topologia proposta para conversor um *Buck* equivalente, a qual permite uma simplificação dos procedimentos para a obtenção dos modelos representativos. Também são realizadas análises matemáticas das duas etapas de operação, $(0, DT_s)$ e (DT_s, T_s) do modelo reduzido, com o intuito de descrever as equações de estados que retratam as dinâmicas da tensão e corrente de saída para pequenas perturbações na razão cíclica. Estas plantas são validadas e necessárias para o projeto de compensadores em malha fechada.

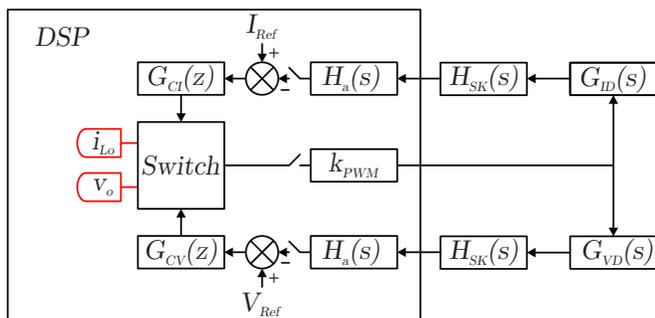
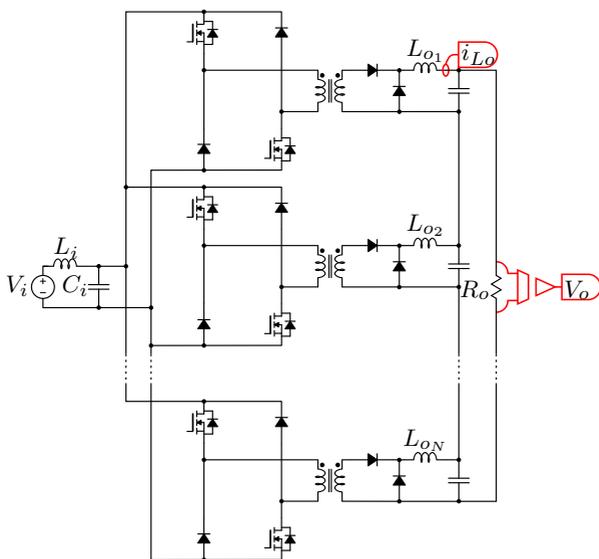
Neste âmbito, são descritos o filtro passa baixa utilizado, bem como o tipo de controlador e o método de discretização utilizado.

Por fim, é simulada e verificada a eficácia dos controladores projetados.

6.1 Estratégia de Controle

Para controlar este conversor, foram definidas duas malhas de controle, sendo uma para a corrente que circula pelo indutor L_{o1} , dado que as saídas dos módulos estão conectadas em série e os valores das correntes médias nos indutores de saída são as mesmas e, outra para a tensão de saída V_o . Desta forma, apenas dois sensores são necessários para controlar os N_c módulos, conforme ilustrado na Figura 6.1.

Figura 6.1: Estratégia de controle com duas malhas independentes.



Fonte: Autoria Própria.

A representação por diagrama de blocos está mostrada na Figura 6.1, onde foi utilizado um DSP (*Digital Signal Processor*) que será responsável por gerenciar e controlar o conversor. Este observa os estados da corrente no indutor L_{o_1} e da tensão de saída V_o , onde será selecionado, por meio do bloco *Switch*, o tipo de carregamento, seja em corrente constante (CC) ou tensão constante (CV).

Os blocos $G_{ID}(s)$ e $G_{VD}(s)$ são funções de transferência que retratam, respectivamente, o comportamento da corrente $I_{L_{o_1}}$ e a tensão de saída V_o conforme a razão cíclica. O ganho k_{PWM} , referente ao modulador, juntamente com os ganhos dos sensores foram considerados unitários, uma vez que estes foram compensados no código. A função de transferência $H_{SK}(s)$ representa o filtro *anti-aliasing* do tipo *Sallen-Key* de segunda ordem, sendo este responsável por atenuar as altas frequências de acordo com sua frequência de corte, evitando assim ruídos que possam danificar o DSP.

Por este ser um controle digital, os sinais de realimentação devem ser amostrados, adicionando um atraso na malha de controle. Os blocos $G_{CI}(z)$ e $G_{CV}(z)$ são os controladores de corrente e tensão, respectivamente, sendo estes projetados no domínio da frequência e discretizados a partir da transformação bilinear, conhecida como método de Tustin.

Para a análise da estabilidade, foram utilizados os diagramas de Bode, onde são definidos parâmetros para se quantificar a estabilidade de um sistema. Esses são conhecidos como margem de ganho G_M e margem de fase Φ_M e, quanto maiores seus valores, mais alterações os sistemas conseguem suportar antes de se tornarem instáveis.

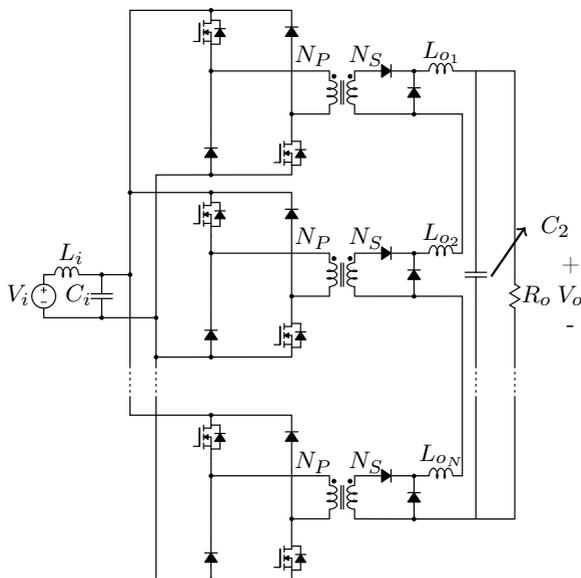
6.2 Simplificação do Conversor Proposto

A obtenção do modelo reduzido permite uma análise simplificada da dinâmica do conversor proposto, sem perder suas características essenciais para o projeto de compensadores. Segundo [49], a topologia *Forward* na configuração IPOS pode ser reduzida para um único conversor *Buck* equivalente, uma vez que possui dinâmica semelhante e seus módulos são considerados idênticos.

Como os conversores *Forward* estão conectados em série nas saídas, os seus capacitores C_o podem ser representados por um único capacitor equivalente C_2 , conforme Figura 6.2, cujo valor depende do número de conversores associados N_c , sendo expresso por (6.1).

$$C_2 = \frac{C_o}{N_c} \quad (6.1)$$

Figura 6.2: Conversor proposto com simplificação do capacitor de saída.



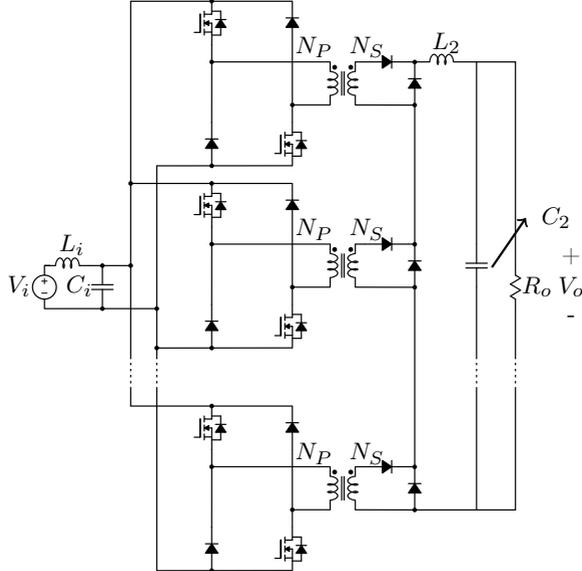
Fonte: Autoria Própria.

Ao analisar a Figura 6.2, é possível notar que os indutores também encontram-se com suas saídas conectadas em série, sendo assim

possível uma representação conforme Figura 6.3, onde o indutor equivalente L_2 possui uma indutância igual a (6.2).

$$L_2 = L_o \cdot N_c \quad (6.2)$$

Figura 6.3: Conversor proposto com simplificação do indutor de saída.

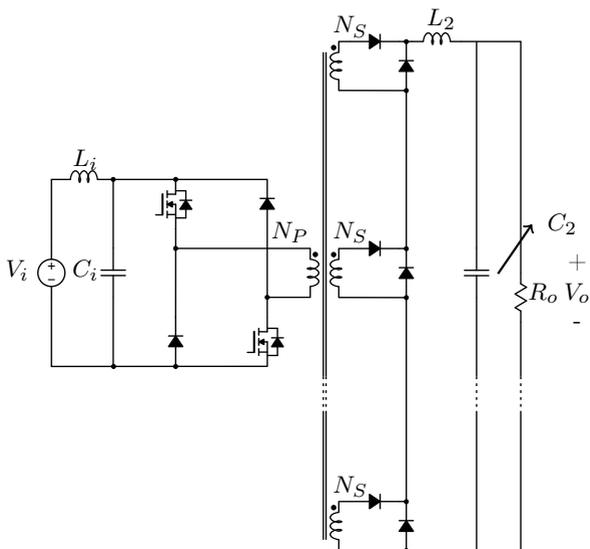


Fonte: Autoria Própria.

As simplificações realizadas até o momento mantém as características do conversor proposto. Esta configuração simplificada é apresentada por [42], onde são associados conversores *Forward* clássicos na configuração IPOS que possuem apenas um único C_o e L_o . Algumas das vantagens são o menor número de componentes e a redução do volume dos elementos reativos, sendo este último relacionado à técnica *interleaved* implementada.

Pelo fato das entradas dos conversores *Forward* duas chaves estarem conectadas em paralelo, os transformadores podem ser representados por um único enrolamento no primário com o mesmo número de espiras, visto na Figura 6.4. Segundo [49] esta representação elimina a corrente compartilhada de entrada, entretanto não altera o comportamento estático nem dinâmico do conversor, necessário para o projeto do controlador.

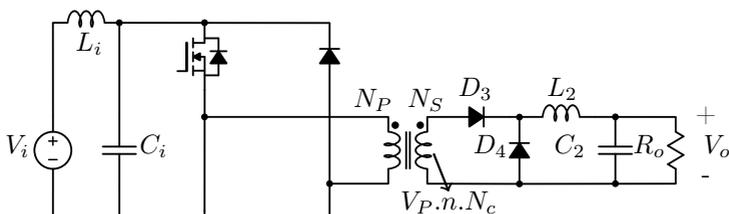
Figura 6.4: Conversor proposto com simplificação do enrolamento primário do transformador.



Fonte: Autoria Própria.

No conversor *Forward* a tensão de saída equivale à tensão média nos diodos de roda livre D_4 . Desta forma, como na Figura 6.4 estes diodos estão associados em série, a tensão de saída corresponde ao número de conversores associados multiplicado pelo valor médio da tensão sobre um destes diodos.

Figura 6.5: Conversor *Forward* duas chaves equivalente.



Fonte: Autoria Própria.

Assim sendo, é possível representar o conversor proposto como

um único conversor *Forward* duas chaves, ilustrado na Figura 6.5, onde o número de espiras do enrolamento secundário equivale à $N_s \cdot N_c$.

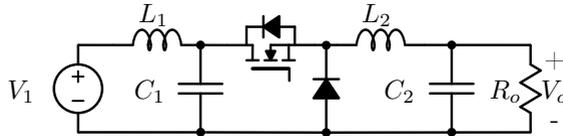
Por fim, o modelo obtido ainda pode ser reduzido para um conversor *Buck* equivalente, conforme apresentado na Figura 6.6, onde seus elementos do primário são refletidos para o secundário, cuja relação de transformação equivale a $n \cdot N_c$. As Equações (6.3)-(6.5) descrevem esta transposição.

$$V_1 = V_i \cdot n \cdot N_c \quad (6.3)$$

$$L_1 = L_i \cdot (n \cdot N_c)^2 \quad (6.4)$$

$$C_1 = \frac{C_i}{(n \cdot N_c)^2} \quad (6.5)$$

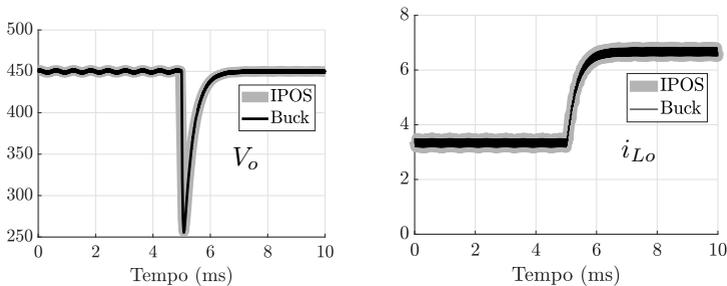
Figura 6.6: Conversor *Buck* equivalente.



Fonte: Autoria Própria.

Com o intuito de validar a redução do modelo, aplicou-se um degrau de carga, reduzindo o valor da resistência de saída pela metade, tanto no conversor proposto quanto no modelo do conversor *Buck* equivalente. As dinâmicas da tensão de saída e da corrente no indutor de ambos os modelos estão ilustradas na Figura 6.7.

Figura 6.7: Tensão e corrente de saída da topologia proposta e do conversor *Buck* equivalente para um degrau de carga de 50%.



(a) Tensão de saída

(b) Corrente de saída

Fonte: Autoria Própria.

Nota-se que em ambos os modelos estão presentes uma ondulação referente à ressonância do filtro de entrada.

Dado o exposto, é possível utilizar o mesmo controlador em ambos os casos, uma vez que o conversor *Forward* duas chaves na configuração IPOS apresenta uma dinâmica equivalente ao conversor *Buck* reduzido.

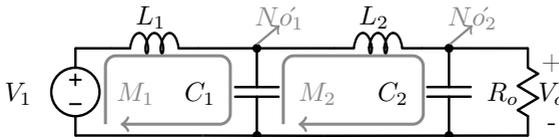
6.2.1 Modelagem matemática

Na modelagem matemática, desconsiderou-se a etapa de desmagnetização T_m do transformador, visto que esta não interfere na transferência de energia para a carga. Desta forma, serão apresentadas apenas as etapas $(0, DT_s)$ e (DT_s, T_s) , descrevendo as dinâmicas destes modelos comutados.

- **Etapa $(0, DT_s)$:**

Durante esta etapa, ilustrada pela Figura 6.7, o interruptor entra em condução possibilitando a transferência de energia da fonte para a carga.

Figura 6.7: Etapa $(0, DT_s)$ do conversor *Buck* equivalente.



Fonte: Autoria Própria.

A princípio, analisa-se a malha M_1 conforme lei das malhas, onde o somatório algébrico de todas as tensões em um circuito fechado equivale a zero. Desta forma obtém-se a Equação (6.7) representando a dinâmica da corrente no indutor de entrada L_1 .

$$v_1(t) = v_{L1}(t) + v_{C1}(t) \quad (6.6)$$

$$\frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{v_1(t)}{L_1} - \frac{v_{C1}(t)}{L_1} \quad (6.7)$$

Sabe-se que a soma das correntes que saem de um nó equivale à soma daquelas que chegam ao mesmo. Uma análise do N_1

permite extrair a Equação (6.9) que retrata a dinâmica da tensão sobre o capacitor de entrada v_{C1Eg} .

$$i_{L1}(t) = i_{C1}(t) + i_{L2}(t) \quad (6.8)$$

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{i_{L1}(t)}{C_1} - \frac{i_{L2}(t)}{C_1} \quad (6.9)$$

As dinâmicas da corrente de saída $i_{L2}(t)$ e da tensão de saída $v_o(t)$ são obtidas, respectivamente, através das análises da malha M_2 e do $Nó_2$. Nesta ordem, obtém-se (6.11) e (6.13). Também foi considerado que a corrente de saída $i_o(t)$ equivale à tensão de $V_o(t)$ dividido pela resistência R_o .

$$v_{C1}(t) = v_{L2}(t) + v_o(t) \quad (6.10)$$

$$\frac{di_{L2}(t)}{dt} = \frac{v_{C1}(t)}{L_2} - \frac{v_o(t)}{L_2} \quad (6.11)$$

$$i_{L2}(t) = i_{C2}(t) + i_o(t) \quad (6.12)$$

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{i_{L2}(t)}{C_2} - \frac{v_o(t)}{R_o \cdot C_2} \quad (6.13)$$

Como esta etapa opera em $(0, DT_s)$ multiplicam-se ambos os termos de (6.7)-(6.13) por $d(t)$, obtendo as seguintes equações de estados:

$$d(t) \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} = d(t) \cdot \frac{v_1(t)}{L_1} - d(t) \cdot \frac{v_{C1}(t)}{L_1} \quad (6.14)$$

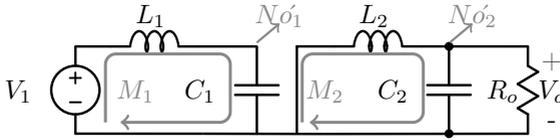
$$d(t) \cdot \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = d(t) \cdot \frac{i_{L1}(t)}{C_1} - d(t) \cdot \frac{i_{L2}(t)}{C_1} \quad (6.15)$$

$$d(t) \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} = d(t) \cdot \frac{v_{C1}(t)}{L_2} - d(t) \cdot \frac{v_o(t)}{L_2} \quad (6.16)$$

$$d(t) \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = d(t) \cdot \frac{i_{L2}(t)}{C_2} - d(t) \cdot \frac{v_o(t)}{R_o \cdot C_2} \quad (6.17)$$

- **Etapa (DT_s, T_s) :**

Nesta etapa de operação, ilustrada pela Figura 6.8, o interruptor do conversor *Buck* equivalente abre, interrompendo o fluxo de energia da fonte até a carga, sendo esta última suprida pelo indutor e o capacitor.

Figura 6.8: Etapa (DT_s, T_s) do conversor *Buck* equivalente.

Fonte: Autoria Própria.

A obtenção da Equação (6.19) que representa a dinâmica da corrente no indutor de entrada L_1 , nesta etapa de operação, é feita através da análise da malha M_1 .

$$v_1(t) = v_{L1}(t) + v_{C1}(t) \quad (6.18)$$

$$\frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{v_1(t)}{L_1} - \frac{v_{C1}(t)}{L_1} \quad (6.19)$$

Com o emprego da lei dos nós em N_1 foi possível deduzir (6.21), que consiste na dinâmica da tensão sobre o capacitor de entrada C_1 .

$$i_{L1}(t) = i_{C1}(t) \quad (6.20)$$

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{i_{L1}(t)}{C_1(t)} \quad (6.21)$$

Analisando a malha M_2 e o nó N_2 obtém-se, respectivamente, (6.23) e (6.25), sendo, nesta ordem, as dinâmicas da corrente de saída $i_{L2}(t)$ e da tensão de saída $v_o(t)$.

$$0 = v_{L2}(t) + v_o(t) \quad (6.22)$$

$$\frac{di_{L2}(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{L_2} \quad (6.23)$$

$$i_{L2}(t) = i_{C2}(t) + i_o(t) \quad (6.24)$$

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{i_{L2}(t)}{C_2} - \frac{v_o(t)}{R_o \cdot C_2} \quad (6.25)$$

Como esta etapa opera no intervalo (DT_s, T_s), deve-se multiplicar ambos os termos das Equações (6.19)-(6.25) por $(1-d(t))$, obtendo assim as seguintes equações de estados:

$$(1-d(t)) \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} = (1-d(t)) \cdot \frac{v_1(t)}{L_1} - (1-d(t)) \cdot \frac{v_{C1}(t)}{L_1} \quad (6.26)$$

$$(1 - d(t)) \cdot \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = (1 - d(t)) \cdot \frac{i_{L1}(t)}{C_1} \quad (6.27)$$

$$(1 - d(t)) \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -(1 - d(t)) \cdot \frac{v_o(t)}{L_2} \quad (6.28)$$

$$(1 - d(t)) \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = (1 - d(t)) \cdot \frac{i_{L2}(t)}{C_2} - (1 - d(t)) \cdot \frac{v_o(t)}{R_o \cdot C_2} \quad (6.29)$$

Com a finalidade de representar os modelos comutados em um único modelo médio equivalente, necessário para o projeto dos compensadores, somam-se as Equações (6.14) e (6.26), (6.15) e (6.27), (6.16) e (6.28), (6.17) e (6.29), resultando, respectivamente em (6.30), (6.31), (6.32) e (6.33).

$$\frac{d\langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{L_1} - \frac{\langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{L_1} \quad (6.30)$$

$$\frac{d\langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle i_{L1}(t) \rangle_{T_s}}{C_1} - d(t) \cdot \frac{\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{C_1} \quad (6.31)$$

$$\frac{d\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) \cdot \frac{\langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{L_2} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{L_2} \quad (6.32)$$

$$\frac{d\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{C_2} - \frac{\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R_o \cdot C_2} \quad (6.33)$$

A partir destas equações, é feita uma análise para pequenas perturbações em torno do ponto de operação e, em seguida, representando na forma matricial, conforme 6.34 e 6.35.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{D}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{D}{L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_o \cdot C_2} \end{bmatrix} \times \tilde{\mathbf{x}}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{I_{L2}}{C_1} \\ \frac{V_1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \times \tilde{d}(t) \quad (6.34)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \times \tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (6.35)$$

Com o intuito de simplificar o projeto dos compensadores, optou-se por trabalhar no domínio da frequência, obtendo 6.36 e 6.37.

$$\tilde{\mathbf{x}}(s) = (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \times \mathbf{B} \times \tilde{\mathbf{u}}(s) \quad (6.36)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C} \times \tilde{\mathbf{x}}(s) \quad (6.37)$$

A substituição de (6.37) em (6.36) e a sua manipulação resulta na seguinte função de transferência:

$$\tilde{\mathbf{G}}(s) = \frac{\tilde{\mathbf{y}}(s)}{\tilde{\mathbf{u}}(s)} = \mathbf{C} \times (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \times \mathbf{B} \quad (6.38)$$

Através desta é possível encontrar as variações da tensão de saída $\tilde{V}_o(t)$ e da corrente no indutor $\tilde{i}_{L2}(t)$ em relação a uma perturbação na razão cíclica $\tilde{d}(t)$, sendo representadas, respectivamente, por (6.39) e (6.40).

Na eletrônica de potência é comum encontrar controladores em cascata. Este método, geralmente, faz uso de dois compensadores, sendo um para a corrente de saída e outro para a tensão de saída. Neste trabalho não foi abordado este tipo de controle, visto que a técnica de carregamento CC-CV faz uso de duas malhas independentes. Entretanto, a obtenção da expressão que relaciona a variação da tensão para uma perturbação na corrente de saída, descrito em (6.41), pode ser extraída com a multiplicação de (6.39) pelo inverso de (6.40).

$$\begin{aligned}
\tilde{G}_{v_o}(s) &= \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \\
&= \frac{s^2 \cdot \left(\frac{V_1}{C_2 \cdot L_2} \right) - s \cdot \left(\frac{D \cdot I_{L2}}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_2} \right) + \left(\frac{V_1}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot L_2} \right)}{s^4 + s^3 \cdot \left(\frac{1}{C_2 \cdot R_o} \right) + s^2 \cdot \left(\frac{D^2}{C_1 \cdot L_2} + \frac{1}{C_2 \cdot L_2} + \frac{1}{C_1 \cdot L_1} \right) + s \cdot \left(\frac{D^2}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot R_o} + \frac{1}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot R_o} \right) + \left(\frac{1}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot L_2} \right)}
\end{aligned} \tag{6.39}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{G}_{i_{L2}}(s) &= \frac{\tilde{i}_{L2}(s)}{\tilde{d}(s)} \\
&= \frac{s^3 \cdot \left(\frac{V_1}{L_2} \right) + s^2 \cdot \left(\frac{V_1}{C_2 \cdot L_2 \cdot R_o} - \frac{D \cdot I_{L2}}{C_1 \cdot L_2} \right) + s \cdot \left(\frac{V_1}{C_1 \cdot L_1 \cdot L_2} - \frac{D \cdot I_{L2}}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot R_o} \right) + \left(\frac{V_1}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_o} \right)}{s^4 + s^3 \cdot \left(\frac{1}{C_2 \cdot R_o} \right) + s^2 \cdot \left(\frac{D^2}{C_1 \cdot L_2} + \frac{1}{C_2 \cdot L_2} + \frac{1}{C_1 \cdot L_1} \right) + s \cdot \left(\frac{D^2}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot R_o} + \frac{1}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot R_o} \right) + \left(\frac{1}{C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot L_2} \right)}
\end{aligned} \tag{6.40}$$

$$\tilde{G}_X(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{L2}(s)} = \frac{R_o}{s + \frac{1}{C_2 \cdot R_o}} \tag{6.41}$$

A Tabela 6.1 apresenta a configuração do conversor utilizado na parte experimental, sendo esta a mesma para o projeto do controle. Vale ressaltar que por limitações estruturais, apenas 4 conversores foram testados e, na entrada de cada um destes foi adicionado um capacitor com 60 μF , visto que a fonte utilizada não mantinha a tensão constante. Sendo assim, o capacitor de entrada C_i ficou com o valor de $(240+45)$ μF , conseqüentemente a frequência de corte do filtro de entrada diminuiu.

Tabela 6.1: Parâmetros do conversor durante a parte experimental

Potência nominal (P_o)	1200 W
Tensão de entrada (V_i)	50 V
Tensão de saída (V_o)	360 V
Capacitor do filtro de entrada (C_i)	285 μF
Indutor do filtro de entrada (L_i)	2 μH
Número de conversores (N_c)	4
Relação de transformação (n)	5
Razão cíclica (D)	0,36
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Indutor de saída (L_o)	4,7 mH
Capacitor de saída (C_o)	2 μF
Carga (R_o)	108 Ω
Tensão entrada <i>Buck</i> equivalente (V_1)	1000 V
Corrente de saída <i>Buck</i> equivalente (I_{L2})	3,333 A
Indutor do filtro de entrada <i>Buck</i> equivalente (L_1)	0,8 mH
Capacitor do filtro de entrada <i>Buck</i> equivalente (C_1)	0,7125 μF
Indutor de saída <i>Buck</i> equivalente (L_2)	18,8 mH
Capacitor de saída <i>Buck</i> equivalente (C_2)	0,5 μF

A Substituição destes valores em (6.39) e (6.40), resultam em

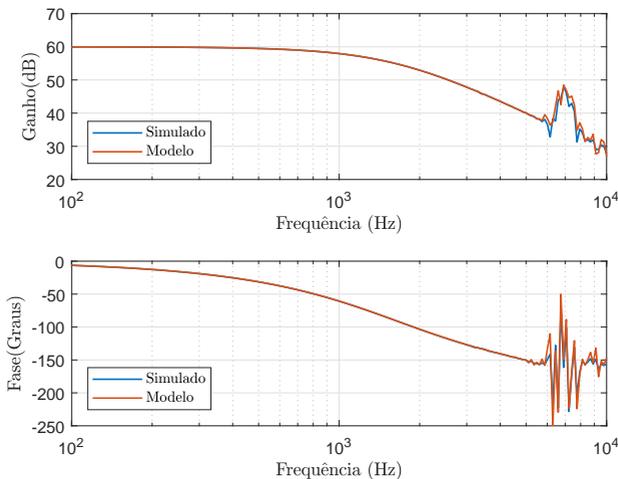
(6.42) e (6.43), respectivamente. Sendo estas as funções de transferências utilizadas no projeto do controlador.

$$\begin{aligned} \tilde{G}_{v_o}(s) &= \\ &= \frac{1,064 \cdot 10^{11} \cdot s^2 - 1,792 \cdot 10^{14} \cdot s + 1,866 \cdot 10^{20}}{s^4 + 1,852 \cdot 10^4 \cdot s^3 + 1,87 \cdot 10^9 \cdot s^2 + 3,267 \cdot 10^{13} \cdot s + 1,866 \cdot 10^{17}} \end{aligned} \quad (6.42)$$

$$\begin{aligned} \tilde{G}_{i_{L_o}}(s) &= \\ &= \frac{5,319 \cdot 10^4 \cdot s^3 + 8,954 \cdot 10^8 \cdot s^2 + 9,166 \cdot 10^{13} \cdot s + 1,728 \cdot 10^{18}}{s^4 + 1,852 \cdot 10^4 \cdot s^3 + 1,87 \cdot 10^9 \cdot s^2 + 3,267 \cdot 10^{13} \cdot s + 1,866 \cdot 10^{17}} \end{aligned} \quad (6.43)$$

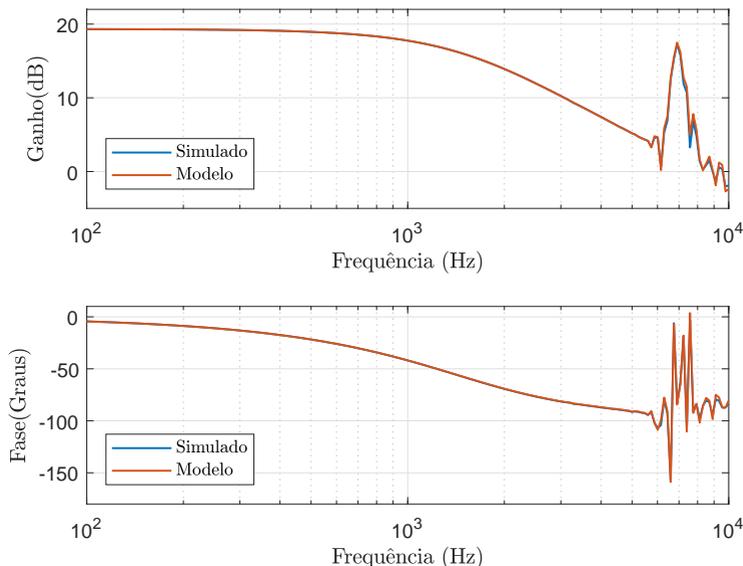
A validação das plantas de tensão ($\tilde{G}_{v_o}(s)$) e de corrente $\tilde{G}_{i_{L_o}}(s)$ é feita a partir da análise das respostas em frequência, esta técnica é conhecida como *AC Sweep*. Para isto foi simulado o conversor *Buck* equivalente em um ponto de operação no *software* PSIM, onde é aplicada uma perturbação senoidal com amplitude e frequência variadas na razão cíclica, conforme descrito na Tabela 6.2. As respostas em frequência da tensão de saída e da corrente no indutor de saída, referentes ao conversor *Buck* equivalente simulado e dos modelos calculados, estão ilustradas nas Figuras 6.9 e 6.10, respectivamente.

Figura 6.9: Diagrama de Bode de ($\tilde{G}_{v_o}(s)$) e do conversor *Buck* equivalente simulado.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 6.10: Diagrama de Bode de $(\tilde{G}_{i_{L_o}}(s))$ e do conversor *Buck* equivalente simulado.



Fonte: Autoria Própria.

Tabela 6.2: Dados utilizados na configuração do *AC Sweep* para uma perturbação $\tilde{d}(t)$.

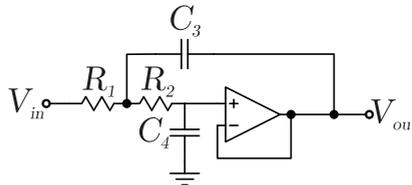
Frequência inicial	100 Hz
Frequência final	10 kHz
Número de pontos	200
Amplitude inicial	1%
Amplitude final	10%

Para o projeto dos compensadores é aconselhável alocar a frequência de cruzamento por zero a uma década abaixo da frequência de comutação ($f_s/10$), de modo que a frequência da comutação seja atenuada pelo controlador. A partir das Figuras 6.9 e 6.10 conclui-se que o modelo representa o conversor até 5 kHz, validando assim as plantas de corrente e tensão.

6.3 Filtro *Sallen-Key* Segunda Ordem Passa Baixa

O filtro *Sallen-Key* passa baixa de segunda ordem, ilustrado na Figura 6.11, é um filtro capaz de atenuar as altas frequências provenientes das comutações e ruídos, sendo esse composto por dois capacitores e duas resistências, cuja frequência de corte é descrita por (6.44). Nesta configuração, o filtro possui ganho unitário e sua função de transferência está expressa por (6.45).

Figura 6.11: Filtro *Sallen-Key* passa baixa com ganho unitário.



Fonte: Autoria Própria.

$$f_{eSK} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_3 \cdot C_4}} \quad (6.44)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = H_{SK}(s) = \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_3 \cdot C_4} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_3} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \cdot s + \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_3 \cdot C_4}} \quad (6.45)$$

Os valores dos componentes utilizados no filtro estão descritos na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Especificações dos componentes do filtro *Sallen-Key*.

R_1	1200 Ω
R_2	1200 Ω
C_3	10 nF
C_4	10 nF

Deste modo, a frequência de corte e a função de transferência são, respectivamente, (6.46) e (6.47).

$$f_{c_{SK}} = 13,263 \text{ kHz} \quad (6.46)$$

$$H_{SK}(s) = \frac{6,944 \cdot 10^9}{s^2 + 1,667 \cdot 10^5 + 6,944 \cdot 10^9} \quad (6.47)$$

6.4 Projeto dos Controladores

O controle das malhas de corrente e tensão foi feito a partir de controladores digitais, onde são feitas amostragens da corrente e tensão com o dobro da frequência de comutação, introduzindo um atraso na malha de controle.

A Equação (6.48) representa o atraso da amostragem e, o projeto completo dos compensadores se encontra no Apêndice E.

$$H_a(s) = e^{-s \cdot \frac{T_s}{2}} \quad (6.48)$$

6.4.1 Projeto do controlador de corrente

O projeto do controlador de corrente foi feito a partir da análise da resposta em frequência, onde é analisada, por meio do diagrama de bode, a função de transferência de laço aberto não compensada ($FTLA_{NCi}(s)$), sendo esta descrita por (6.49). Vale ressaltar que os ganhos do sensor (k_i) e do modulador (k_{PWM}) foram considerados unitários, visto que estes foram compensados no código.

$$FTLA_{NCi}(s) = G_{i_{Lo}}(s) \cdot H_{SK}(s) \cdot H_a(s) \cdot k_i \cdot k_{PWM} \quad (6.49)$$

Com o auxílio do *software* MATLAB, foi possível traçar o diagrama de bode de $FTLA_{NCi}(s)$, conforme Figura (6.12), onde verificou-se que o sistema se torna instável em malha fechada, sendo necessário o projeto de um controlador.

Ao analisar a $FTLA_{NCi}(s)$ verifica-se que não possui nenhum polo na origem, desta forma mesmo que se torne estável, ela ainda possuiria um erro em regime permanente a uma resposta degrau. Desta forma, foi definido o controlador proporcional integral (PI), pois possui um polo na origem, levando ao erro nulo em regime permanente, e ainda permite alocar um zero, sendo este expresso por (6.50).

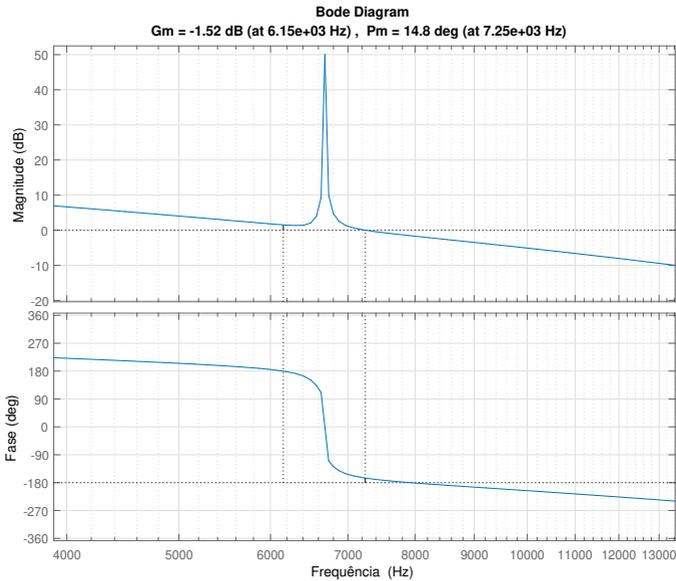
$$G_{Ci}(s) = k_{ci} \cdot \left(\frac{s + \omega_{zi}}{s} \right) \quad (6.50)$$

Para o projeto do controlador foi definida uma frequência de corte capaz de atenuar a frequência do filtro de saída e uma margem de fase, conforme descritos por (6.51) e (6.52), respectivamente.

$$f_{ci} = 180 \text{ Hz} \quad (6.51)$$

$$\Phi_M = 80^\circ \quad (6.52)$$

Figura 6.12: Diagrama de bode da $FTLA_{NCi}(s)$ com auxílio do MATLAB.



Fonte: Autoria Própria.

Por meio destas obtiveram-se os parâmetros k_{ci} e ω_{zi} , apresentados pelas Equações (6.53) e (6.54), respectivamente, necessários para definir o controlador PI, conforme (6.55).

$$k_{ci} = 0,0004996 \quad (6.53)$$

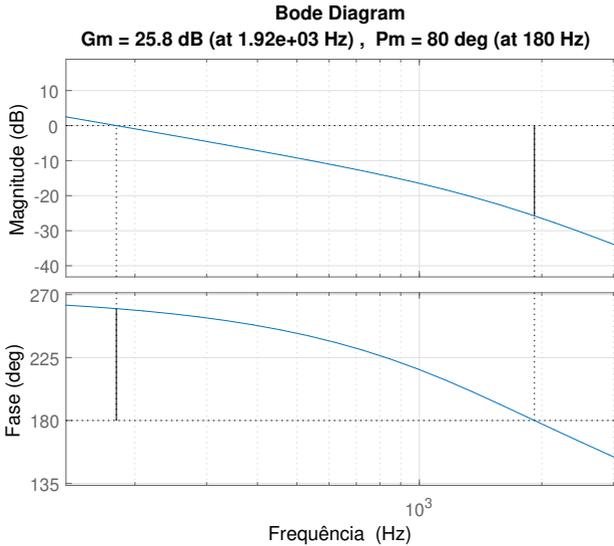
$$\omega_{zi} = 245928,2880096 \quad (6.54)$$

$$G_{Ci}(s) = 0,0004996 \cdot \left(\frac{s + 245928,2880096}{s} \right) \quad (6.55)$$

Para verificar a validade deste compensador, analisa-se o diagrama de bode da função de transferência em laço aberto compensado ($FTLA_{C_i}(s)$), de acordo com a Equação (6.56) e Figura 6.13. Nota-se que a frequência de corte, bem como a margem de ganho foram respeitadas.

$$FTLA_{C_i}(s) = G_{i_{L_o}}(s) \cdot H_{SK}(s) \cdot H_a(s) \cdot k_i \cdot k_{PWM} \cdot G_{C_i}(s) \quad (6.56)$$

Figura 6.13: Diagrama de bode da $FTLA_{C_i}(s)$ com auxílio do MATLAB.



Fonte: Autoria Própria.

O tipo de controlador implementado é digital, sendo assim necessário discretizar (6.55). Para isto, utilizou-se uma transformação bilinear que, durante os períodos de amostragem, preserva a resposta do compensador contínuo, sendo esta conhecida como transformação de Tustin. A seguir serão apresentados o passo a passo para realizar a discretização.

Seja um controlador do tipo PI e a transformação de Tustin expressos por (6.57) e (6.58), respectivamente. Onde $d(s)$ é a razão cíclica e $e(s)$ o erro.

$$PI(s) = \frac{d(s)}{e(s)} = k_c \cdot \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right) \quad (6.57)$$

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (6.58)$$

A substituição de (6.58) em (6.57) resulta em (6.59).

$$\frac{d(z)}{e(z)} = k_c \cdot \left(\frac{2(z-1) + \omega_z \cdot (z+1) \cdot T_a}{2(z-1)} \right) \quad (6.59)$$

Multiplicando ambos os termos de (6.59) por $e(z) \cdot (z-1)$, obtêm-se (6.60).

$$d(z) \cdot (z-1) = e(z) \cdot k_c \cdot (z-1) + \frac{e(z)}{2} \cdot k_c \cdot \omega_z \cdot (z+1) \cdot T_a \quad (6.60)$$

A simplificação de (6.60) resulta em (6.61).

$$d(z) \cdot (1-z^{-1}) = e(z) \cdot k_c \cdot (1-z^{-1}) + \frac{e(z)}{2} \cdot k_c \cdot \omega_z \cdot T_a \cdot (1+z^{-1}) \quad (6.61)$$

Para a implementação do compensador no código do DSP, deve-se converter a Equação (6.61) para o tempo discreto, resultando em (6.62).

$$d(k) = e(k) \cdot k_c \cdot \left(1 + \frac{\omega_z \cdot T_a}{2} \right) + e(k-1) \cdot k_c \cdot \left(\frac{\omega_z \cdot T_a}{2} - 1 \right) + d(k-1) \quad (6.62)$$

A substituição dos valores encontrados em (6.53) e (6.54) na Equação (6.62) resulta em (6.63), sendo esta implementada no algoritmo do DSP.

$$d(k) = 0,001267511 \cdot e(k) + 0,000268311 \cdot e(k-1) + d(k-1) \quad (6.63)$$

6.4.2 Projeto do controlador de tensão

O controlador de tensão também foi projetado a partir da análise da resposta em frequência por meio do diagrama de bode. A função de transferência de laço aberto não compensada ($FTLA_{NCv}(s)$) está descrita em (6.64), onde os ganhos referentes ao sensor de tensão (k_v) e do modulador (k_{PWM}) foram considerados unitários, uma vez que foram compensados no código do DSP.

$$FTLA_{NCv}(s) = G_{V_o}(s) \cdot H_{SK}(s) \cdot H_a(s) \cdot k_v \cdot k_{PWM} \quad (6.64)$$

O diagrama de bode de $FTLA_{NCv}(s)$ está mostrado na Figura 6.14, a partir deste, conclui-se que o sistema em malha fechada é instável. Como $FTLA_{NCv}(s)$ não apresenta nenhum polo na origem, faz-se

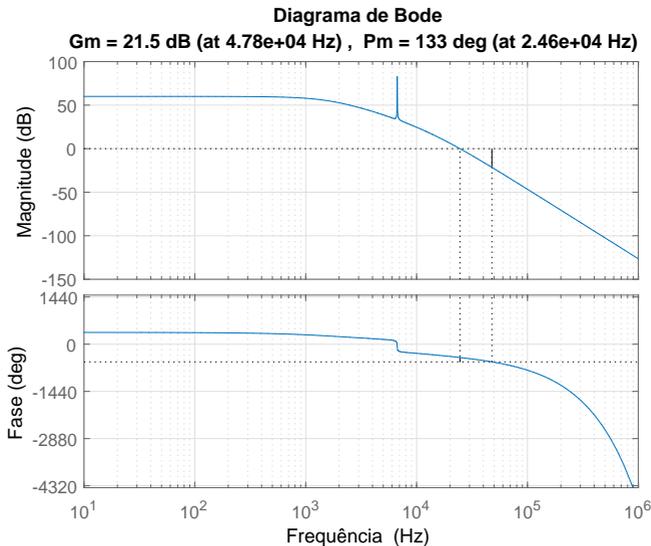
necessário um controlador capaz de zerar o erro em regime permanente a uma resposta degrau. Desta forma, também foi projetado um compensador PI.

Para o projeto do controlador foi definida uma frequência de corte igual a (6.65) e uma margem de fase (6.66).

$$f_{ci} = 180 \text{ Hz} \quad (6.65)$$

$$\Phi_M = 80^\circ \quad (6.66)$$

Figura 6.14: Diagrama de bode da $FTLA_{NCv}(s)$ com auxílio do MATLAB.



Com isto, foi possível calcular os valores de k_{cv} e ω_{zv} , sendo estes descritos pelas expressões (6.67) e (6.68), respectivamente. A partir destas, definiu-se o controlador (6.69).

$$k_{cv} = 0,0000661 \quad (6.67)$$

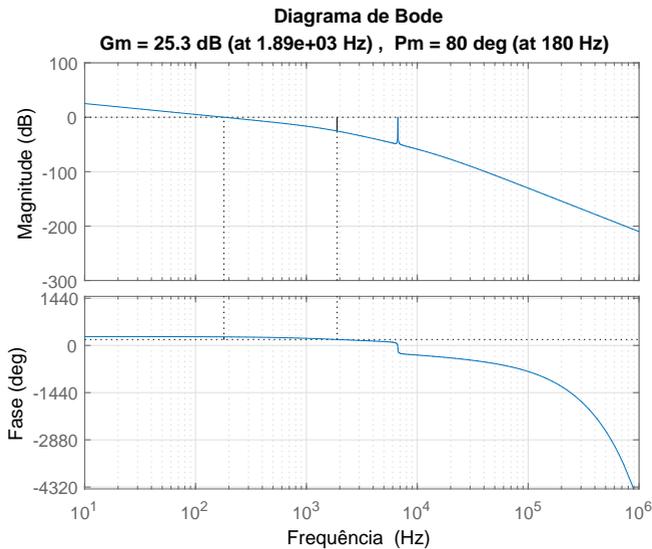
$$\omega_{zv} = 17216,8781873 \quad (6.68)$$

$$G_{Cv}(s) = 0,0000661 \cdot \left(\frac{s + 17216,8781873}{s} \right) \quad (6.69)$$

Para verificar a validade deste compensador, foi analisada a função de transferência em laço aberto compensado ($F T L A_{C v}(s)$), conforme Equação (6.70), por intermédio do diagrama de bode, mostrado na Figura 6.15. Nota-se que a frequência de corte, bem como a margem de ganho foram respeitadas.

$$F T L A_{C v}(s) = G_{V o}(s) \cdot H_{S K}(s) \cdot H_a(s) \cdot k_v \cdot k_{P W M} \cdot G_{C v}(s) \quad (6.70)$$

Figura 6.15: Diagrama de bode da $F T L A_{C v}(s)$ com auxílio do MATLAB.



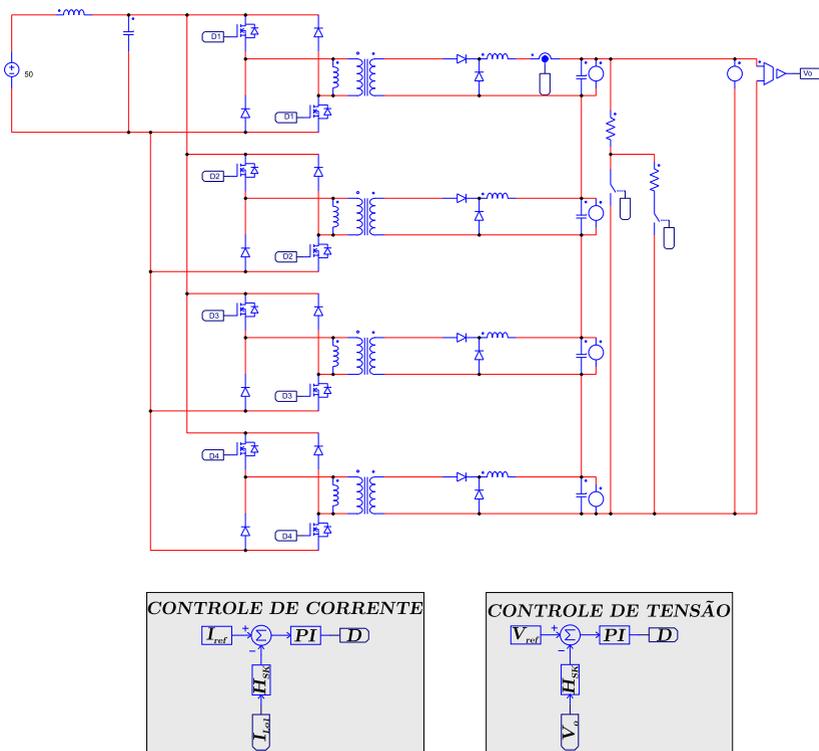
O processo de discretização é o mesmo apresentado em (6.62). Desta forma, calculou-se o controlador no tempo discreto, resultando em (6.71).

$$d(k) = 0,000073213 \cdot e(k) - 0,000058987 \cdot e(k-1) + d(k-1) \quad (6.71)$$

6.5 Simulação das Malhas de Controle

A simulação das malhas de controle tem como objetivo a validação do projeto dos controladores a partir da análise da dinâmica do conversor. Para simular o conversor, utilizou-se o *software* PSIM, onde foram montados dois conversores idênticos de modo que um seja acionado por um controlador contínuo, mostrado pela Figura 6.16, e o outro por um compensador discreto, ilustrado na Figura 6.17. Para a simulação, foi utilizado o passo de cálculo de $1 \cdot 10^{-7}$ s e o conversor proposto com as mesmas características da Tabela 6.1.

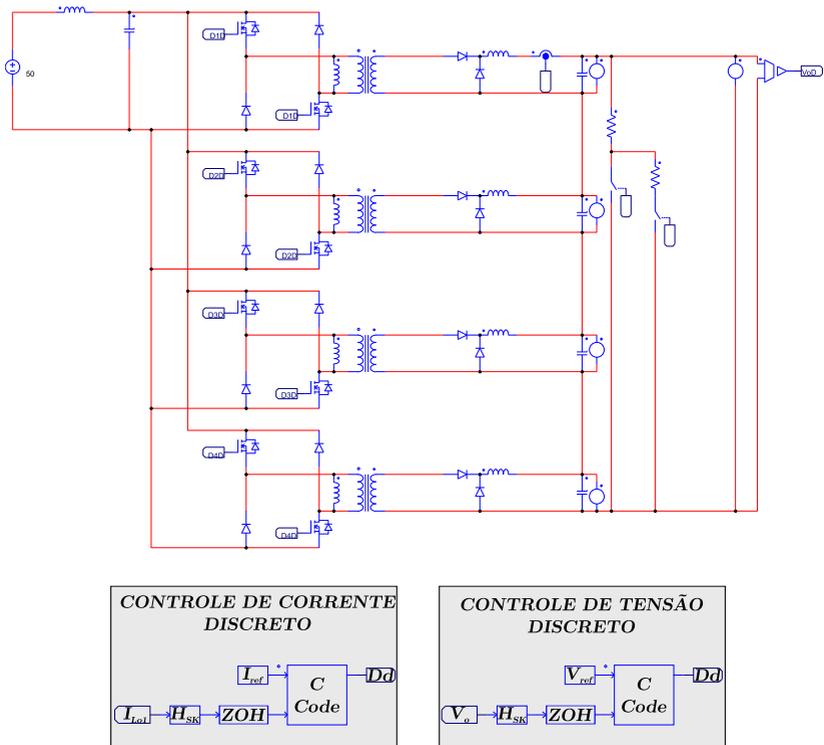
Figura 6.16: Conversor proposto simulado no PSIM com controlador PI contínuo.



Fonte: Autoria Própria.

Para a análise da resposta do compensador de corrente, definiu-se uma referência de corrente igual a 3,333 A e o conversor foi submetido

Figura 6.17: Conversor proposto simulado no PSIM com controlador PI discreto.



Fonte: Autoria Própria.

a um degrau de carga, onde reduziu-se a resistência para 50% do seu valor nominal e, em seguida, aumentado para seu valor anterior. Vale ressaltar que, caso aumentasse a resistência R_o e mantivesse a mesma referência de corrente de saída, a tensão V_o aumentaria, podendo exceder os limites operacionais dos componentes e danificá-los.

Para a resposta do compensador de tensão a um degrau, foi definido uma referência de 360 V, proveniente da soma das tensões de saída de 4 módulos conectados em série na potência nominal. Durante este procedimento, a carga R_o foi duplicada, reduzindo assim a corrente de saída, e, em seguida, reduzida para seu valor nominal.

As Tabelas 6.4 e 6.5 apresentam as etapas dos degraus aplicados referentes aos controles de corrente e de tensão, respectivamente.

Tabela 6.4: Etapas do controle de corrente de saída para uma referência de 3,3333 A.

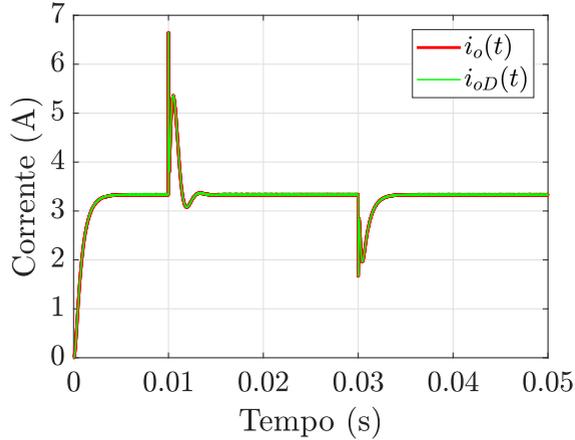
Etapa	Carga	Corrente	Tensão
1	108 Ω	3,3333 A	360 V
2	54 Ω	3,3333 A	180 V
3	108 Ω	3,3333 A	360 V

Tabela 6.5: Etapas do controle da tensão de saída para uma referência de 360 V.

Etapa	Carga	Corrente	Tensão
1	108 Ω	3,3333 A	360 V
2	216 Ω	1,6667 A	360 V
3	108 Ω	3,3333 A	360 V

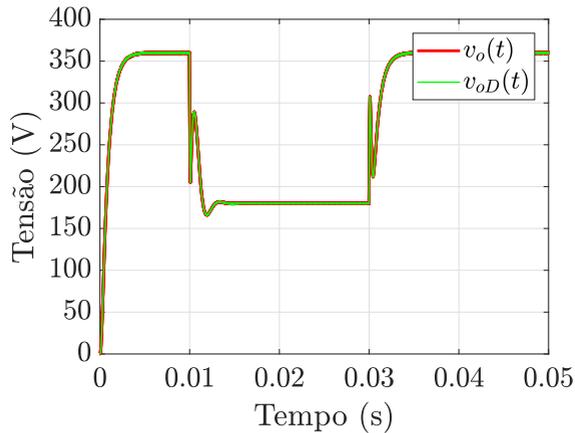
O comportamento da corrente de saída para degraus de carga está ilustrado na Figura 6.18, cujas curvas vermelha e verde representam, respectivamente, as respostas da corrente para um compensador contínuo e um controlador discreto. Nota-se que ao reduzir a resistência pela metade, a corrente aumenta momentaneamente, todavia o controle entra em ação retornando a mesma para sua referência e, quando a carga volta para a potência nominal, a corrente apresenta uma queda sendo esta compensada para sua referência. Vale ressaltar que o tempo de acomodação é de aproximadamente 4,5 ms. A resposta da tensão de saída para o controle de corrente está ilustrada na Figura 6.19.

Figura 6.18: Ação do controlador da corrente de saída para degraus de carga.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 6.19: Dinâmica da tensão de saída durante o controle da corrente de saída para degraus de carga.

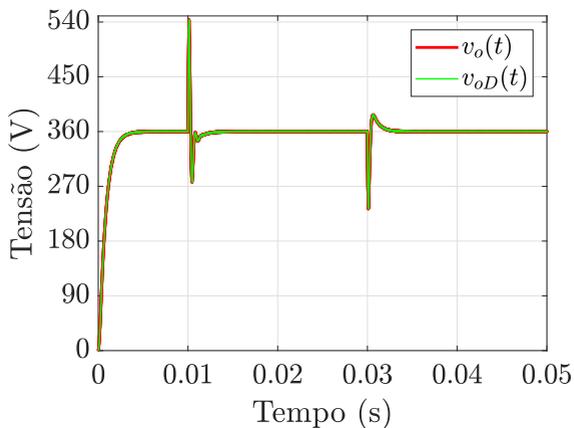


Fonte: Autoria Própria.

A Figura 6.20 ilustra a atuação do compensador de tensão para degraus de carga conforme Tabela 6.5. Em um primeiro momento a carga é aumentada para 216Ω , observa-se que a tensão de saída cresce repentinamente, todavia o controlador de tensão entra em ação, re-

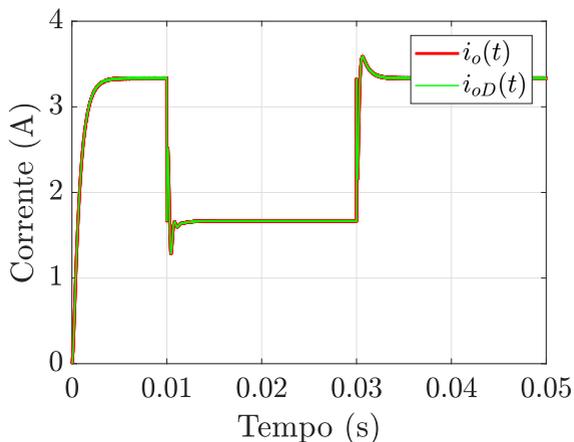
tornando esta a seu valor de referência. Em seguida, a resistência é reduzida para o seu valor na potência nominal, onde é possível observar um sobressinal e um tempo de acomodação de aproximadamente 2 ms. A Figura 6.21 mostra a dinâmica da corrente para o controlador de tensão.

Figura 6.20: Ação do compensador da tensão de saída para degraus de carga.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 6.21: Dinâmica da corrente de saída durante a ação do controlador da tensão de saída para degraus de carga.



Fonte: Autoria Própria.

6.5.1 Simulação das baterias com compensador de tensão e corrente

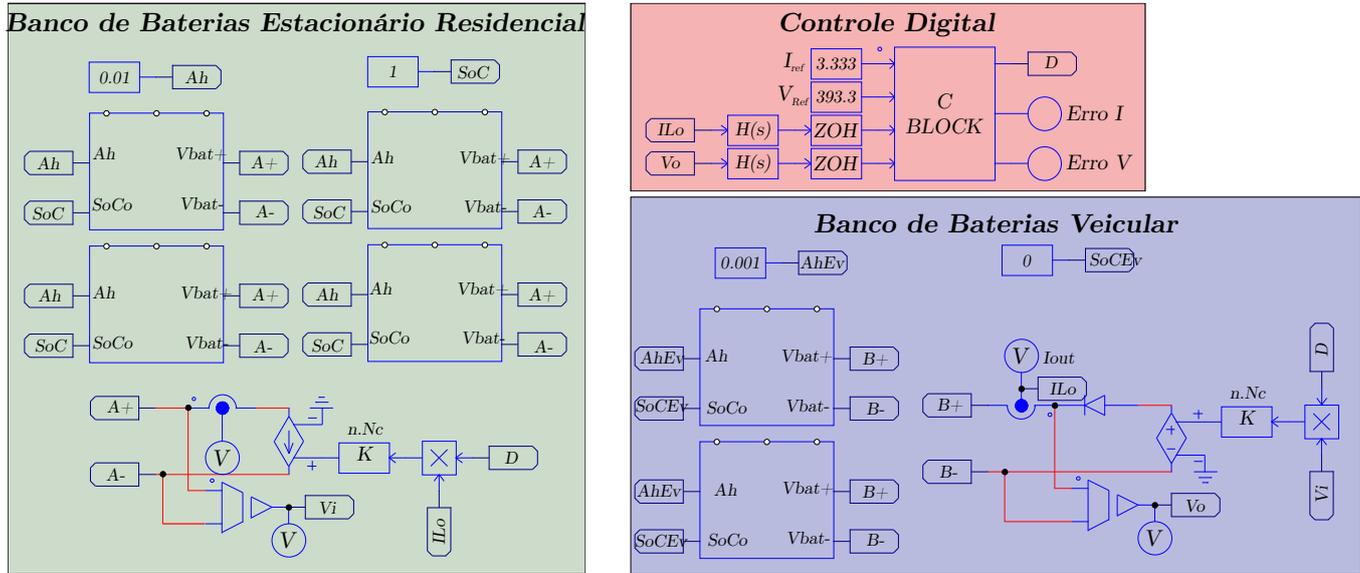
Nesta subsecção são implementados os controladores digitais de tensão e corrente, projetados neste capítulo, com a finalidade de realisar a transferência da energia proveniente de um banco de baterias estacionário residencial para um banco de baterias veicular.

Para a simulação do carregamento das baterias com as malhas de controle de tensão e corrente, considerou-se o modelo da bateria apresentado por [28]. Foram configuradas duas *strings* com noventa e seis células em série para representar o banco de baterias do veículo elétrico, cuja tensão nominal é de 355,2 V e quatro *strings* com dezesseis células referente ao banco de baterias estacionário residencial, com tensão nominal de 59,2 V.

Para a otimização do tempo de simulação, os bancos de bateria residencial e veicular foram configurados com 2,368 Wh e 0,7104 Wh, respectivamente, uma vez que a frequência de amostragem foi igual a 80 kHz, sendo necessário um passo de cálculo de no mínimo $6.25 \cdot 10^{-6}$ s.

A Figura 6.22 apresenta a simulação elaborada no *software* PSIM. O banco de baterias estacionário residencial encontra-se na área verde, onde é possível notar quatro blocos representando as suas *strings*. A fonte de corrente controlada reproduz a corrente drenada pelo conversor *Buck* equivalente, cujo valor é dado por $i_{Lo}(t) \cdot n \cdot N_c \cdot d(t)$. O banco de baterias veicular está disposto dentro da área azul, na qual os dois blocos representam as duas *strings* e a fonte de tensão regulada representa a tensão média de saída do conversor, cujo valor é dado por $v_i(t) \cdot n \cdot N_c \cdot d(t)$. Os controladores digitais de corrente e tensão estão programados no interior do *C Block*, cujos valores de referência da corrente e da tensão são 3,333 A e 393,3 V, respectivamente.

Figura 6.22: Simulação do controle digital da tensão e corrente.



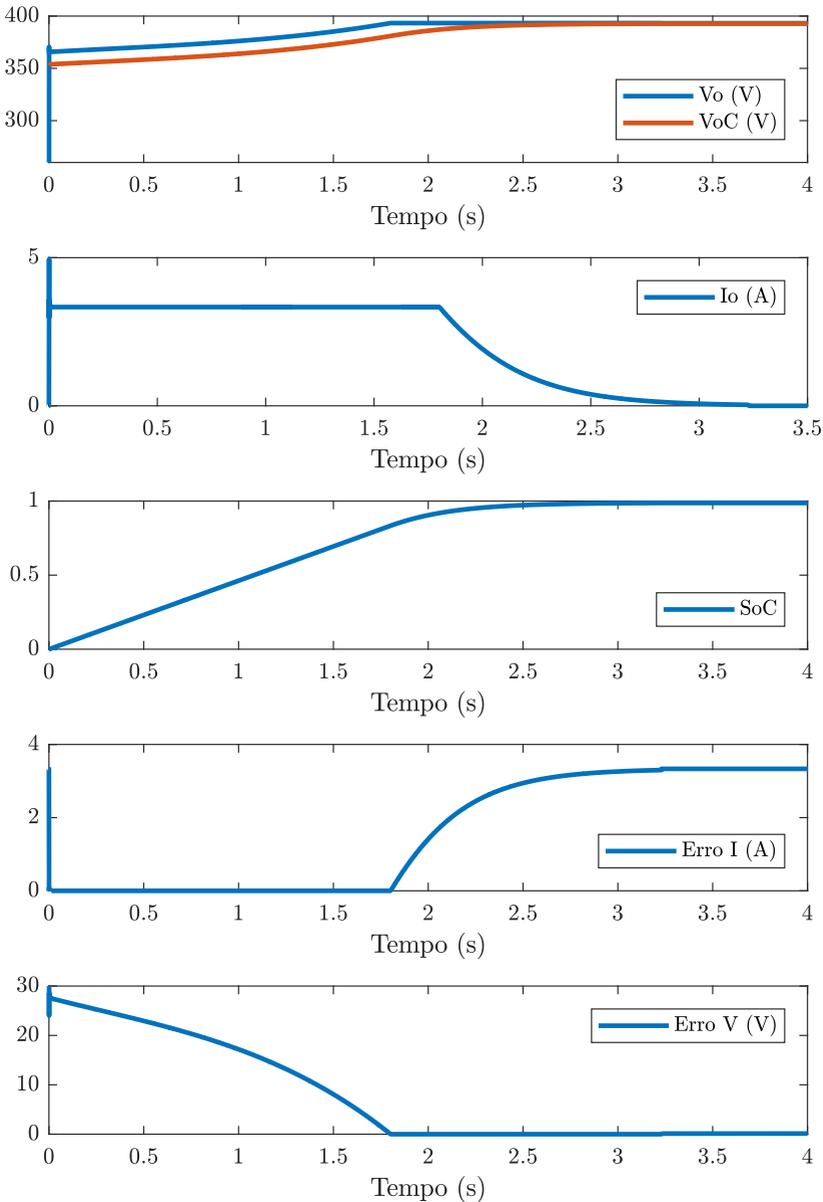
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 6.23 ilustra as formas de onda da bateria veicular, onde é possível notar que ao iniciar o carregamento, a tensão nos terminais da bateria V_o apresenta uma diferença de tensão em relação a sua tensão de circuito aberto V_{oC} , causada pela resistência interna da bateria.

Inicialmente, o controle de corrente faz com que o valor de I_o seja mantido em 3,333 A até que a tensão nos terminais da bateria veicular atinja 393,3 V, quando o tempo for de aproximadamente 1,8 segundos. Após este tempo, o controlador da tensão mantém V_o igual ao valor de referência até que o valor da corrente I_o atinja 0,03A, sendo este valor igual a 1% da sua referência. O estado de carga SoC da bateria veicular apresenta uma taxa de carregamento maior na etapa da corrente constante (CC), e não quando a tensão é constante (CV), fato observado a partir da inclinação do SoC durante estas etapas. Ao término do carregamento, o erro da tensão se encontra praticamente nulo e o erro da corrente com um valor igual a 3,333 A.

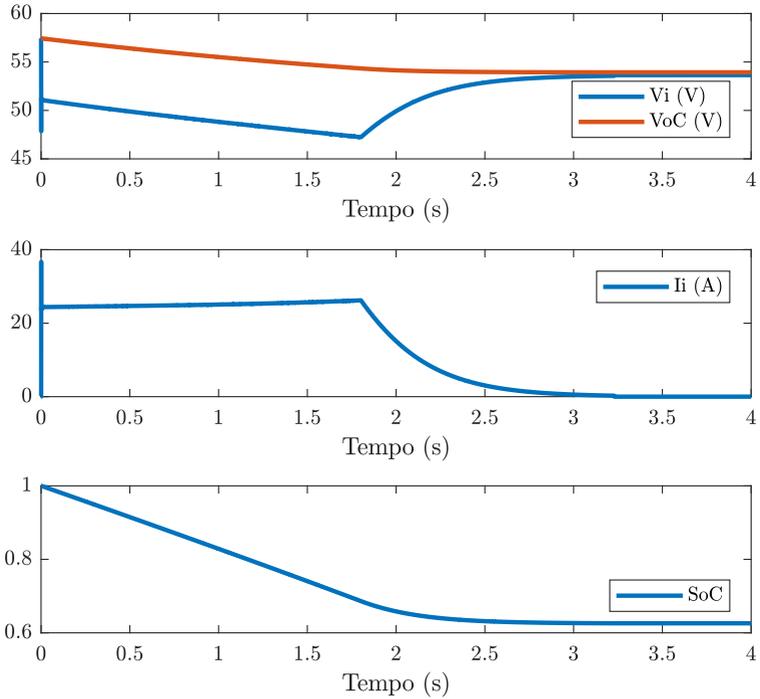
A Figura 6.24 mostra o comportamento da bateria estacionária residencial. Ao iniciar o carregamento do veículo elétrico, a tensão nos seus terminais é inferior a sua tensão V_{oC} , devido a queda de tensão gerada por suas resistências intrínsecas. A medida em que a tensão no terminal das baterias decai, a corrente drenada da bateria aumenta, respeitando a relação de $P_i = P_o$, e ao final do carregamento, a bateria se encontra com um estado de carga de aproximadamente 60%.

Figura 6.23: Formas de onda da bateria veicular.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 6.24: Formas de onda da bateria estacionária residencial.



Fonte: Autoria Própria.

6.6 Considerações Finais

Neste capítulo, foi realizado o projeto dos compensadores de corrente e tensão. Para isso foi necessário reduzir o conversor proposto na configuração IPOS para um conversor *Buck* equivalente, visto que suas dinâmicas são similares.

A estratégia de controle utilizada possibilitou o controle das malhas de corrente e tensão de modo independente. Para projetar os controladores, consideraram-se as plantas do filtro *Sallen-Key* de segunda ordem, bem como o atraso provocado pelo processo de amostragem. Os compensadores obtidos foram discretizados e implementados no DSP.

Por fim, simulou-se o carregamento de uma bateria veicular a partir de um banco de baterias estacionário residencial, sendo implementado os controladores digitais de tensão e corrente, cujos resultados foram satisfatórios.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

Neste capítulo são validados, experimentalmente, os conceitos desenvolvidos ao longo deste trabalho. Para isto, foram confeccionados os módulos *Forward* duas chaves, bem como alguns dos componentes essenciais para o condicionamento do sinal.

Utiliza-se o diagrama de blocos para facilitar a compreensão dos experimentos realizados. Estes são divididos em duas etapas, um para o controle da corrente e outro para o controle da tensão. Dado que foram utilizadas cargas resistivas cujos valores eram modificados manualmente por meio do acionamento de disjuntores.

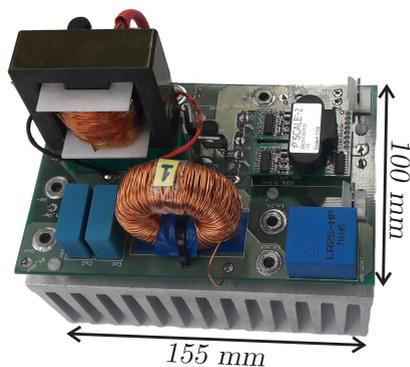
Neste âmbito, são obtidas, apresentadas e descritas as formas de onda para um módulo e para o conversor proposto, onde são validados, experimentalmente, os controladores digitais de corrente e tensão.

Por fim, são mostrados os rendimentos de um dos módulos *Forward* duas chaves e do conversor proposto.

7.1 Protótipo

Para a validação dos conceitos apresentados neste trabalho, foram confeccionados os módulos *Forward* duas chaves, conforme ilustrado na Figura 7.1. Vale ressaltar que apenas um dos módulos possui o sensor de corrente, porque os valores das correntes médias dos indutores de saída dos módulos são os mesmos. O esquemático do circuito elétrico e o modelo da sua placa de circuito impresso se encontram no Apêndice F.

Figura 7.1: Módulo *Forward* duas chaves.



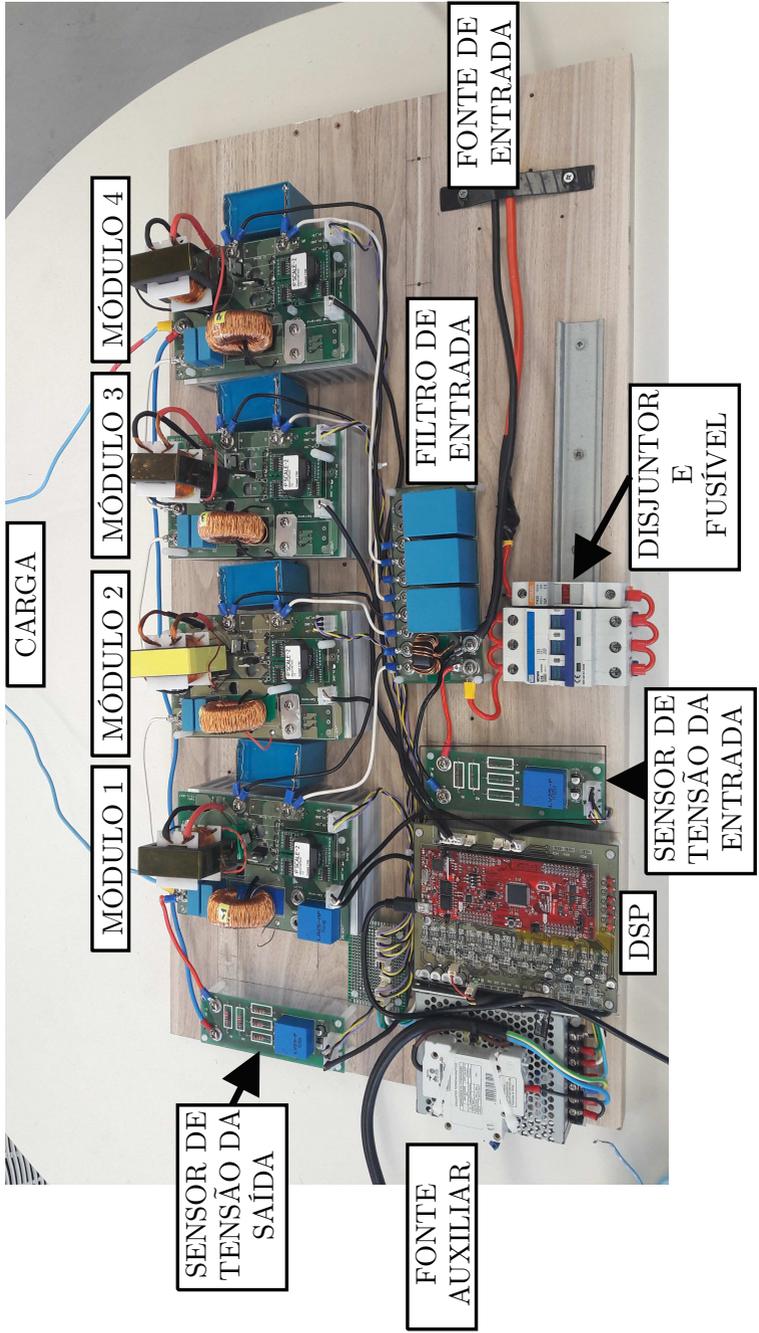
Fonte: Autoria Própria.

O protótipo do conversor proposto está mostrado na Figura 7.2, onde é possível notar que apenas 4 módulos foram utilizados durante os ensaios, devido a limitação da corrente máxima suportada pela fonte de alimentação. Como estes conversores *Forward* duas chaves estão conectados em série nas suas saídas, foi utilizado apenas um sensor de tensão no barramento de saída do conversor proposto.

Para reforçar a segurança durante a realização do experimento, foram utilizados disjuntores e fusíveis para desconectar o conversor da fonte de entrada caso ocorra algum evento indesejado, como um curto circuito.

A Tabela 7.1 descreve os parâmetros globais do conversor proposto, bem como as características de cada módulo.

Figura 7.2: Associação de conversores *Forward* duas chaves na configuração IPOOS.



Fonte: Autoria Própria.

Tabela 7.1: Configuração do conversor durante a parte experimental.

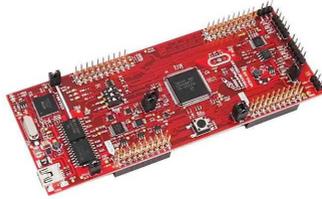
Conversor proposto	
Potência nominal (P_o)	1200 W
Tensão de entrada (V_i)	50 V
Tensão de saída (V_o)	360 V
Capacitor do filtro entrada (C_i)	285 μ F
Indutor do filtro de entrada (L_i)	2 μ H
Número de conversores (N_c)	4

Módulo <i>Forward</i> duas chaves	
Potência nominal (P_{oN_c})	300 W
Tensão de entrada (V_{iN_c})	50 V
Tensão de saída (V_{oN_c})	90 V
Frequência de comutação (f_s)	40 kHz
Relação de transformação (n)	5

A estratégia de controle implementada é do tipo digital, por este motivo utilizou-se um DSP da Texas Instruments do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M, mostrado na Figura 7.3. Este processador digital possui 12 saídas PWM (*Pulse Width Modulation*), onde foram utilizadas apenas quatro destas para a comutação dos interruptores. Também possui uma isolação entre o computador, sendo este responsável pela interface homem máquina (IHM), e as suas saídas. As suas principais características estão descritas na Tabela 7.2.

Para a leitura da corrente no indutor L_{o1} foi selecionado o sensor da LEM do modelo LA 25-NP, ilustrado na Figura 7.4. Este possui isolação galvânica entre o circuito do primário e do secundário, sua saída é em corrente e possui uma precisão de 0,5%. Vale ressaltar que a resolução utilizada foi de 5:1000 e seus dados técnicos estão descritos na Tabela 7.3.

Figura 7.3: Processador digital de sinais LAUNCHXL-F28069M.



Fonte: <https://www.digikey.com>

Tabela 7.2: Características do DSP LAUNCHXL-F28069M.

Fabricante	Texas Instruments
Modelo	TMS320F28069M
Tensão analógica	0 - 3,3 V
Frequência	90 MHz
Resolução ADC	12 bits

Figura 7.4: Sensor de corrente LA 25-NP.



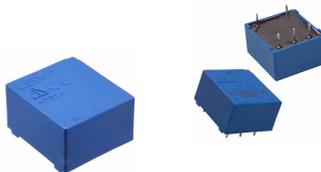
Fonte: <https://www.digikey.com>

Tabela 7.3: Características do sensor de corrente LA 25-NP.

Fabricante	LEM
Modelo	LA 25-NP
Tensão de alimentação	± 15 V
Corrente nominal no primário	25 A
Corrente nominal no secundário	25 mA
Precisão	$\pm 0,5\%$

O sensor LV 25-P da fabricante LEM, ilustrado na Figura 7.5, foi utilizado para a leitura da tensão de saída. Este possui uma precisão de 0,9% e uma saída em corrente. Suas características estão descritas na Tabela 7.4.

Figura 7.5: Sensor de tensão LV 25-P.



Fonte: <https://www.digikey.com>

Tabela 7.4: Características do sensor de tensão LV 25-P.

Fabricante	LEM
Modelo	LV 25-P
Tensão de alimentação	± 15 V
Máxima tensão de leitura	500 V
Corrente nominal no primário	10 mA
Corrente nominal no secundário	25 mA
Precisão	$\pm 0,9\%$

7.2 Equipamentos de bancada

Para a realização dos experimentos, foi necessária a montagem de uma bancada de testes, onde foram utilizados: uma fonte de alimentação de 60 V e 30 A da CTRLTECH do modelo CCSY 60-30BA3A para suprir a demanda energética do conversor proposto, sendo esta conectada na entrada e ilustrada pela Figura 7.6; um osciloscópio Tektronix modelo MDO3014, mostrado na Figura 7.7, para as medições e obtenção das formas de onda; um analisador de potência Tektronix modelo PA4000 para a obtenção das curvas de rendimento, conforme Figura 7.8.

Figura 7.6: Fonte de alimentação CCSY 60-30BA3A.



Fonte: <http://www.ctrltech.com.br>

Figura 7.7: Osciloscópio MDO3014.



Fonte: <https://www.tek.com>

Figura 7.8: Analisador de potência PA4000.



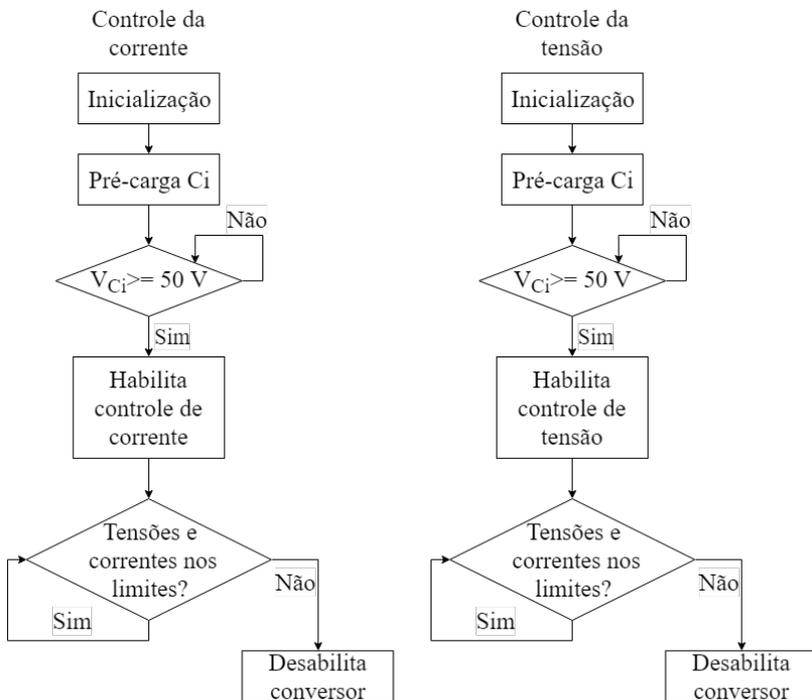
Fonte: <https://www.tek.com>

7.3 Procedimentos durante o experimento

Os procedimentos para a realização do experimento foram divididos em duas partes, uma para o controle da corrente e outra para o controle da tensão, sendo estas representadas pelos diagramas de blocos conforme a Figura 7.9.

A princípio, inicializa-se o conversor, onde é ligada a fonte auxiliar e feita a ativação do DSP. Em seguida, ocorre a pré-carga dos capacitores de entrada por meio de uma resistência em paralelo com os disjuntores. Quando a tensão sobre C_i atingir 50 V, inicializa-se o controle da corrente ou da tensão. Caso o conversor esteja operando fora de seus limites operacionais, retiram-se os pulsos de comandos dos interruptores, desabilitando o conversor, caso contrário, este continuará funcionando até ser desligado manualmente.

Figura 7.9: Diagramas de blocos da corrente e da tensão.



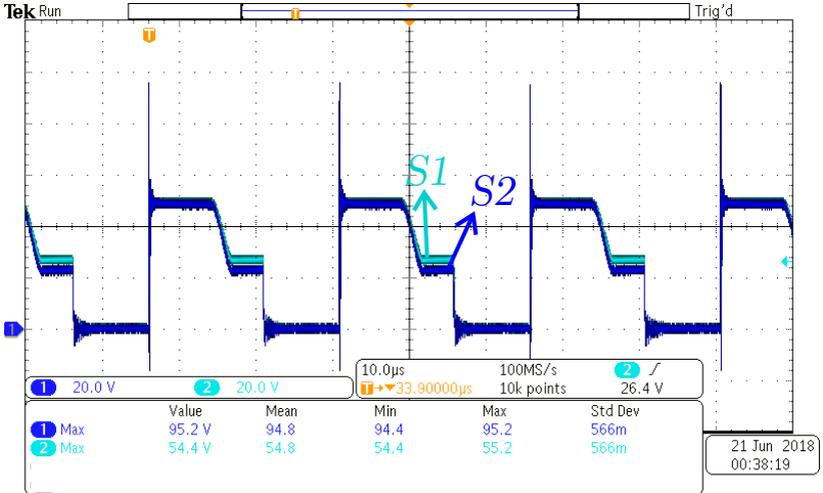
Fonte: Autoria Própria.

7.3.1 Formas de onda de um módulo do conversor *Forward* duas chaves

Nesta subsecção são mostradas e descritas as formas de onda do módulo de número 1, sendo estas obtidas durante a parte experimental do projeto.

A Figura 7.10 ilustra a dinâmica das tensões nos interruptores S_1 e S_2 do módulo 1. Similarmente ao apresentado em 4.9(h), durante a etapa de condução, a tensão sobre estes é praticamente nula e, em seu bloqueio, na etapa de desmagnetização, a tensão é de 50 V. Após a desmagnetização do transformador, os interruptores ficam submetidos a $V_i/2$, o que não ocorre devido as diferenças paramétricas entre cada semiconductor. Apesar do MOSFET S_2 apresentar uma sobretensão com valor de 95,2 V, este suporta até 150 V.

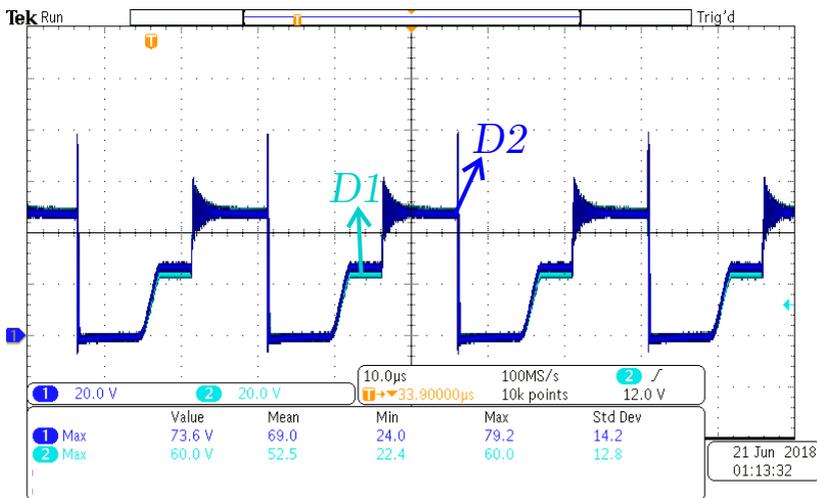
Figura 7.10: Tensão nas chaves S_1 e S_2 . Escalas - Tensão: 20 V/div; Tempo: 10 μ s/div.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 7.11 mostra o comportamento das tensões sobre os diodos D_1 e D_2 .

Figura 7.11: Tensão nos diodos D_1 e D_2 . Escalas - Tensão: 20 V/div; Tempo: 10 μ s/div.



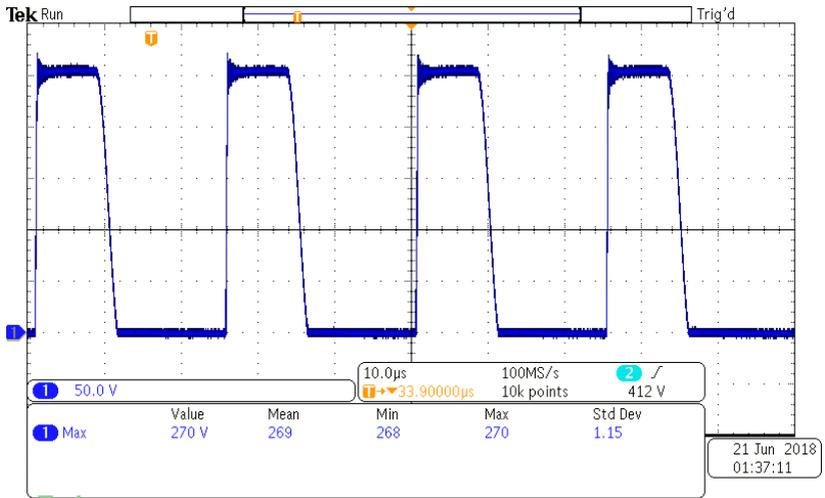
Fonte: Autoria Própria.

Vale ressaltar que o terminal positivo das ponteiros foi colocado no catodo dos diodos e seu terminal negativo nos anodos dos mesmos. Similarmente ao apresentado em 4.9(j), durante a etapa de condução das chaves, os diodos ficam submetidos a uma tensão equivalente a V_i . Na etapa de desmagnetização, a tensão sobre estes equivale a zero e, também é possível notar uma sobretensão sobre o diodo D_2 com valor de 73,6 V, dentro dos limites operacionais do diodo escolhido. Após seu bloqueio, os diodos ficam submetidos a uma tensão equivalente a $V_i/2$ e, novamente, devido a variações paramétricas dos semicondutores, as tensões entre estes apresentam uma pequena diferença.

A Figura 7.12 ilustra a forma de onda da tensão no diodo D_3 , similarmente ao apresentado em 4.9(l), cuja tensão equivale a zero durante sua etapa de condução e, $V_i.n$ ou 250 V em seu bloqueio. Nota-se que a tensão máxima sobre este equivale a 270 V, estando dentro do limite de 600 V do diodo.

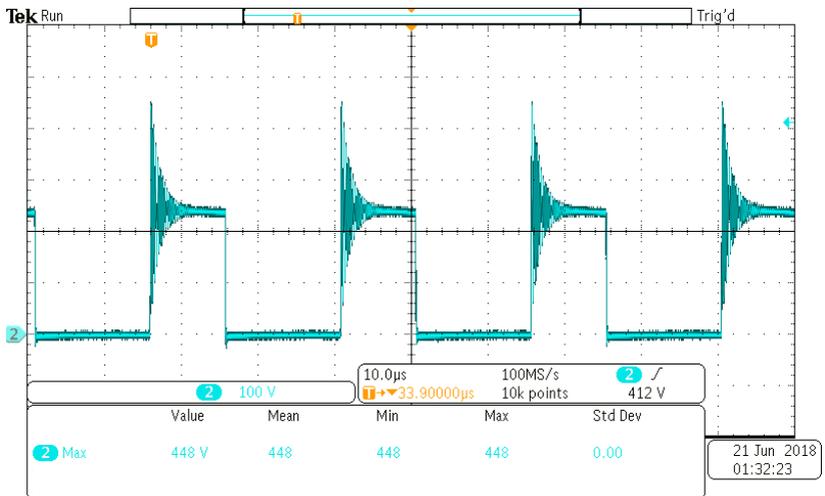
A Figura 7.13 mostra a tensão no diodo D_4 . Do mesmo modo que apresentado por 4.9(n), em seu bloqueio a tensão nominal é de 250 V. Todavia aparece sobre este uma ressonância proveniente de indutâncias parasitas do circuito, levando a uma tensão com um valor máximo de 448 V.

Figura 7.12: Tensão no diodo D_3 . Escalas - Tensão: 50 V/div; Tempo: 10 μ s/div.



Fonte: Autoria Própria.

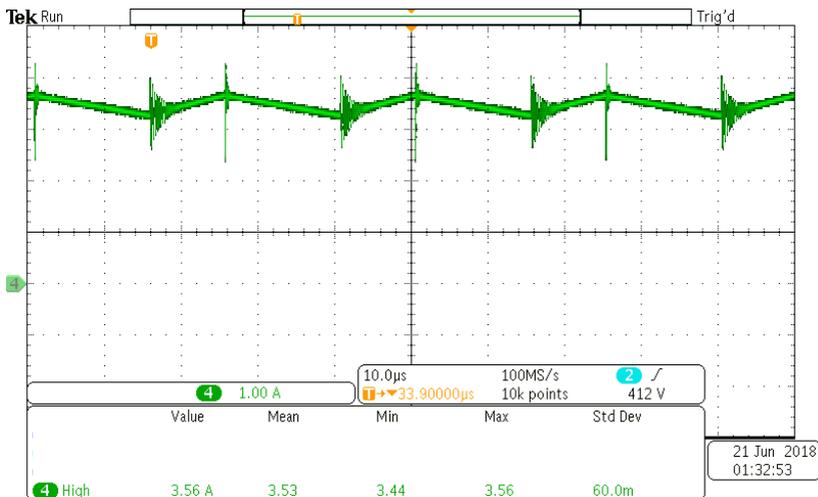
Figura 7.13: Tensão no diodo D_4 . Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 10 μ s/div.



Fonte: Autoria Própria.

A corrente no indutor de saída L_o está ilustrada na Figura 7.14.

Figura 7.14: Corrente no indutor de saída L_o . Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 10 μ s/div.



Fonte: Autoria Própria.

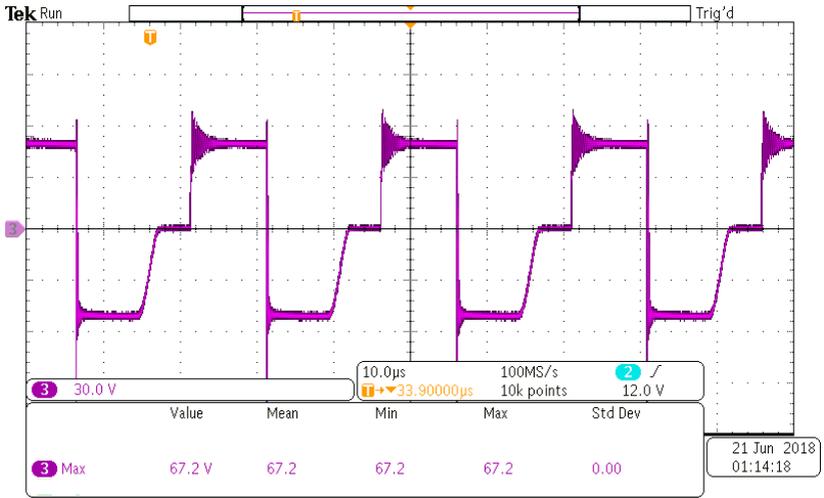
Similarmente ao apresentado por 4.9(c), esta cresce linearmente durante a etapa de condução dos interruptores e decresce linearmente durante o bloqueio dos mesmos, sendo seu valor médio de 3,3 A.

A Figura 7.15 apresenta o comportamento da tensão no enrolamento primário do transformador, do mesmo modo que 4.9(d). Durante a condução dos interruptores, este está submetido a uma tensão de 50 V e, na etapa de desmagnetização fica submetido a -50 V.

A Figura 7.16 ilustra a corrente que circula pelo enrolamento primário do transformador, cujos valores médio e eficaz são 7,31 A e 11,4 A, respectivamente. Nota-se que, similarmente ao apresentado em 4.9(e), a corrente, durante a etapa de condução dos interruptores, cresce linearmente, atingindo 19,2 A ao final deste período. Na etapa seguinte, circula por ele uma corrente referente a desmagnetização do transformador.

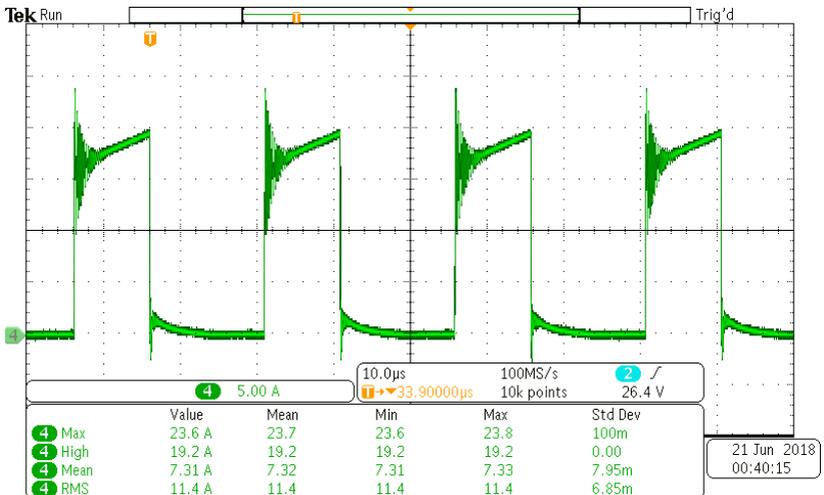
A Figura 7.17 apresenta a tensão no enrolamento secundário do transformador, cuja máxima tensão de 444 V ocorre no bloqueio dos interruptores e se estabiliza em 250 V. Na etapa seguinte, este fica submetido a uma tensão inversa, proveniente da desmagnetização do transformador multiplicado pela relação de transformação (n).

Figura 7.15: Tensão no primário do transformador V_{Pr} . Escalas - Tensão: 30 V/div; Tempo: 10 μ s/div.



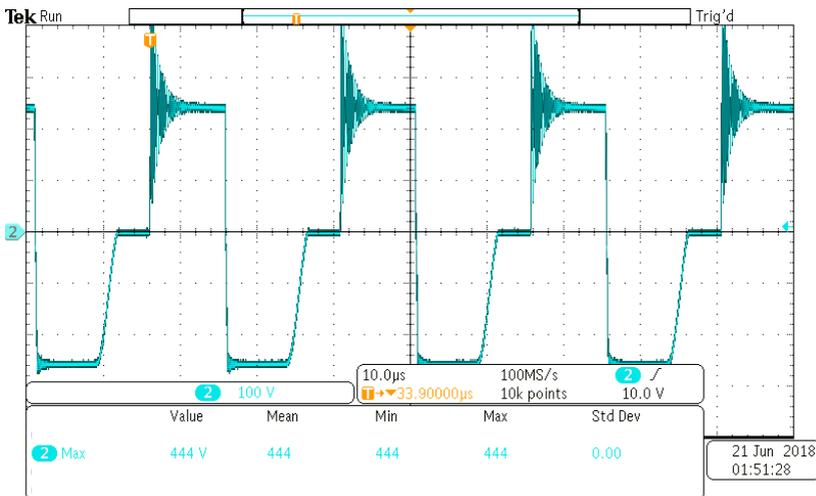
Fonte: Autoria Própria.

Figura 7.16: Corrente no primário do transformador I_{Pr} . Escalas - Corrente: 5 A/div; Tempo: 10 μ s/div.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 7.17: Tensão no secundário do transformador V_{Sec} . Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 10 μ s/div.



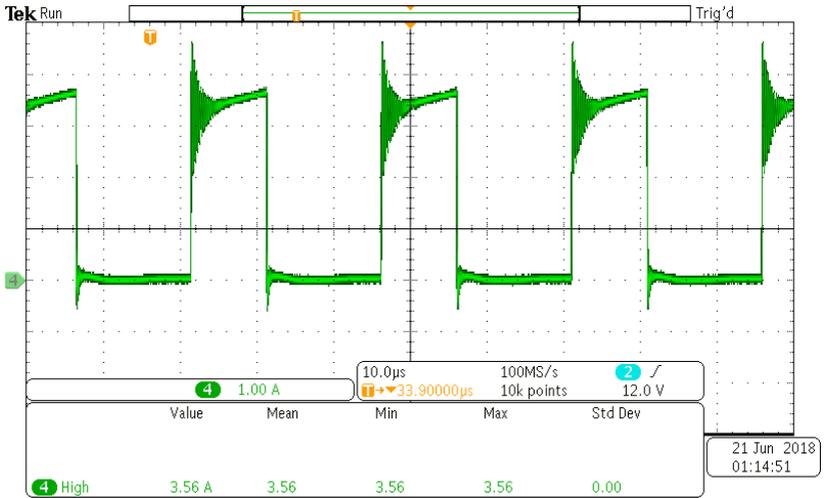
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 7.18 ilustra a corrente que circula no secundário do transformador, sendo esta a mesma que circula pelo diodo D_3 e, seu valor ao final da condução é de 3,56 A.

A Figura 7.19 mostra a tensão de entrada no módulo, cujo valor médio é de 50,1 V. Também é possível notar a presença de ressonâncias provenientes das indutâncias parasitas.

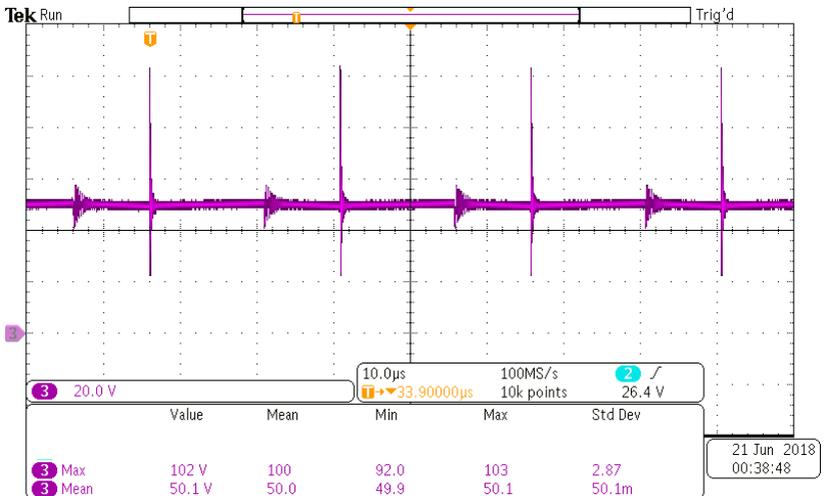
A Figura 7.20 representa a tensão de saída disponibilizada para a carga, cujo comportamento permanece praticamente constante. Observa-se que o seu valor máximo é de 95 V, visto que a carga conectada estava um pouco acima do projetado, porém não interfere na validação do conversor.

Figura 7.18: Corrente no secundário do transformador I_{Sec} . Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 10 μ s/div.



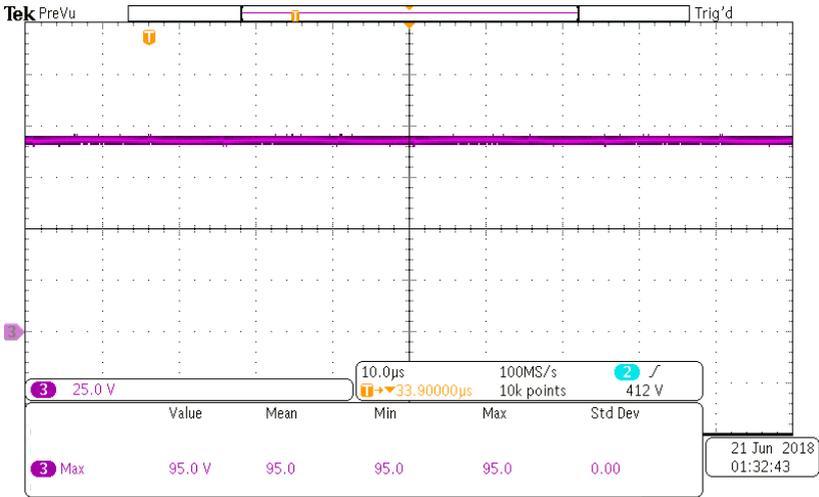
Fonte: Autoria Própria.

Figura 7.19: Tensão de entrada do módulo *Forward* duas chaves $V_{i_{Nc}}$. Escalas - Tensão: 20 V/div; Tempo: 10 μ s/div.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 7.20: Tensão de saída do módulo *Forward* duas chaves V_{ONc} . Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 10 μ s/div.



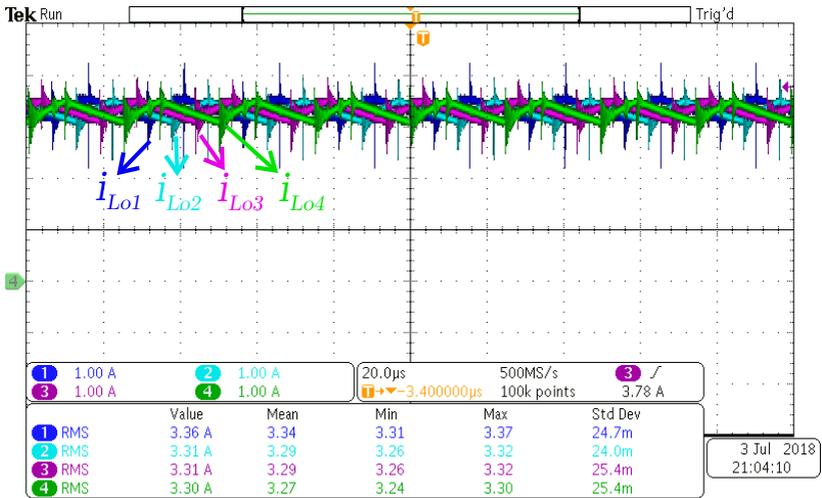
Fonte: Autoria Própria.

7.3.2 Conversor proposto na configuração IPOS

Nesta subsecção são apresentados os resultados do conversor proposto durante a realização do experimento, onde são descritas e mostradas as formas de onda da corrente e tensão. Também é mostrado o comportamento destas na atuação dos controladores de corrente e tensão.

A Figura 7.21 mostra as correntes nos indutores de saída dos quatro módulos. Nota-se que estão defasadas em 90°, com valores médio de 3,3 A. A frequência de ressonância do filtro de saída, conforme apresentado em 5.3, foi atenuada pelas resistências intrínsecas do conversor.

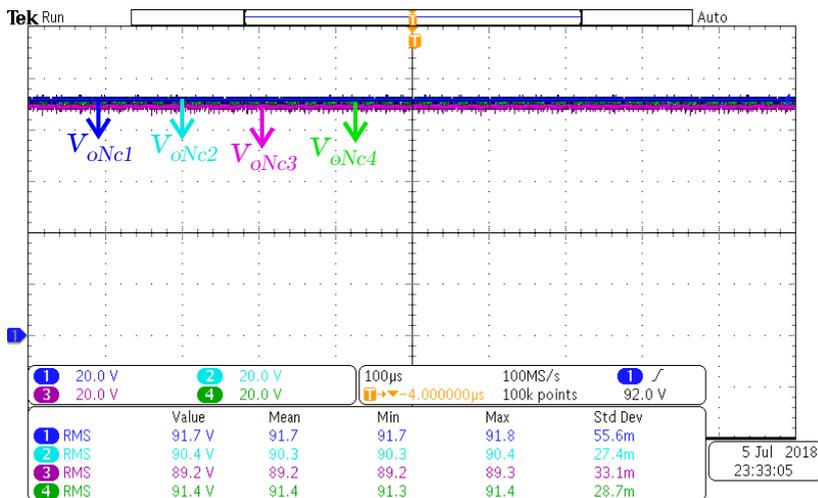
Figura 7.21: Correntes nos indutores de cada módulo defasada de 90°. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 20 µs/div.



Fonte: Autoria Própria.

As tensões de saída dos módulos estão ilustradas na Figura 7.22, onde é possível notar o auto equilíbrio desta topologia. Em teoria, seus valores médio seriam a tensão de saída V_o dividida pelo número de módulos, porém por variações paramétricas estas apresentaram pequenas diferenças.

Figura 7.22: Tensão nos capacitores de saída de cada módulo. Escalas - Tensão: 20 V/div; Tempo: 100 μ s/div.

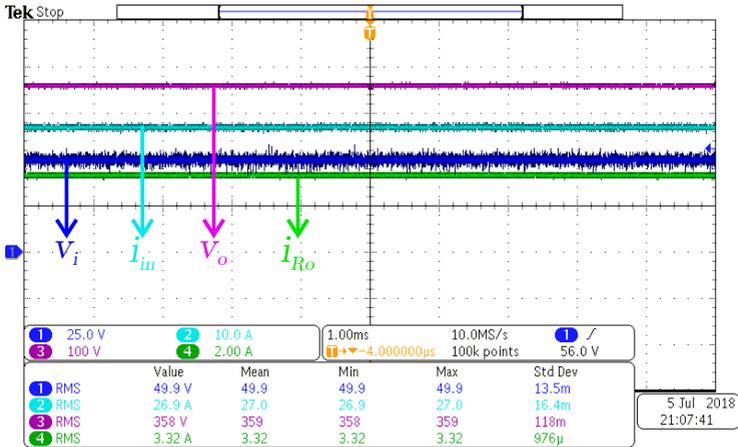


Fonte: Autoria Própria.

A Figura 7.23 ilustra a tensão de entrada, tensão de saída, bem como as correntes de entrada e de saída do conversor proposto. Nota-se que na tensão de entrada V_i estão presentes ruídos provenientes da comutação dos interruptores, entretanto seu valor médio é de 49,9 V. A tensão de saída, a corrente de entrada e a corrente de saída apresentam poucas distorções, e seus valores eficazes são de 358 V, 29,9 A e 3,32 A, respectivamente.

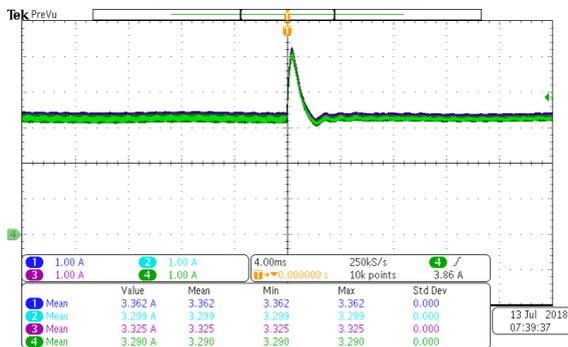
A Figura 7.24 representa a dinâmica das correntes nos indutores de saída de cada módulo durante o controle de corrente. Neste, foi considerado um valor de referência equivalente a 3,33 A e, a resistência de saída R_o foi reduzida de 108 Ω até 54 Ω . Nota-se uma ultrapassagem de aproximadamente 57%, estando dentro dos limites operacionais dos semicondutores, e verifica-se que o tempo de acomodação é inferior a 4 ms.

Figura 7.23: Tensão de entrada, corrente de entrada, tensão de saída e corrente de saída do conversor proposto. Escalas - Tensão V_i : 25 V/div; Corrente i_{in} : 10 A/div; Tensão V_o : 100 V/div; Corrente i_{Ro} : 2 A/div; Tempo: 1 ms/div.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 7.24: Correntes nos indutores de saída na atuação do controle de corrente para um degrau de carga, cuja resistência é reduzida pela metade de seu valor nominal. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 4 ms/div.

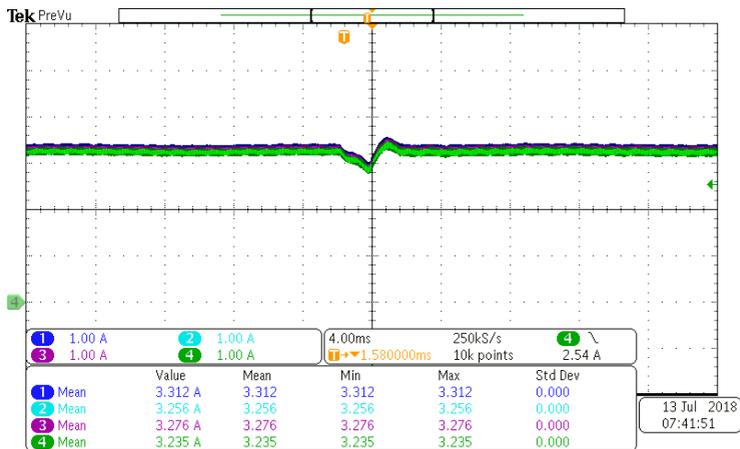


Fonte: Autoria Própria.

A Figura 7.25 ilustra a dinâmica das correntes nos indutores de saída de cada módulo durante o controle de corrente para um aumento da resistência de 54Ω até 108Ω . Inicialmente a corrente decresce,

porém o controle entra em ação, retornando esta até seu valor de referência. É possível observar uma pequena ultrapassagem de aproximadamente 6% e, um tempo de acomodação inferior a 4 ms.

Figura 7.25: Correntes nos indutores de saída na atuação do controle de corrente para um degrau de carga, cuja resistência é aumentada de 54Ω até 108Ω , sendo este seu valor nominal. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 4 ms/div.

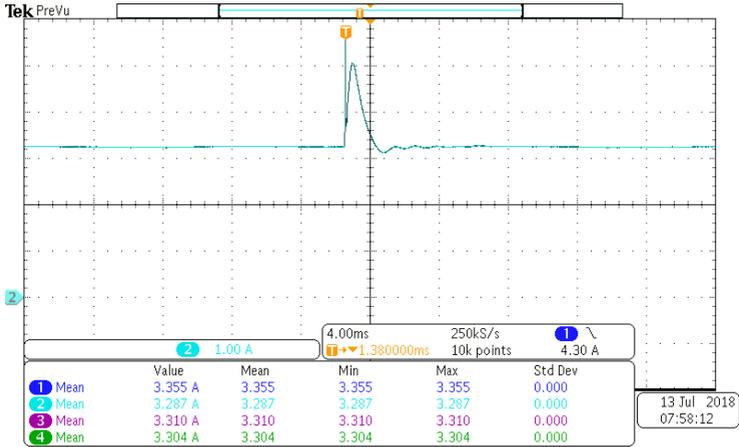


Fonte: Autoria Própria.

A Figura 7.26 apresenta o comportamento da corrente de saída do conversor proposto durante o controle de corrente, cuja resistência é reduzida pela metade do seu valor nominal. A sua dinâmica é similar ao apresentado em 7.24.

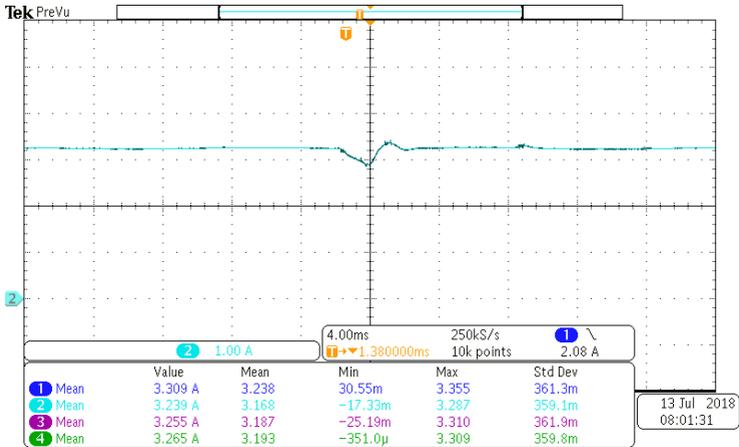
A Figura 7.27 representa a dinâmica da corrente de saída do conversor proposto durante o controle de corrente, porém com um aumento da resistência de 54Ω até 108Ω .

Figura 7.26: Dinâmica da corrente de saída durante a atuação do controle de corrente para uma redução da resistência nominal pela metade. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 4 ms/div.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 7.27: Dinâmica da corrente de saída durante a atuação do controle de corrente para um aumento na resistência de 54 Ω até 108 Ω. Escalas - Corrente: 1 A/div; Tempo: 4 ms/div.

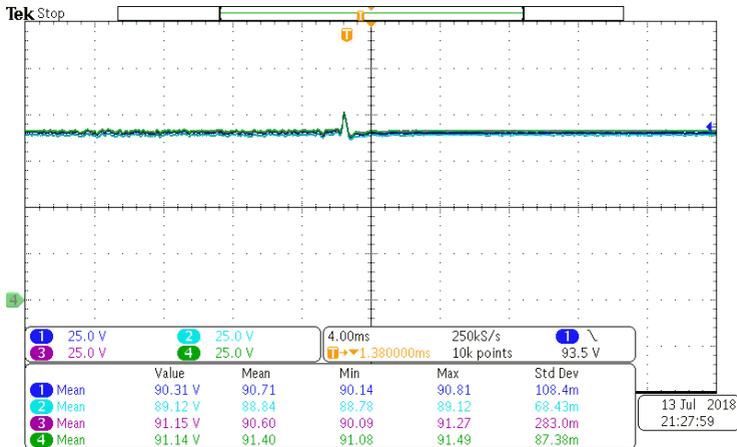


Fonte: Autoria Própria.

A Figura 7.28 corresponde as dinâmicas das tensões nos capa-

citores de saída de cada módulo para o controle de tensão, onde é dobrada o valor da resistência de saída. Nota-se que suas dinâmicas são similares, e seus tempos de acomodação são inferiores a 2 ms.

Figura 7.28: Comportamento das tensões de saídas dos módulos na atuação do controle de tensão durante um degrau de carga, cuja resistência é dobrada de seu valor nominal. Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4 ms/div.

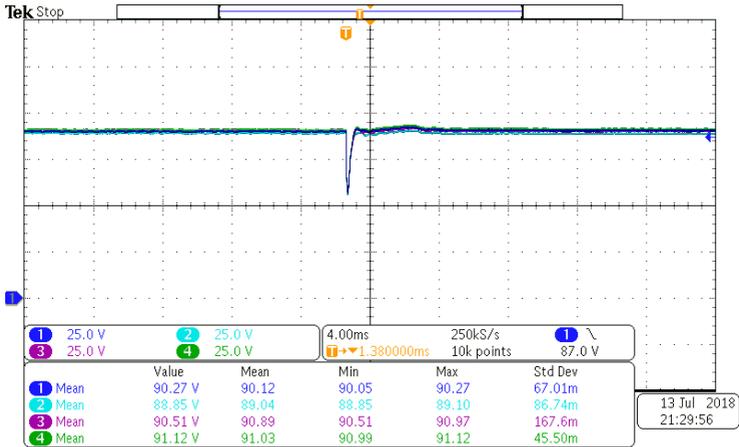


Fonte: Autoria Própria.

A Figura 7.29 retrata as dinâmicas das tensões nos capacitores de saída de cada módulo durante o controle de tensão, cuja resistência é reduzida de 216Ω até seu valor nominal. Inicialmente a tensão decresce e em seguida retorna ao seu valor de referência, sendo o tempo de acomodação e inferior a 4 ms.

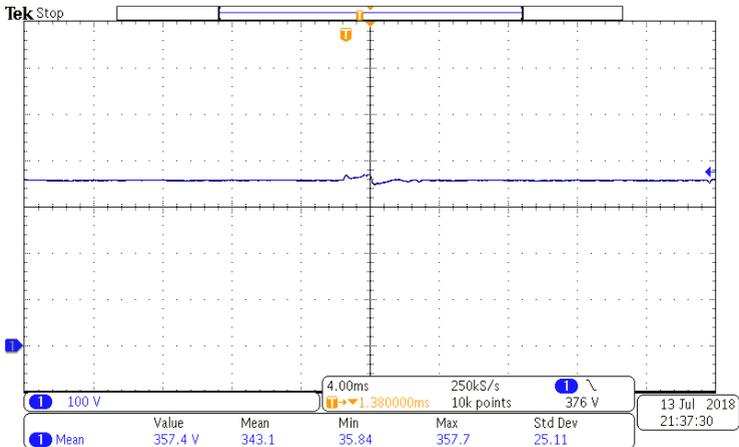
A Figura 7.30 ilustra a tensão de saída do conversor proposto durante a ação do controlador de tensão para um aumento na resistência de 108Ω até 216Ω . Nota-se que há pouca sobretensão e, seu tempo de acomodação é inferior a 4 ms.

Figura 7.29: Dinâmica da tensões de saídas dos módulos, durante a ação do controle de tensão, para uma redução de 216 Ω até 108 Ω. Escalas - Tensão: 25 V/div; Tempo: 4 ms/div.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 7.30: Tensão de saída durante o controle de tensão para um degrau de carga, cuja resistência é dobrada em seu valor nominal. Escalas - Tensão: 100 V/div; Tempo: 4 ms/div.

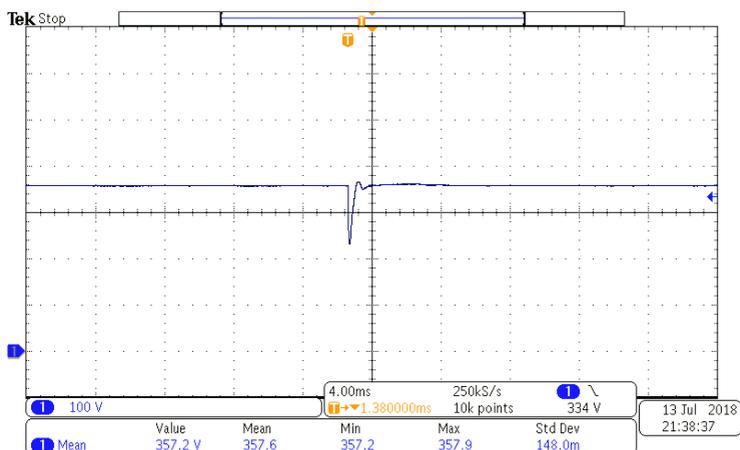


Fonte: Autoria Própria.

A Figura 7.30 mostra a tensão de saída do conversor proposto

durante a ação do controlador de tensão para uma redução na resistência de 216Ω até seu valor nominal. Inicialmente a tensão decresce, mas o controle atua levando ao seu valor de referência de 360 V . Nota-se que o tempo de acomodação é inferior a 4 ms .

Figura 7.31: Resposta da tensão de saída durante o controle de tensão, cuja resistência é reduzida de 216Ω até 108Ω . Escalas - Tensão: 100 V/div ; Tempo: $10 \mu\text{s/div}$.



Fonte: Autoria Própria.

7.3.3 Rendimento

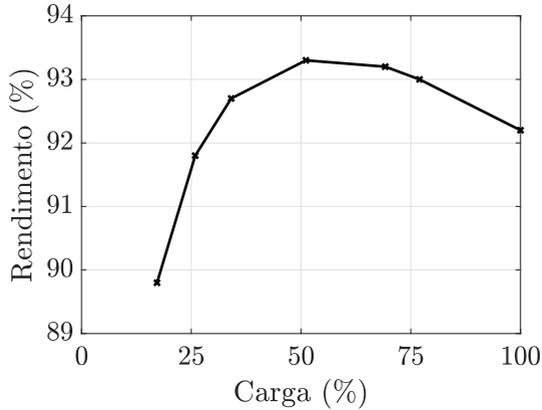
A obtenção do rendimento do conversor foi feita a partir da variação de carga para uma razão cíclica constante. Foram extraídas duas curvas de rendimento, uma para o módulo 1 e outra para o conversor proposto, sendo estas apresentadas nas Figuras 7.32 e 7.33, respectivamente.

É possível observar que o módulo 1 alcançou um rendimento máximo de $93,2\%$ e, em sua potência nominal, apresentou $92,3\%$. Estes valores foram satisfatórios, uma vez que o objetivo não foi voltado para a redução das perdas.

Na configuração IPOS, o conversor proposto alcançou um rendimento máximo de 92% , todavia em sua potência nominal apresentou apenas $89,7\%$. As diferenças paramétricas dos módulos juntamente com a elevada corrente de entrada, aumentando as perdas de condução, contribuíram para esta diferença de rendimento. O aumento do

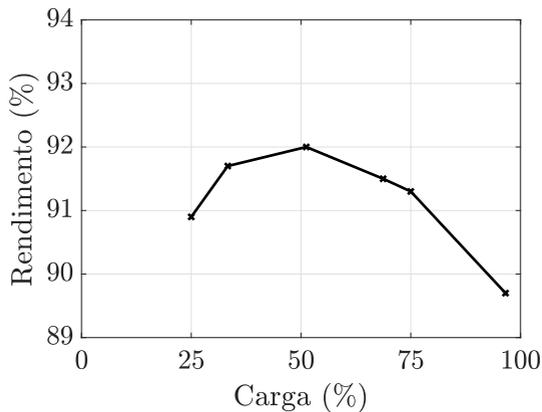
número de condutores em paralelo tanto nos transformadores quanto indutores, bem como o aumento da área das trilhas e a escolha de semicondutores de baixa resistência, são alguns parâmetros que possam ser otimizados.

Figura 7.32: Rendimento do módulo 1 para cargas de 17,2%, 25,9%, 34,1%, 51,1%, 69,2%, 77% e 100%, respectivamente.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 7.33: Rendimento do conversor proposto para cargas de 25%, 33,3%, 51,2%, 68,7%, 75% e 96,58%, respectivamente.



Fonte: Autoria Própria.

7.4 Considerações Finais

Os resultados experimentais validam as análises desenvolvidas nos Capítulos 4, 5 e 6. Vale ressaltar que a frequência de ressonância dos filtros de saída, que estavam presentes na simulação, foram atenuadas.

A técnica de controle digital implementada se mostrou eficiente, visto que os controladores de tensão e corrente atuaram e, convergiram aos seus valores de referência com tempos inferiores a 4 ms, conforme o simulado.

Por fim, apesar do conversor não ter sido projetado para obter um elevado rendimento, este apresentou um rendimento satisfatório, mesmo com número de componentes utilizados.

Capítulo 8

Conclusão

Neste trabalho, foi estudado um carregador de baterias de íons de lítio com elevado ganho estático. Para isto, foi necessário compreender os sistemas de proteção das baterias, sendo apresentado o equipamento responsável por gerenciá-las (BMS) a fim de mantê-las em sua região segura de operação. Os tipos de carregamento mencionados influenciam tanto na velocidade de carregamento quanto no prolongamento da vida útil das baterias. O carregamento CC-CV implementado na simulação, apesar de sua simplicidade, apresentou um desempenho satisfatório.

O estudo dos veículos elétricos e das baterias se mostrou de grande valor para a definição e compreensão dos níveis de potência utilizados no conversor. Também foi visto que existem diversos padrões de carregamento e cada país adota o que é mais adequado para sua região. A descrição dos conectores e de seus soquetes é de suma importância para o desenvolvimento de um carregador de veículos elétricos, pois faz-se necessário o conhecimento dos pinos de conexão e comunicação, com a finalidade de projetar, adequadamente, a rotina de segurança.

O conversor estudado é constituído por módulos *Forward* na configuração IPOS, onde foi possível implementar a técnica *interleaved*, contribuindo para a redução das ondulações de corrente e tensão. Mesmo com a simulação apresentando ressonâncias provenientes dos filtros de saída, estas foram atenuadas pelas resistências intrínsecas do conversor, durante a realização do experimento. Mesmo com as variações paramétricas, as tensões e correntes, tanto da saída quanto da entrada dos módulos, apresentaram comportamento e valores similares, possibilitando a utilização de apenas dois sensores, um de corrente e

outro de tensão, para controlar o fluxo de energia transferido para a carga.

Com a finalidade de projetar os controladores de corrente e tensão, o conversor proposto foi reduzido para um conversor *Buck* equivalente, onde foi validada, por meio da resposta a um degrau, a similaridade de suas dinâmicas. Vale ressaltar que a modelagem matemática desse circuito equivalente resultou em duas plantas de controle, uma para a corrente no indutor de saída L_o e outra para a tensão de saída V_o , sendo estas validadas por meio da resposta em frequência, conforme a técnica *AC Sweep*, implementada no *software* PSIM. Os controladores foram projetados, discretizados, com uma taxa de amostragem igual ao dobro da frequência de comutação, e simulados. Estes compensadores foram implementados no DSP e validados experimentalmente, obtendo tempos de assentamento inferiores a 4 ms. Apesar do número elevado de componentes, o conversor apresentou um rendimento máximo de 92,2%.

Os objetivos deste trabalho foram todos cumpridos. O conhecimento agregado nesta dissertação possibilita a um engenheiro analisar, dimensionar, modelar e projetar um conversor *Forward* na configuração IPOS.

Conclui-se que o conversor modular proposto é uma boa opção para se obter um elevado ganho estático, bem como uma alta potência.

8.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, é proposto uma análise mais detalhada do filtro de entrada com o uso da técnica de *interleaved*, a fim de considerar o efeitos das indutâncias magnetizantes dos transformadores sobre os valores das correntes média e eficaz.

Também é proposto um teste no qual um dos conversores é desconectado, simulando uma falha, a fim de verificar como um sistema que possui um número elevados de conversores modulares iria se comportar e, se seria possível manter o conversor operando.

Uma proposta interessante seria a implementação dos protocolos de comunicação e segurança capazes de se comunicarem com os veículos elétricos, visando o carregamento destes.

Por fim, é proposto a montagem de uma bancada de testes com baterias de íons de lítio, com as suas devidas proteções, a fim de implementar o carregamento em corrente constante e tensão constante, simulados no capítulo 6.

Referências Bibliográficas

- [1] AIE, *Electricity Information 2016*. Paris: OECD, 2016. 1
- [2] ANEEL, “Resolução normativa nº 482.” <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>, abr. 2012. 1
- [3] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, L. F. C. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, “A novel concept of unidirectional bridgeless combined boost-buck converter for EV battery chargers,” in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 190–195, June 2015. 2
- [4] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, “High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1010–1021, abr. 2011. 2
- [5] A. V. Carneiro, R. P. S. Leão, J. B. Almada, R. F. Sampaio, G. C. Barroso, and D. S. Costa, “Implementação de uma microrrede supervisionada de conversão solar fotovoltaica na universidade federal do ceará,” mai. 2016. 2
- [6] IEA, *Global EV Outlook 2017*. OECD, jun. 2017. 2, 3
- [7] ABVE, “Perguntas.” www.abve.org.br. Acesso em: 1 mar. 2017. 3
- [8] D. Linden and T. B. Reddy, *Linden’s Handbook of Batteries*. New York: McGraw-Hill Professional, 4 ed., nov. 2010. 8, 9, 13, 14
- [9] K. Young, C. Wang, L. Y. Wang, and K. Strunz, “Electric Vehicle Battery Technologies,” in *Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks*, pp. 15–56, New York: Springer, 2013. 9

- [10] N. Nitta, F. Wu, J. T. Lee, and G. Yushin, “Li-ion battery materials: present and future,” *Materials Today*, vol. 18, pp. 252–264, jun. 2015. 11
- [11] IEA, *Electric and Plug-in Hybrid Electric Vehicles*. OECD, out. 2009. 12
- [12] J. Jiang and C. Zhang, *Fundamentals and Application of Lithium-ion Batteries in Electric Drive Vehicles*. Singapore: Wiley, 1 ed., mai. 2015. 13, 16
- [13] E. A. Ticianelli and E. R. Gonzalez, *Eletroquímica: Princípios e Aplicações Vol. 17*. São Paulo: EdUSP, 2 ed., 2005. 13
- [14] S. De Breucker, *Impact of Dc-dc converters on Li-ion batteries*. PhD thesis, Katholieke Universiteit Leuven, dez. 2012. 16
- [15] PANASONIC, “NCR18650bf | Panasonic Industrial Devices.” <https://na.industrial.panasonic.com/products/batteries/rechargeable-batteries/lithium-ion/series/cylindrical-series/CS474/model/NCR18650BF>, 2016. Acesso: 13 out. 2017. 17, 18
- [16] T. Cleveland and S. Dearborn, “Developing Affordable Mixed-Signal Power Systems for Battery Charger Applications.” https://www.microchip.com/stellent/groups/designcenter_sg/documents/market_communication/en027883.pdf. Acesso: 19 nov. 2017. 19
- [17] E. Ayoub and N. Karami, “Review on the charging techniques of a Li-Ion battery,” *2015 Third International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAEECE)*, pp. 50–55, abr. 2015. 19, 21
- [18] C. L. Liu, S. C. Wang, Y. H. Liu, and M. C. Tsai, “An optimum fast charging pattern search for Li-ion batteries using particle swarm optimization,” *The 6th International Conference on Soft Computing and Intelligent Systems, and The 13th International Symposium on Advanced Intelligence Systems*, pp. 727–732, nov. 2012. 19, 20, 21
- [19] L. R. Chen, S.-L. Wu, T.-R. Chen, W.-R. Yang, C. S. Wang, and P.-C. Chen, “Detecting of optimal Li-ion battery charging frequency by using AC impedance technique,” *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 3378–3381, mai. 2009. 21

-
- [20] P. H. L. Notten, J. H. G. O. h. Veld, and J. R. G. v. Beek, “Boostcharging Li-ion batteries: A challenging new charging concept,” *Journal of Power Sources*, vol. 145, pp. 89–94, jul. 2005. 22
- [21] R. Zhao, S. Zhang, J. Gu, and J. Liu, “Safety study of three types of lithium ion batteries,” *2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, pp. 1–7, out. 2016. 22
- [22] C. Mikolajczak, M. Kahn, K. White, and R. T. Long, *Lithium-Ion Batteries Hazard and Use Assessment*. Quincy: Springer, mar. 2011. 22, 23
- [23] J. Li, S. Wang, C. Fernandez, N. Wang, and H. Xie, “The battery management system construction method study for the power lithium-ion battery pack,” *2017 2nd International Conference on Robotics and Automation Engineering (ICRAE)*, pp. 285–289, dez. 2017. 23
- [24] M. H. Shamsi, “Analysis of an electric Equivalent Circuit Model of a Li-Ion battery to develop algorithms for battery states estimation,” Master’s thesis, Uppsala University, 2016. 23
- [25] M. Ichimura, “The safety characteristics of lithium-ion batteries for mobile phones and the nail penetration test,” *INTELEC 07 - 29th International Telecommunications Energy Conference*, pp. 687–692, set. 2007. 23
- [26] D. Andrea, *Battery Management Systems for Large Lithium Ion Battery Packs*. Boston: Artech House, 1 ed., set. 2010. 25
- [27] H. He, R. Xiong, and J. Fan, “Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach,” *Energies*, vol. 4, pp. 582–598, mar. 2011. 26, 27
- [28] M. Chen and G. A. Rincon-Mora, “Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 504–511, jun. 2006. 28, 29, 135
- [29] C. C. Chan, “The Rise & Fall of Electric Vehicles in 1828-1930: Lesson Learned [Scanning Our Past],” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, pp. 206–212, jan. 2013. 33

- [30] J. Power, G. Brooks, and E. Hou, “EV Technology and Market Overview,” out. 2016. 35
- [31] M. C. Falvo, D. Sbordone, I. S. Bayram, and M. Devetsikiotis, “EV charging stations and modes: International standards,” *Automation and Motion 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives*, pp. 1134–1139, jun. 2014. 36
- [32] M. A. Fasugba and P. T. Krein, “Gaining vehicle-to-grid benefits with unidirectional electric and plug-in hybrid vehicle chargers,” *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–6, set. 2011. 37
- [33] X. Zhou, S. Lukic, S. Bhattacharya, and A. Huang, “Design and control of grid-connected converter in bi-directional battery charger for Plug-in hybrid electric vehicle application,” *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1716–1721, set. 2009. 37
- [34] IEA, *Global EV Outlook*. OECD, jun. 2017. 38, 39
- [35] C. Botsford and A. Szczepanek, “Fast charging vs. slow charging: Pros and cons for the new age of electric vehicles,” *Fast charging vs. slow charging: Pros and cons for the new age of electric vehicles*, mai. 2009. 38
- [36] Phoenix-Contact, “Charging technology for e-mobility.” https://www.phoenixcontact.com/assets/downloads_ed/global/web_dwl_promotion/52006703_EN_DE_E-Mobility_LoRes.pdf, 2017. Acesso em: 07 fev. 2018. 39
- [37] Yazaki, *CHAdEMO DC Charging Connector (CHV-04)*, 3 ed., jun. 2016. 39
- [38] Hydro-Québec, *Electric Vehicle Charging Stations*, 2 ed., ago. 2015. 39
- [39] EV-Institute, “Plug World Map V5.” http://www.ev-institute.com/images/media/Plug_World_map_v5.pdf, 2015. 39, 40, 41, 42, 43
- [40] I. Barbi, *Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis: Ed. do autor, 3 ed., 2014. 46, 89
- [41] D. W. Hart, *Power Electronics*. New York: McGraw-Hill Education, 1 ed., jan. 2010. 48

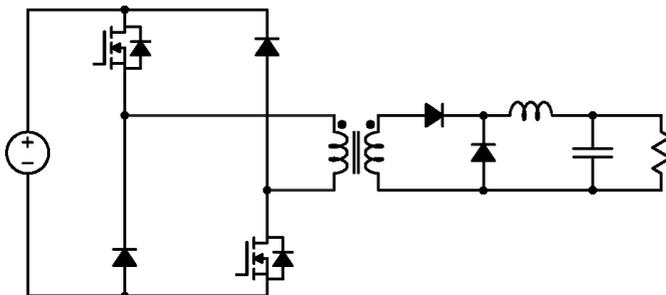
-
- [42] V. F. Gruner, “Interligação de conversores forward para processamento de energia proveniente de fontes de baixa tensão e alta corrente,” Master’s thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017. 67, 76, 111
- [43] I. Barbi and D. Martins, *Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Florianópolis: Ed. dos autores, 2 ed., 2006. 76
- [44] C. K. Alexander and M. N. O. Sadiku, *Fundamentos de Circuitos Elétricos*. Porto Alegre: Mc Graw Hill, 5 ed., mar. 2013.
- [45] I. Barbi, C. H. I. Font, and R. L. Alves, “Projeto físico de indutores e transformadores,” mar. 2002. 89
- [46] C. A. Petry and A. J. Perin, “Projeto de um conversor flyback e de um conversor forward isolados com retificador e filtro capacitivo,” ago. 2000. 89
- [47] I. Barbi, *Eletrônica de Potência*. Florianópolis: Ed. do autor, 6 ed., 2006. 104
- [48] N. S. Nise, *Engenharia de Sistemas de Controle*. Rio de Janeiro: LTC Editora, 6 ed., ago 2012.
- [49] L. Schmitz, R. F. Coelho, and D. C. Martins, “High step-up DC-DC converter with input current sharing for fuel cell applications,” *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–7, June 2015. 110, 111

Apêndice A

Projeto do conversor *Forward* duas chaves

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
AUTOR: CARLOS EDUARDO POSSAMAI

ARQUIVO: PROJETO DOS MÓDULOS FORWARD DUAS CHAVES



▼ DADOS DE PROJETO

$P_o := 300W$	-----	POTÊNCIA DO CONVERSOR (W)
$V_F := 1V$	-----	QUEDA DE TENSÃO NO DIODO D3 (V)
$V_i := 50V$	-----	TENSÃO DE ENTRADA (V)
$V_{iMin} := 42V$	-----	TENSÃO MIN. DE ENTRADA (V)
$V_{iMax} := 58.8V$	-----	TENSÃO MAX. DE ENTRADA (V)
$V_o := 90V$	-----	TENSÃO DE SAÍDA CO CONVERSOR (V)
$f_s := 40 \cdot 10^3 \cdot Hz$	-----	FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO (Hz)
$T_i := \frac{1}{f_s} = 25 \cdot \mu s$	-----	PERÍODO DE COMUTAÇÃO (Hz)
$\% \Delta I_{L_o} := 10\%$	-----	VARIAÇÃO DA CORRENTE INDUTOR L_o (%)
$\% \Delta V_o := 1\%$	-----	VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA(%)
$\eta := 90\%$	-----	RENDIMENTO ESPERADO (%)

▢ DADOS DE PROJETO

▼ CÁLCULO DAS VARIÁVEIS

$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 3.33333A$	-----	CORRENTE DE SAÍDA (A)
$I_{L_o} := I_o = 3.33333A$	-----	CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR DE SAÍDA (A)

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 27 \Omega \text{-----CARGA } (\Omega)$$

$$\Delta I_{Lo} := \% \Delta I_{Lo} \cdot I_o = 0.33333 \text{ A-----VARIAÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR DE SAÍDA (A)}$$

$$\Delta V_o := \% \Delta V_o \cdot V_o = 0.9 \text{ V-----VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA (V)}$$

Devido a indutância de magnetização, a operação deste conversor está limitada em $0 < D < 0.5$

Desta forma a razão de espiras mínimas entre o secundário e o primário (N_s/N_p) é limitada em 0.5

Temos também que, em condições ideais, $V_o = D \cdot (N_s/N_p) \cdot V_i$, assim:

$$D_{Max} := 0.5$$

$$n := \text{ceil} \left[\frac{(V_o + V_F \cdot D_{Max})}{D_{Max} \cdot V_{iMin} \cdot \eta} \right] = 5 \quad \text{RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR}$$

$$D := \frac{V_o}{V_i \cdot n} = 0.36 \text{-----RAZÃO CÍCLICA DE OPERAÇÃO}$$

$$\Delta I_{Lm} := I_o \cdot n \cdot 10\% = 1.66667 \text{ A-----CORRENTE MAGNETIZANTE NO TRANSFORMADOR (A)}$$

$$L_m := \frac{V_{iMin} \cdot D_{Max}}{\Delta I_{Lm} \cdot f_s} = 315 \cdot \mu\text{H} \quad \text{----INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE NO TRANSFORMADOR (H)}$$

$$\Delta I_{Lm} := \frac{V_i \cdot D}{L_m \cdot f_s} = 1.42857 \text{ A}$$

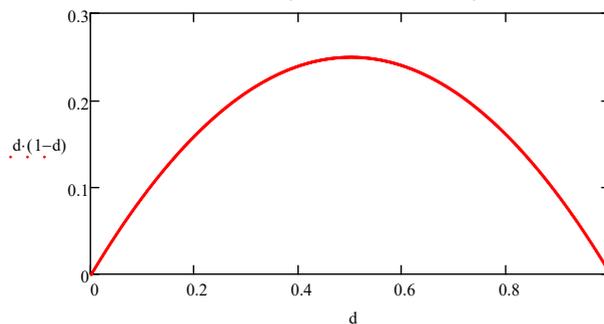
CÁLCULO DAS VARIÁVEIS

PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

CÁLCULO DO INDUTOR DE SAÍDA

A variação máxima ocorre em $D=0.5$, desta forma temos:

PARAMETRIZAÇÃO DA VARIAÇÃO EM I_L



$$L_o := \frac{V_i \cdot n}{4 \cdot \Delta I_{Lo} \cdot f_s} = 4.6875 \cdot \text{mH} \text{-----INDUTÂNCIA MÍNIMA DE SAÍDA (H)}$$

$$\Delta I_{LoReal} := \frac{V_i \cdot n \cdot D \cdot (1 - D)}{L_o \cdot f_s} = 0.3072 \text{ A} \text{-----VARIÇÃO REAL DA CORRENTE DE SAÍDA (A)}$$

CÁLCULO DO CAPACITOR DE SAÍDA

$$C_o := \frac{V_i \cdot n}{32 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_o} = 1.15741 \text{ } \mu\text{F} \text{-----CAPACITOR MÍNIMO DE SAÍDA (H)}$$

$$F_{RessOut} := \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}} = 2.16076 \text{ kHz} \text{-----FREQ. RESSONÂNCIA FILTRO DE SAÍDA (kHz)}$$

$$\Delta V_{CoReal} := \frac{\Delta I_{LoReal}}{8 \cdot f_s \cdot C_o} = 0.82944 \text{ V} \text{-----VARIÇÃO REAL DA CORRENTE DE SAÍDA (A)}$$

▣ PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA

▣ ESFORÇOS NOS COMPONENTES

EQUAÇÕES DAS FORMAS DE ONDA DOS COMPONENTES REFERENTE À CORRENTE:

CHAVES S1 E S2:

$$Y_{S1_S2}(t) := \frac{\Delta I_{LoReal} \cdot n + \Delta I_{Lm}}{D \cdot T_i} \cdot t + \left(I_{Lo} - \frac{\Delta I_{LoReal}}{2} \right) \cdot n$$

DIODOS D1 E D2:

$$Y_{D1_D2}(t) := \frac{-\Delta I_{Lm}}{D \cdot T_i} \cdot t + 2 \cdot \Delta I_{Lm}$$

DIODO D3:

$$Y_{D3}(t) := \frac{\Delta I_{LoReal}}{D \cdot T_i} \cdot t + I_{Lo} - \frac{\Delta I_{LoReal}}{2}$$

DIODO D4:

$$Y_{D4}(t) := \frac{-\Delta I_{LoReal}}{(1 - D) \cdot T_i} \cdot t + I_{Lo} + \Delta I_{LoReal} \left[\frac{1 + D}{2 \cdot (1 - D)} \right]$$

CAPACITOR DE SAÍDA:

$$Y_{1Co}(t) := \frac{\Delta I_{LoReal}}{D \cdot T_i} \cdot t - \frac{\Delta I_{LoReal}}{2}$$

$$Y_{2Co}(t) := -\frac{\Delta I_{LoReal}}{(1 - D) \cdot T_i} \cdot t + \frac{\Delta I_{LoReal} \cdot (1 + D)}{2(1 - D)}$$

ESFORÇO MÉDIO:

CHAVES S1 E S2:

$$I_{S1_S2} := \frac{1}{T_i} \left[\int_0^{D \cdot T_i} (Y_{S1_S2}(t)) dt \right] = 6.257143 \text{ A}$$

CORRENTE NA CHAVE S1 E S2

DIODOS D1 E D2:

$$I_{D1_D2} := \frac{1}{T_i} \left[\int_{D \cdot T_i}^{2D \cdot T_i} (Y_{D1_D2}(t)) dt \right] = 0.25714 \text{ A}$$

CORRENTE NO DIODO D1 E D2**DIODO D3:**

$$I_{D3} := \frac{1}{T_i} \left[\int_0^{D \cdot T_i} (Y_{D3}(t)) dt \right] = 1.2 \text{ A}$$

CORRENTE NO DIODO D3**DIODO D4:**

$$I_{D4} := \frac{1}{T_i} \left[\int_{D \cdot T_i}^{T_i} (Y_{D4}(t)) dt \right] = 2.13333 \text{ A}$$

CORRENTE NO DIODO D4**CAPACITOR DE SAÍDA:**

$$I_{Co} := \frac{1}{T_i} \left[\int_0^{D \cdot T_i} (Y_{1Co}(t)) dt + \int_{D \cdot T_i}^{T_i} (Y_{2Co}(t)) dt \right] = 0 \text{ A}$$

ESFORÇO EFICAZ:**CHAVES S1 E S2:**

$$I_{RMS_S1_S2} := \sqrt{\frac{1}{T_i} \left[\int_0^{D \cdot T_i} (Y_{S1_S2}(t))^2 dt \right]} = 10.44121 \text{ A}$$

CORRENTE NA CHAVE S1 E S2**DIODOS D1 E D2:**

$$I_{RMS_D1_D2} := \sqrt{\frac{1}{T_i} \left[\int_{D \cdot T_i}^{2D \cdot T_i} (Y_{D1_D2}(t))^2 dt \right]} = 0.49487 \text{ A}$$

CORRENTE NO DIODO D1 E D2**DIODO D3:**

$$I_{RMS_D3} := \sqrt{\frac{1}{T_i} \left[\int_0^{D \cdot T_i} (Y_{D3}(t))^2 dt \right]} = 2.00071 \text{ A}$$

CORRENTE NO DIODO D3**DIODO D4:**

$$I_{RMS_D4} := \sqrt{\frac{1}{T_i} \left[\int_{D \cdot T_i}^{T_i} (Y_{D4}(t))^2 dt \right]} = 2.66761 \text{ A}$$

CORRENTE NO DIODO D4**CAPACITOR DE SAÍDA:**

Apêndice B

Projeto do conversor proposto

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
AUTOR: CARLOS EDUARDO POSSAMAI

ARQUIVO: PROJETO CONVERSOR CONFIGURAÇÃO IPOS

▼ DADOS DE PROJETO

$P_o := 1500\text{W}$ -----POTÊNCIA DO CONVERSOR (W)
 $V_i := 50\text{V}$ -----TENSÃO DE ENTRADA (V)
 $V_o := 450\text{V}$ -----TENSÃO DE SAÍDA CO CONVERSOR (V)
 $f_s := 40\text{kHz}$ -----FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO (kHz)
 $T_i := \frac{1}{f_s} = 25\cdot\mu\text{s}$ -----PERÍODO DE COMUTAÇÃO (μs)
 $N_c := 5$ -----NÚMERO DE CONVERSORES ASSOCIADOS
 $n := 5$ -----RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO DO TRANSFORMADOR
 $\% \Delta V_{ci} := 1\%$ -----VARIAÇÃO DA TENSÃO NO CAPACITOR DE ENTRADA (%)
 $f_c := 20\text{kHz}$ -----FREQUÊNCIA DE CORTE DO FILTRO DE ENTRADA (kHz)

▣ DADOS DE PROJETO

▼ CÁLCULO DAS VARIÁVEIS

$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 3.333\text{ A}$ -----CORRENTE DE SAÍDA (A)
 $R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 135\ \Omega$ -----CARGA (Ω)
 $\Delta V_{ci} := \% \Delta V_{ci} \cdot V_i = 500\text{-mV}$ -----VARIAÇÃO DA TENSÃO NO CAPACITOR DE ENTRADA (V)
 $D := \frac{V_o}{V_i \cdot n \cdot N_c} = 0.36$ -----RAZÃO CÍCLICA
 $n_s := \text{floor}(N_c \cdot D) = 1$ -----NÚMERO DE SOBREPOSIÇÕES

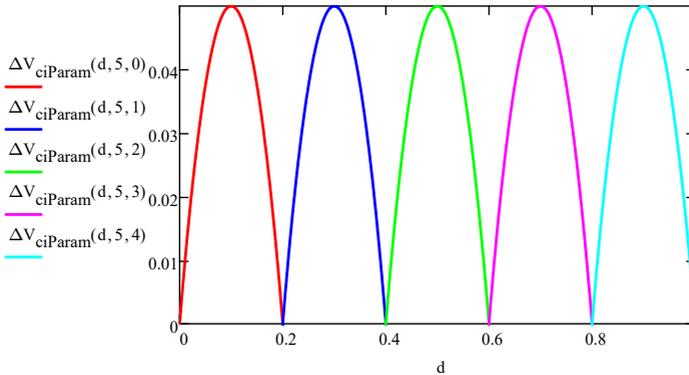
▣ CÁLCULO DAS VARIÁVEIS

▼ PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA

CÁLCULO DO CAPACITOR DE ENTRADA

$$\Delta V_{ciParam}(d, N, ns) := -N \cdot d^2 + d \cdot (2 \cdot ns + 1) - \frac{ns^2}{N} - \frac{ns}{N}$$

PARAMETRIZAÇÃO IL EQUIVALENTE



$$C_i := \frac{I_o \cdot n}{4 \cdot N_c \cdot \Delta V_{ci} \cdot f_s} = 41.667 \cdot \mu\text{F} \quad \text{-----CAPACIT\AA NCI M\INIMA DE ENTRADA (F)}$$

C\AA LCULO DO INDUTOR DE ENTRADA

*Ap\os definir o capacitor de entrada, define-se o indutor conforme a frequ\encia de corte do filtro

$$L_i := \frac{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}}{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_i} = 3.669 \cdot \mu\text{H}$$

AN\ALISE DA RESPOSTA EM FREQU\ENCIA DO FILTRO LC DE ENTRADA.

$$j := \sqrt{-1}$$

$$G_{Fi}(\omega) := \frac{1}{(j \cdot \omega)^2 \cdot L_i \cdot C_i + 1}$$

$$\text{Ganho}_{Fi} := G_{Fi}(0) = 1$$

$$G_{Fi_Mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{Fi}(\omega)|)$$

$$G_{Fi_Fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{Fi}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO M\ODULO DO SISTEMA

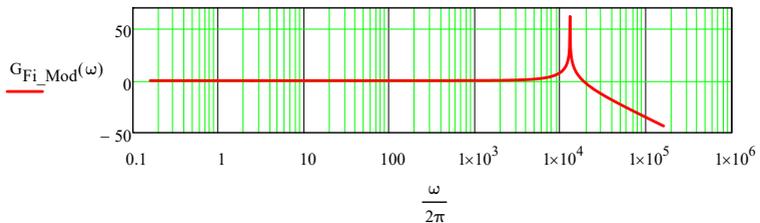
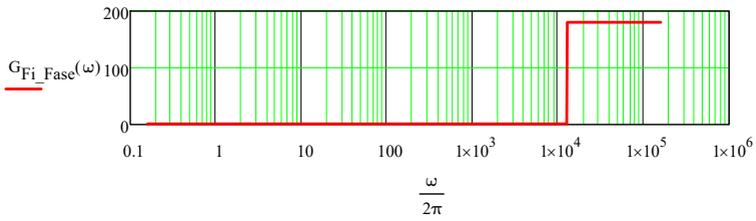


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



▣ PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA

▣ ESFORÇOS NOS COMPONENTES

$$Y_1 := \int_0^{T_i} \left(D \frac{n_s}{N_c} \right) \left[-N_c \cdot I_o \cdot n \cdot D + (n_s + 1) \cdot n \cdot I_o \right]^2 dt$$

$$Y_2 := \int_{T_i \left(D \frac{n_s}{N_c} \right)}^{T_i} \left(-N_c \cdot I_o \cdot n \cdot D + n_s \cdot n \cdot I_o \right)^2 dt$$

$$I_{RMS_Ci} := \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{T_i}{N_c} \right)} (Y_1 + Y_2)} = 6.667 \text{ A}$$

▣ ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Apêndice C

Projeto do transformador

PROJETO DE UM TRANSFORMADOR DE 300W PARA O CONVERSOR FORWARD DUAS CHAVES

AUTOR: CARLOS EDUARDO POSSAMAI

Referências:

PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Eng. Carlos Henrique Illa Font, Mestrando

Eng. Ricardo Luiz Alves, Mestrando

PROJETOS DE FONTES CHAVEADAS - 3ª EDIÇÃO

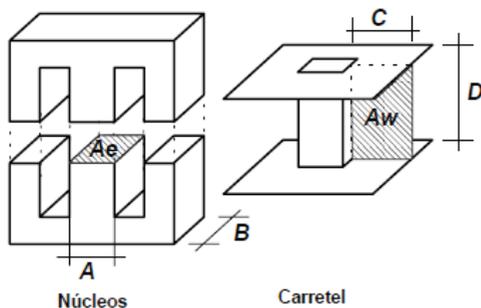
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

PROJETO DE UM CONVERSOR FLYBACK E DE UM CONVERSOR FORWARD ISOLADOS COM RETIFICADOR E FILTRO CAPACITIVO

Clóvis Antônio Petry

Prof. Arnaldo José Perin

NÚCLEO DE FERRITE TIPO E



Ae -----ÁREA DA SECÇÃO TRANSVERSAL DO NÚCLEO

Aw -----ÁREA DA JANELA DO CARRETEL CONFORME SEU NÚCLEO

VARIÁVEIS CONSIDERADAS:

$j := 450 \frac{A}{\text{cm}^2}$ -----DENSIDADE DE CORRENTE

$\Delta B := 0.25 T$ ----- VARIACÃO DA DENSIDADE DO FLUXO
 $\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$ ----- PERMEABILIDADE DO AR
 $k_p := 0.5$ ----- FATOR DE UTILIZAÇÃO DO PRIMÁRIO
 $k_w := 0.4$ ----- FATOR DE OCUPAÇÃO DO COBRE DENTRO DO CARRETEL

DADOS DE PROJETO:

$P_o := 300 W$ ----- POTÊNCIA DE SAÍDA
 $f_s := 40 kHz$ ----- FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO
 $V_{inMin} := 40 V$ ----- MÍNIMA TENSÃO DE ENTRADA
 $V_{inMax} := 55 V$ ----- MÁXIMATENSÃO DE ENTRADA
 $D_{Max} := 0.5$
 $V_F := 1 V$ ----- QUEDA DE TENSÃO DO DIODO D3
 $V_o := 90 V$ ----- TENSÃO DE SAÍDA
 $\eta := 100\%$ ----- RENDIMENTO DO CONVERSOR
 $P_{in} := \frac{P_o}{\eta} = 300 W$ ----- POTÊNCIA DE ENTRADA
 $I_o := \frac{P_o}{V_o} = 3.333 A$
 $\% \Delta I_{Lo} := 10\%$
 $\Delta I_{Lo} := \% \Delta I_{Lo} \cdot I_o = 0.333 A$

ESCOLHA DO NÚCLEO:

$A_e A_w := \frac{1.1 \cdot P_o}{k_w \cdot k_p \cdot j \cdot f_s \cdot \Delta B \cdot \eta} = 3.667 \cdot cm^4$ ----- MENOR VALOR DO PRODUTO DAS AREAS A_e e A_w

***Deve-se escolher um núcleo cujo produto entre suas áreas A_e e A_w seja superior ao calculado.**

Sendo assim, o núcleo EE55/21 atende este requisito.

$$A_e := 3.54 cm^2$$

$$A_w := 2.5 cm^2$$

$$A_e A_w_{Real} := A_e \cdot A_w = 8.85 \cdot cm^4$$

$$V_c := 42.5 cm^3$$

$$MLT := 11.6 cm$$

NÚMERO DE ESPIRAS DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO:

$N_p := \text{ceil} \left(\frac{V_{inMax} \cdot D_{Max}}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \right) = 8$ ----- NÚMERO DE ESPIRAS DO PRIMÁRIO

$$n := \text{ceil} \left[\frac{1.1(V_o + V_f \cdot D_{\text{Max}})}{V_{\text{inMin}} \cdot D_{\text{Max}}} \right] = 5 \text{-----RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO}$$

$$N_s := \text{ceil}(N_p \cdot n) = 40$$

DETERMINAÇÃO DO ENTREFERRO:

$$I_{Lm} := I_o \cdot n \cdot 10\% = 1.667 \text{ A}$$

$$L_m := \frac{V_{\text{inMin}} \cdot D_{\text{Max}}}{I_{Lm} \cdot f_s} = 300 \cdot \mu\text{H}$$

$$L_g := \frac{N_p^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{2 \cdot L_m} = 0.047 \cdot \text{mm}$$

CORRENTE EFICAZ:

$$I_{s\text{Ef}} := I_o \cdot \sqrt{D_{\text{Max}}} = 2.357 \text{ A} \text{-----CORRENTE EFICAZ NO SECUNDÁRIO}$$

$$L_{\text{MagP}} := \frac{V_{\text{inMin}} \cdot D_{\text{Max}}}{f_s \cdot \Delta I_{L_o} \cdot n} = 300 \cdot \mu\text{H} \text{-----INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE}$$

$$I_{p\text{Ef}} := \sqrt{\left(I_o \cdot n \right)^2 \cdot D_{\text{Max}} + \frac{2 \cdot I_o \cdot n \cdot V_{\text{inMin}} \cdot D_{\text{Max}}^2}{L_{\text{MagP}} \cdot f_s} + \left(2 \cdot \frac{V_{\text{inMin}}}{L_{\text{MagP}}} \right)^2 \cdot \frac{D_{\text{Max}}^3}{3 \cdot f_s^2}}$$

$$I_{p\text{Ef}} = 12.981 \text{ A} \text{-----CORRENTE EFICAZ NO PRIMÁRIO}$$

DIÂMETRO MÁXIMO DOS CONDUTORES:

*Deve-se levar em conta o efeito pelicular. Onde ao aumentar a frequência, a corrente no interior do condutor tende a se distribuir pela periferia. Desta forma, escolhe-se um fio com o raio menor do que o calculado.

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s \cdot s}} \cdot \text{cm} = 0.038 \cdot \text{cm} \text{-----RAIO MÁXIMO PARA O CONDUTOR}$$

$$D\Delta := 2 \cdot \Delta = 0.075 \cdot \text{cm} \text{-----DIÂMETRO MÁXIMO PARA O CONDUTOR}$$

*O fio AWG21 atende esta especificação, porém por questões de disponibilidade utilizou-se o condutor AWG24 tanto no primário quanto no secundário.

$$\phi_{\text{AWG24}} := 0.051 \cdot \text{cm}$$

$$\phi_{\text{AWG24Isolamento}} := 0.057 \cdot \text{cm}$$

$$S_{\text{AWG24}} := 0.002047 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{AWG24Isolamento}} := 0.002586 \text{ cm}^2$$

$$I_{\text{AWG24}} := 0.921 \text{ A}$$

$$\rho_{\text{AWG24}_20} := 0.000842 \frac{\Omega}{\text{cm}} \text{-----RESISTIVIDADE DO FIO POR CM A 20°C}$$

$$\rho_{\text{AWG24}_100} := 0.001125 \frac{\Omega}{\text{cm}} \text{-----RESISTIVIDADE DO FIO POR CM A 100°C}$$

SEÇÃO DOS CONDUTORES MÍNIMAS:

$$S_p := \frac{I_{pEf}}{j} = 0.029 \cdot \text{cm}^2 \text{-----SEÇÃO MÍNIMA DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO}$$

$$S_s := \frac{I_{sEf}}{j} = 5.238 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2 \text{-----SEÇÃO MÍNIMA DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO}$$

QUANTIDADE MÍNIMA DE CONDUTORES EM PARALELO:

$$n_p := \text{ceil} \left(\frac{S_p}{S_{AWG24}} \right) = 15 \text{-----NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO NO PRIMÁRIO}$$

$$n_s := \text{ceil} \left(\frac{S_s}{S_{AWG24}} \right) = 3 \text{-----NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO NO SECUNDÁRIO}$$

Para reduzir as perdas por condução, optou-se por aumentar o número de condutores em paralelo.

$$n_{p\text{opt}} := 20 = 20 \text{-----NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO NO PRIMÁRIO}$$

$$n_{s\text{opt}} := 4 = 4 \text{-----NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO NO SECUNDÁRIO}$$

$$l_p := \text{MLT} \cdot N_p = 0.928 \text{ m-----COMPRIMENTO DO PRIMÁRIO}$$

$$l_s := \text{MLT} \cdot N_s = 4.64 \text{ m-----COMPRIMENTO DO SECUNDÁRIO}$$

POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO:

$$A_{w\text{MinP}} := \frac{N_p \cdot n_p \cdot S_{AWG24\text{Isolamento}}}{k_w} = 1.034 \cdot \text{cm}^2 \text{-----SEÇÃO } A_w \text{ MÍNIMA DO PRIMÁRIO}$$

$$A_{w\text{MinS}} := \frac{N_s \cdot n_s \cdot S_{AWG24\text{Isolamento}}}{k_w} = 1.034 \cdot \text{cm}^2 \text{-----SEÇÃO } A_w \text{ MÍNIMA DO SECUNDÁRIO}$$

$$A_{w\text{MinTotal}} := A_{w\text{MinP}} + A_{w\text{MinS}} = 2.069 \cdot \text{cm}^2 \text{-----SEÇÃO } A_w \text{ MÍNIMA TOTAL}$$

*O valor de execução necessita ser < 1 para poder confeccionar o núcleo.

$$\text{Execução} := \frac{A_{w\text{MinTotal}}}{A_w} = 0.828$$

CÁLCULO DAS PERDAS CORRESPONDENTE AOS ENROLAMENTO:

$$R_{p_20} := \frac{N_p \cdot \rho_{AWG24_20} \cdot \text{MLT}}{n_p} = 3.907 \times 10^{-3} \Omega$$

$$R_{p_100} := \frac{N_p \cdot \rho_{AWG24_100} \cdot \text{MLT}}{n_p} = 5.22 \times 10^{-3} \Omega$$

$$R_{s_20} := \frac{N_s \cdot \rho_{AWG24_20} \cdot \text{MLT}}{n_s} = 0.098 \Omega$$

$$R_{s_100} := \frac{N_s \cdot \rho_{AWG24_100} \cdot MLT}{n_s} = 0.131 \, \Omega$$

$$P_{fioPMax} := R_{p_20} \cdot I_{pEf}^2 = 0.658 \, W$$

$$P_{fioSMax} := R_{s_20} \cdot I_{sEf}^2 = 0.543 \, W$$

$$P_{fioTotal} := P_{fioPMax} + P_{fioSMax} = 1.201 \, W$$

CÁLCULO DAS PERDAS DO NÚCLEO:

*Perdas magnéticas:

$$K_H := 4 \cdot 10^{-5} \text{ -----COEFICIENTE DE PERDAS POR HISTERESE}$$

$$K_E := 4 \cdot 10^{-10} \text{ -----COEFICIENTE DE PERDAS POR CORRENTES PARASITAS}$$

$$V_e \text{Calculado} := 5.7 \cdot \left(\frac{AeAw}{\text{cm}^4} \right)^{0.68} \cdot \text{cm}^3 = 13.79 \cdot \text{cm}^3 \text{ -----VOLUME DO NÚCLEO}$$

$$P_{Nucleo} := \left(\frac{\Delta B}{T} \right)^{2.4} \cdot \left[K_H \cdot f_s \cdot s + K_E \cdot (f_s \cdot s)^2 \right] \cdot \frac{V_e}{\text{cm}^3} \cdot W = 3.417 \, W \text{ -----PERDAS NO NÚCLEO}$$

*Resistência térmica do núcleo:

$$R_T := 23 \cdot \left(\frac{AeAw_{Real}}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{K}{W} = 10.265 \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W}$$

TEMPERATURA DO TRANSFORMADOR:

$$P_T := P_{fioTotal} + P_{Nucleo} = 4.618 \, W \text{ -----PERDAS TOTAIS}$$

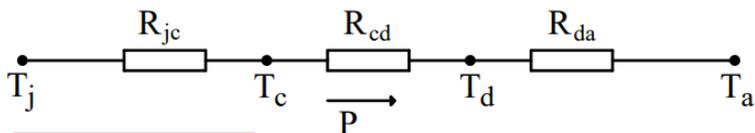
$$\Delta T := P_T \cdot R_T = 47.408 \cdot \Delta^\circ C \text{ -----VARIÇÃO DA TEMPERATURA DO TRANSFORMADOR}$$

Apêndice D

Projeto térmico para dimensionamento do dissipador

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
AUTOR: CARLOS EDUARDO POSSAMAI

ARQUIVO: PROJETO TÉRMICO



$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P}$$

$$R_{da} = R_{ja} - R_{jc} - R_{cd}$$

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da}$$

*Escolher um dissipador com o valor da resistência térmica menor ou igual ao calculado (R_{da}).

T_j - temperatura da junção ($^{\circ}\text{C}$).
 T_c - temperatura da cápsula ($^{\circ}\text{C}$).
 T_d - temperatura do dissipador ($^{\circ}\text{C}$).
 T_a - temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$).
 P - potência térmica sendo transferida ao meio ambiente (W).

R_{jc} - resistência térmica entre a junção e cápsula ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).
 R_{cd} - resistência térmica entre o componente e dissipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).
 R_{da} - resistência térmica entre o dissipador e o ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).
 R_{ja} - resistência térmica entre a junção e o ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

$f_s := 40 \cdot 10^3 \cdot \text{Hz}$ -----FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO (Hz)

$T_1 := \frac{1}{f_s} = 25 \cdot \mu\text{s}$ -----PERÍODO DE COMUTAÇÃO (μs)

$T_a := 40 \text{ }^\circ\text{C}$ -----TEMPERATURA AMBIENTE ($^\circ\text{C}$)

$R_{cd} := 1 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$

DADOS DE PROJETO

ESFORÇOS NOS COMPONENTES

ESFORÇO MÉDIO:

CHAVES S1 E S2:

$I_{S1_S2} := 6.3 \text{ A}$

CORRENTE NA CHAVE S1 E S2

DIODOS D1 E D2:

$I_{D1_D2} := 0.3 \text{ A}$

CORRENTE NO DIODO D1 E D2

DIODO D3:

$I_{D3} := 1.2 \text{ A}$

CORRENTE NO DIODO D3

DIODO D4:

$I_{D4} := 2.133 \text{ A}$

CORRENTE NO DIODO D4

ESFORÇO EFICAZ:

CHAVES S1 E S2:

$I_{RMS_S1_S2} := 10.515 \text{ A}$

CORRENTE NA CHAVE S1 E S2

DIODOS D1 E D2:

$I_{RMS_D1_D2} := 0.577 \text{ A}$

CORRENTE NO DIODO D1 E D2

DIODO D3:

$I_{RMS_D3} := 2.001 \text{ A}$

CORRENTE NO DIODO D3

DIODO D4:

$I_{RMS_D4} := 2.668 \text{ A}$

CORRENTE NO DIODO D4

ESFORÇOS NOS COMPONENTES

MOSFET S1 e S2

$I_{dOn_S1_S2} := 18.333333 \text{ A}$

$V_{dsOff_S1_S2} := 50 \text{ V}$

MODELO: IPP075N15N ENCAPSULAMENTO TO-220AB

$T_{j_S1_S2_Max} := 175 \text{ }^\circ\text{C}$

$$T_{j_S1_S2} := 100^{\circ}\text{C}$$

$$R_{jc_S1_S2} := 0.5 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$I_{d_100_S1_S2} := 93\text{A}$$

$$R_{dsOn_S1_S2} := 7.7 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$P_{Cond_S1_S2} := R_{dsOn_S1_S2} \cdot I_{RMS_S1_S2}^2 = 0.851 \text{ W}$$

$$t_r_S1_S2 := 52 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$t_f_S1_S2 := 21 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$P_{Com_S1_S2} := \frac{f_s}{2} \cdot (t_r_S1_S2 + t_f_S1_S2) \cdot I_{dOn_S1_S2} \cdot V_{dsOff_S1_S2} = 1.338 \text{ W}$$

$$P_{Loss_S1_S2} := P_{Cond_S1_S2} + P_{Com_S1_S2} = 2.19 \text{ W}$$

$$T_{d_S1_S2_4} := T_{j_S1_S2} - (R_{jc_S1_S2} + R_{cd}) \cdot P_{Loss_S1_S2} = 96.715^{\circ}\text{C}$$

Se Rja (Datasheet) > Rja Calculado, precisa do dissipador

Como Rja (Datasheet) = 65°C/W é maior que o calculado, então precisa de dissipador.

$$R_{ja_S1_S2} := \frac{T_{j_S1_S2} - T_a}{P_{Loss_S1_S2}} = 27.401 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{da_S1_S2} := R_{ja_S1_S2} - R_{jc_S1_S2} - R_{cd} = 25.901 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

▣ MOSFET S1 e S2

▣ DIODO D1 e D2

MODELO: C3D10060A

ENCAPSULAMENTO TO-220-2

$$T_{j_D1_D2_Max} := 175^{\circ}\text{C}$$

$$T_{j_D1_D2} := 100^{\circ}\text{C}$$

$$V_F_D1_D2 := 1.5\text{V}$$

$$R_{jc_D1_D2} := 1.1 \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{dsOn_D1_D2} := 44 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$P_{Cond_D1_D2} := V_F_D1_D2 \cdot I_{D1_D2} + R_{dsOn_D1_D2} \cdot I_{RMS_D1_D2}^2 = 0.465 \text{ W}$$

$$R_{ja_D1_D2} := \frac{T_{j_D1_D2} - T_a}{P_{Cond_D1_D2}} = 129.13 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

Se Rja (Datasheet) > Rja Calculado, precisa do dissipador

Como Rja (Datasheet) = 60°C/W é menor que o calculado, então não precisa de dissipador

$$T_{d_D1_D2} := T_{j_D1_D2} - (R_{jc_D1_D2} + R_{cd}) \cdot P_{Cond_D1_D2} = 99.024^{\circ}\text{C}$$

▣ DIODO D1 e D2

DIODO D3

$$I_{D3} = 1.2 \text{ A}$$

$$I_{RMS_D3} = 2.001 \text{ A}$$

MODELO: C3D10060A ENCAPSULAMENTO TO-220-2

$$T_{j_D3_Max} := 175 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{j_D3} := 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{jc_D3} := 1.1 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$V_{F_D3} := 1.5 \text{ V}$$

$$R_{dsOn_D3} := 44 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$P_{Cond_D3} := \left(V_{F_D3} \cdot I_{D3} + R_{dsOn_D3} \cdot I_{RMS_D3}^2 \right) = 1.976 \text{ W}$$

$$P_{Loss_D3} := P_{Cond_D3}$$

$$R_{ja_D3} := \frac{T_{j_D3} - T_a}{P_{Loss_D3}} = 30.362 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$T_{d_D3} := T_{j_D3} - (R_{jc_D3} + R_{cd}) \cdot P_{Loss_D3} = 95.85 \text{ }^\circ\text{C}$$

Se Rja (Datasheet) > Rja Calculado, precisa do dissipador

$$R_{da_D3} := R_{ja_D3} - R_{jc_D3} - R_{cd} = 28.262 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

DIODO D3**DIODO D4**

$$I_{D4} = 2.133 \text{ A}$$

$$I_{RMS_D4} = 2.668 \text{ A}$$

MODELO: C3D10060A ENCAPSULAMENTO TO-220-2

$$T_{j_D4_Max} := 175 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{j_D4} := 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{jc_D4} := 1.1 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$V_{F_D4} := 1.5 \text{ V}$$

$$R_{dsOn_D4} := 44 \cdot 10^{-3} \Omega$$

$$P_{Cond_D4} := \left(V_{F_D4} \cdot I_{D4} + R_{dsOn_D4} \cdot I_{RMS_D4}^2 \right) = 3.513 \text{ W}$$

$$P_{Loss_D4} := P_{Cond_D4}$$

$$R_{ja_D4} := \frac{T_{j_D4} - T_a}{P_{Loss_D4}} = 17.081 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$T_{d_D4} := T_{j_D4} - (R_{jc_D4} + R_{cd}) \cdot P_{Loss_D4} = 92.623 \text{ }^\circ\text{C}$$

Se R_{ja} (Datasheet) > R_{ja} Calculado, precisa do dissipador

$$R_{da_D4} := R_{ja_D4} - R_{jc_D4} - R_{cd} = 14,981 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

DIODO D4

CÁLCULO DO DISSIPADOR

CÁLCULO PARA DISSIPADOR ÚNICO:

Considerou-se a menor temperatura calculada dos componentes.
E após isto somou-se as potências.

$$T_{d_Min} := 92,623^\circ\text{C}$$

$$P_{LossTotal} := 2P_{Loss_S1_S2} + P_{Loss_D3} + P_{Loss_D4} = 9,868 \text{ W}$$

$$R_{da} := \frac{T_{d_Min} - T_a}{P_{LossTotal}} = 5,333 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

A resistência do dissipador precisa ser menor que a resistência calculada. Por estar disponível no laboratório, utilizou-se o HS 15559.

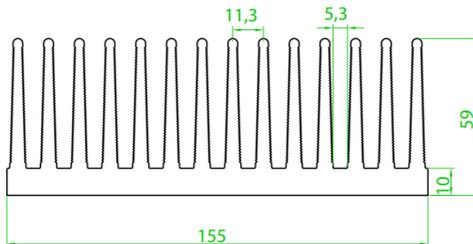
$$R_{daFab}(f_{corr}) := 0,73 \cdot f_{corr}$$

$$R_{daFab}(1,04) = 0,759$$

Código: HS 15559

Perímetro: 2112 mm

Resistência Térmica: 0,73 °C / W / 4"



comprimento	fator de correção
10 mm	3,05
20 mm	2,21
30 mm	1,82
40 mm	1,59
50 mm	1,43
70 mm	1,22
100 mm	1,04
150 mm	0,86
200 mm	0,75
250 mm	0,67
300 mm	0,62
400 mm	0,54
500 mm	0,49

CÁLCULO DO DISSIPADOR

Apêndice E

Projeto dos controladores de corrente e tensão

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
AUTOR: CARLOS EDUARDO POSSAMAI

ARQUIVO: PROJETO DO CONTROLADOR

▼PARAMETROS DE ENTRADA

$V_i := 50$	TENSÃO DE ENTRADA
$N_c := 4$	NÚMERO DE MÓDULOS
$n := 5$	RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO
$L_o := 4.7 \times 10^{-3}$	INDUTÂNCIA DE SAÍDA
$C_o := 2 \times 10^{-6}$	CAPACITOR DE SAÍDA
$L_i := 2 \times 10^{-6}$	INDUTOR DE ENTRADA
$C_i := (45 + 60 \cdot N_c) 10^{-6}$	CAPACITOR DE ENTRADA
$R_o := 27$	RESISTÊNCIA POR MÓDULO
$D := 0.36$	RAZÃO CÍCLICA DO PONTO DE EQUILIBRIO
$f_s := 40000$	FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO
$V_{CiT} := V_i \cdot n \cdot N_c = 1000$	TENSÃO DE ENTRADA MODELO BUCK REDUZIDO
$L_{iT} := L_i \cdot (n \cdot N_c)^2 = 0.0008$	INDUTOR DE ENTRADA MODELO BUCK REDUZIDO
$C_{iT} := \frac{C_i}{(n \cdot N_c)^2} = 7.125 \times 10^{-7}$	CAPACITOR DE ENTRADA MODELO BUCK REDUZIDO
$L_{oT} := L_o \cdot N_c = 0.0188$	INDUTOR DE SAÍDA BUCK REDUZIDO
$C_{oT} := \frac{C_o}{N_c} = 5 \times 10^{-7}$	CAPACITOR DE SAÍDA MODELO BUCK REDUZIDO
$R_{oT} := R_o \cdot N_c = 108$	RESISTÊNCIA DE SAÍDA TOTAL
$I_{LoT} := \frac{V_{CiT} \cdot D}{R_{oT}} = 3.3333333$	CORRENTE MÉDIA NO INDUTOR
$V_{Th} := 3.3$	TENSÃO MÁXIMA DA MODULADORA

FILTRO SALLEN-KEY SEGUNDA ORDEM

$$j := \sqrt{-1}$$

$$R_1 := 1200$$

$$R_2 := R_1$$

$$C_1 := 10 \cdot 10^{-9}$$

$$C_2 := 10 \cdot 10^{-9}$$

$$f_{cSK2} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}} = 13262.9119243$$

$$G_{\text{FiltroSK2}}(\omega) := \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \cdot \frac{1}{(j \cdot \omega)^2 + \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \cdot (j \cdot \omega) + \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$\text{Ganho}_{SK2} := G_{\text{FiltroSK2}}(0) = 1$$

$$G_{\text{FiltroSK2_Mod}}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{\text{FiltroSK2}}(\omega)|) \quad G_{\text{FiltroSK2_Fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{\text{FiltroSK2}}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA

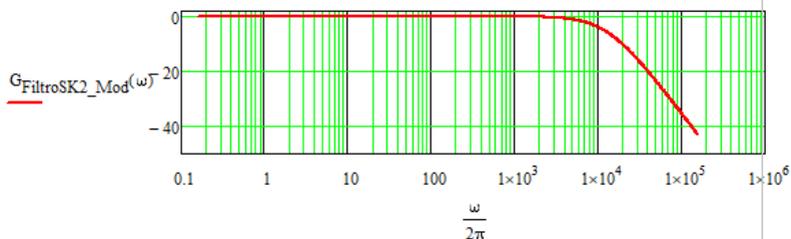
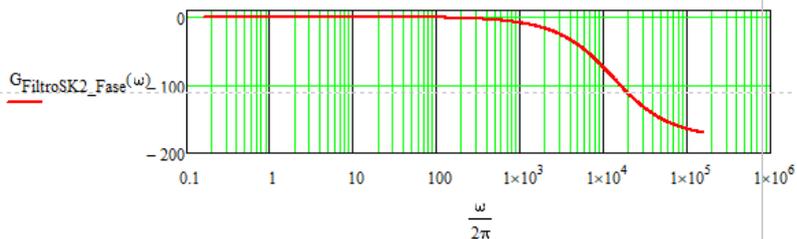


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



PLANTA REFERENTE AO ATRASO DO MODULADO.....

$$k_{pwm} := 1$$

$$T_a := \frac{1}{2 \cdot f_s} = 0.0000125 \text{ PERÍODO DE AQUISIÇÃO DOS DADOS}$$

$$G_{DelayPWM}(\omega) := e^{-j \cdot \omega \cdot T_a} \text{ ATRASO DA AQUISIÇÃO DE DADOS}$$

$$\text{Ganho}_{DelayPWM} := G_{DelayPWM}(0) = 1$$

$$G_{DelayPWM_Mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{DelayPWM}(\omega)|) \quad G_{DelayPWM_Fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{DelayPWM}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA

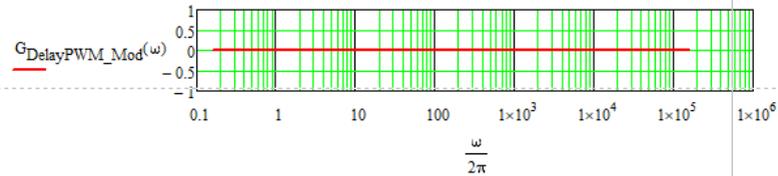
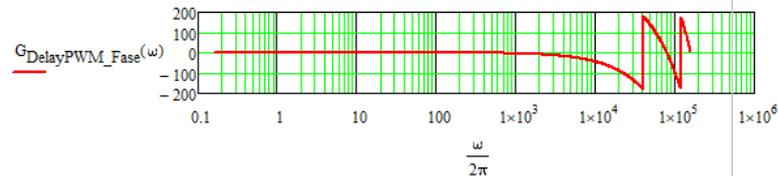


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



PLANTA DE TENSÃO PELA RAZÃO CÍCLICA.....

$$G_{Vo_D}(\omega) := \frac{(C_{iT} L_{iT} R_{oT} V_{CiT})(j \cdot \omega)^2 + (-D I_{LoT} L_{iT} R_{oT})(j \cdot \omega) + (R_{oT} V_{CiT})}{(C_{iT} C_{oT} L_{iT} L_{oT} R_{oT})(j \cdot \omega)^4 + (C_{iT} L_{iT} L_{oT})(j \cdot \omega)^3 + (C_{oT} L_{iT} R_{oT} D^2 + C_{iT} L_{iT} R_{oT} + C_{oT} L_{oT} R_{oT})(j \cdot \omega)^2 + (L_{iT} D^2 + L_{oT})(j \cdot \omega) + R_{oT}}$$

$$\text{Ganho}_{Vo_D} := G_{Vo_D}(0) = 1000$$

$$G_{Vo_D_Mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{Vo_D}(\omega)|) \quad G_{Vo_D_Fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{Vo_D}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA

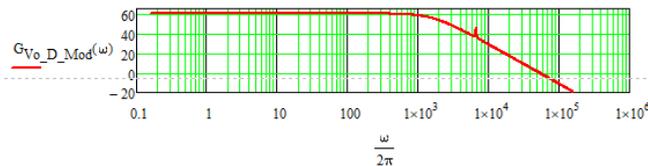
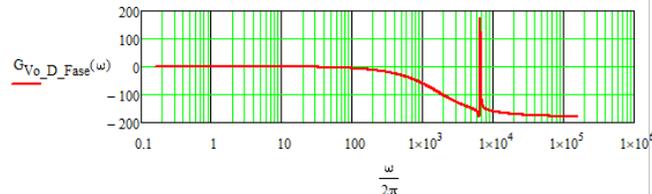


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



PLANTA DE CORRENTE PELA RAZÃO CÍCLICA

$$G_{I_{Lo_D}}(\omega) := \frac{(C_{iT} C_{oT} L_{iT} R_{oT} V_{CI}) \cdot (j \cdot \omega)^3 + (C_{iT} L_{iT} V_{CI} - C_{oT} D \cdot L_{oT} L_{iT} R_{oT}) \cdot (j \cdot \omega)^2 + (C_{oT} R_{oT} V_{CI} - D \cdot L_{oT} L_{iT}) \cdot (j \cdot \omega) + (V_{CI})}{(C_{iT} C_{oT} L_{iT} L_{oT} R_{oT}) \cdot (j \cdot \omega)^4 + (C_{iT} L_{iT} L_{oT}) \cdot (j \cdot \omega)^3 + (C_{oT} L_{iT} R_{oT} D^2 + C_{iT} L_{iT} R_{oT} + C_{oT} L_{oT} R_{oT}) \cdot (j \cdot \omega)^2 + (L_{iT} D^2 + L_{oT}) \cdot (j \cdot \omega) + R_{oT}}$$

Ganho_{I_{Lo}_D} := G_{I_{Lo}_D}(0) = 9.2592593

G_{I_{Lo}_D_Mod}(ω) := 20 · log(|G_{I_{Lo}_D}(ω)|) G_{I_{Lo}_D_Fase}(ω) := $\frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{I_{Lo_D}}(\omega))$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA

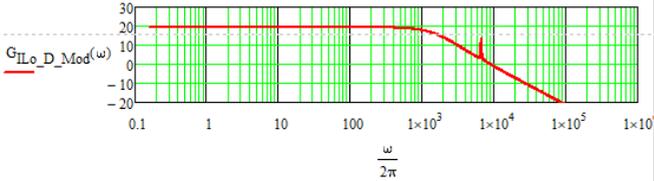
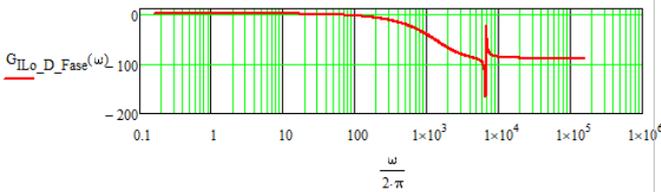


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



PLANTA DE TENSÃO PELA CORRENTE

$$G_{V_{o_I_{Lo}}}(\omega) := \frac{R_{oT}}{(C_{oT} R_{oT}) \cdot (j \cdot \omega) + 1}$$

Ganho_{V_o_I_{Lo}} := G_{V_o_I_{Lo}}(0) = 108

G_{V_o_I_{Lo}_Mod}(ω) := 20 · log(|G_{V_o_I_{Lo}}(ω)|) G_{V_o_I_{Lo}_Fase}(ω) := $\frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{V_{o_I_{Lo}}}(\omega))$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA

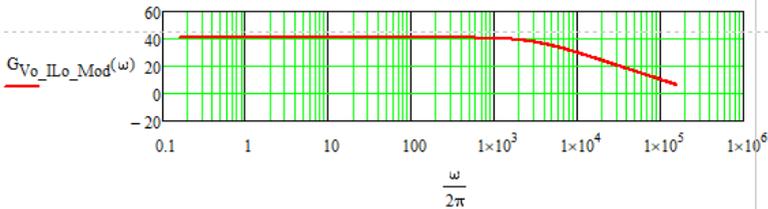
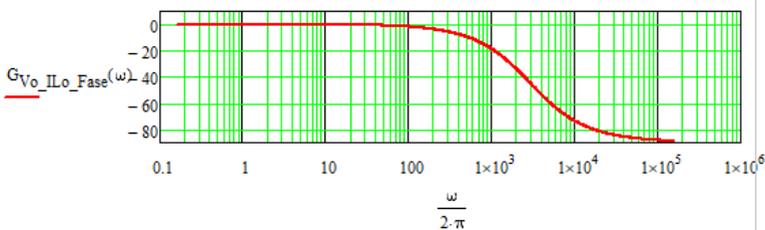


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE MALHA ABERTA DA CORRENTE

$$FTLAi_{NC}(\omega) := G_{ILo_D}(\omega) \cdot G_{FiltroSK2}(\omega) \cdot k_{pwm} \cdot G_{DelayPWM}(\omega)$$

$$\text{Ganho}_{FTLAI_{NC}} := FTLAI_{NC}(0) = 9.2592593$$

$$FTLAI_{NC_Mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLAI_{NC}(\omega)|) \quad FTLAI_{NC_Fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLAI_{NC}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA

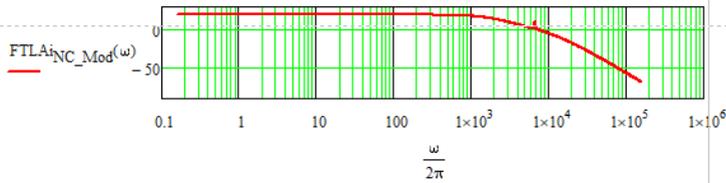
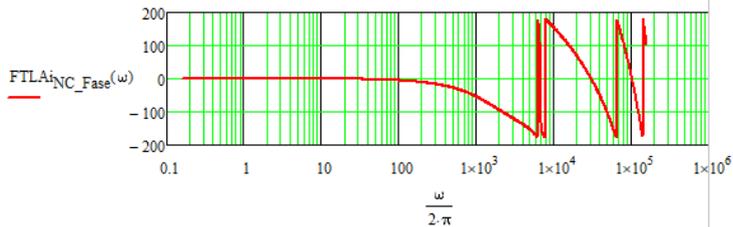


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



PROJETO DO CONTROLE DE CORRENTE

$$f_{ci} = 180$$

$$\omega_{ci} = 2 \cdot \pi \cdot f_{ci}$$

$$G_{Fi} = 80$$

$$M_{Fi} := \frac{\pi}{180} \cdot G_{Fi}$$

$$\omega_{zi} := \frac{\omega_{ci}}{\tan\left(M_{Fi} - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLAI_{NC}(\omega_{ci}))\right)} = 245928.2880096$$

$$k_{ci} := \frac{\omega_{ci}}{\sqrt{\omega_{zi}^2 + \omega_{ci}^2} \cdot |FTLAI_{NC}(\omega_{ci})|} = 0.0004996$$

$$\tau_i := \frac{1}{\omega_{zi}} = 4.066226 \times 10^{-6}$$

$$G_{ci}(\omega) := k_{ci} \frac{(j \cdot \omega + \omega_{zi})}{j \cdot \omega}$$

$$G_{ci_Mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{ci}(\omega)|) \quad G_{ci_Fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{ci}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA

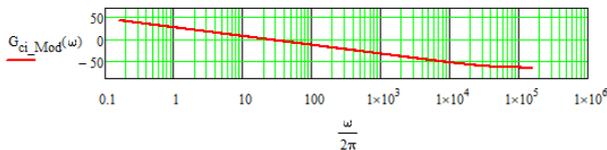
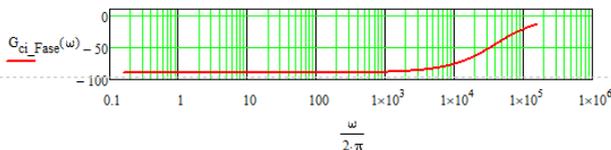


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



$$FTL_{Ai_C}(\omega) := G_{ILo_D}(\omega) \cdot G_{FiltroSK2}(\omega) \cdot k_{pwm} \cdot G_{DelayPWM}(\omega) \cdot G_{Ci}(\omega)$$

$$FTL_{Ai_{CMod}}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTL_{Ai_C}(\omega)|) \quad FTL_{Ai_{CFase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTL_{Ai_C}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA REALIMENTADO

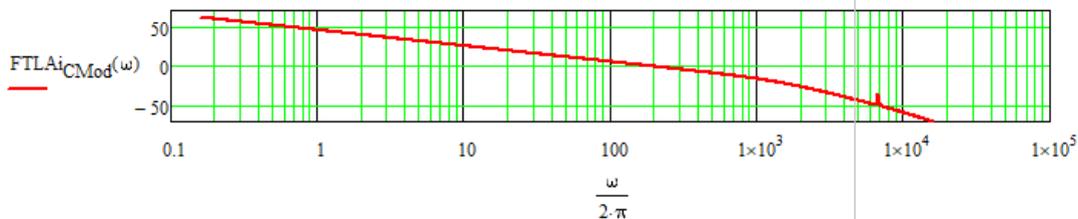
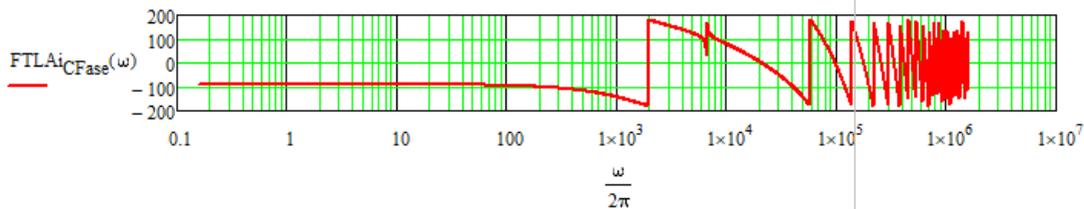


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA REALIMENTADO

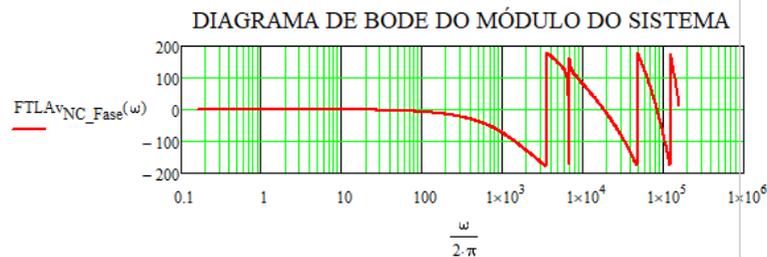
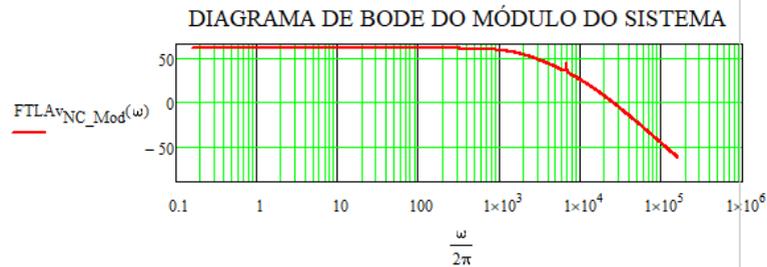


FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE MALHA ABERTA DA TENSÃO

$$FTLA_{vNC}(\omega) := G_{Vo_D}(\omega) \cdot G_{FiltroSK2}(\omega) \cdot k_{pwm} \cdot G_{DelayPWM}(\omega)$$

$$Ganho_{FTLA_{vNC}} := FTLA_{vNC}(0) = 1000$$

$$FTLA_{vNC_Mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{vNC}(\omega)|) \quad FTLA_{vNC_Fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{vNC}(\omega))$$



PROJETO DO CONTROLE DE TENSÃO

$$f_{cv} := 180$$

$$\omega_{cv} := 2 \cdot \pi \cdot f_{cv}$$

$$G_{Fv} := 80$$

$$M_{Fv} := \frac{\pi}{180} \cdot G_{Fv}$$

$$\omega_{zv} := \frac{\omega_{cv}}{\tan\left(M_{Fv} - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{vNC}(\omega_{cv}))\right)} = 17216.8781873$$

$$k_{cv} := \frac{\omega_{cv}}{\sqrt{\omega_{zv}^2 + \omega_{cv}^2} \cdot |FTLA_{vNC}(\omega_{cv})|} = 0.0000661$$

$$G_{cv}(\omega) := k_{cv} \frac{(j \cdot \omega + \omega_{zv})}{j \cdot \omega} \quad \tau_z := \frac{1}{\omega_{zv}} = 0.0000581$$

$$G_{cv_Mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{cv}(\omega)|) \quad G_{cv_Fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{cv}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA

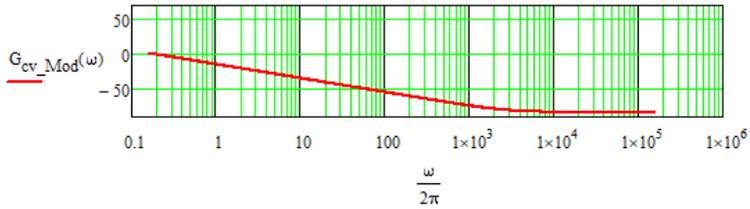
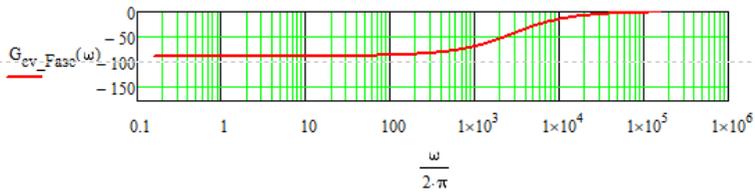


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA



$$FTLA_{vC}(\omega) := G_{Vo_D}(\omega) \cdot G_{FiltroSK2}(\omega) \cdot k_{pwm} \cdot G_{DelayPWM}(\omega) \cdot G_{cv}(\omega)$$

$$FTLA_{vCMod}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{vC}(\omega)|) \quad FTLA_{vCFase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{vC}(\omega))$$

DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA REALIMENTADO

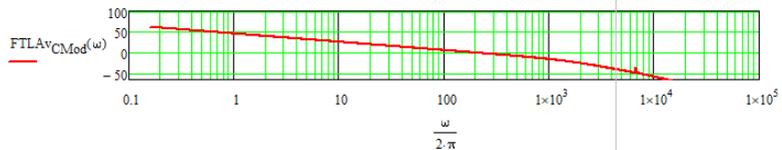
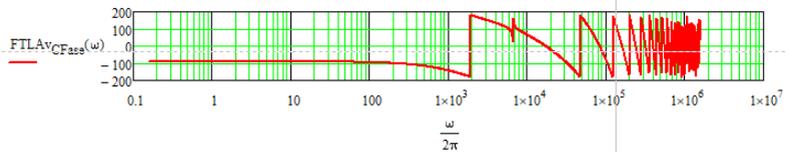
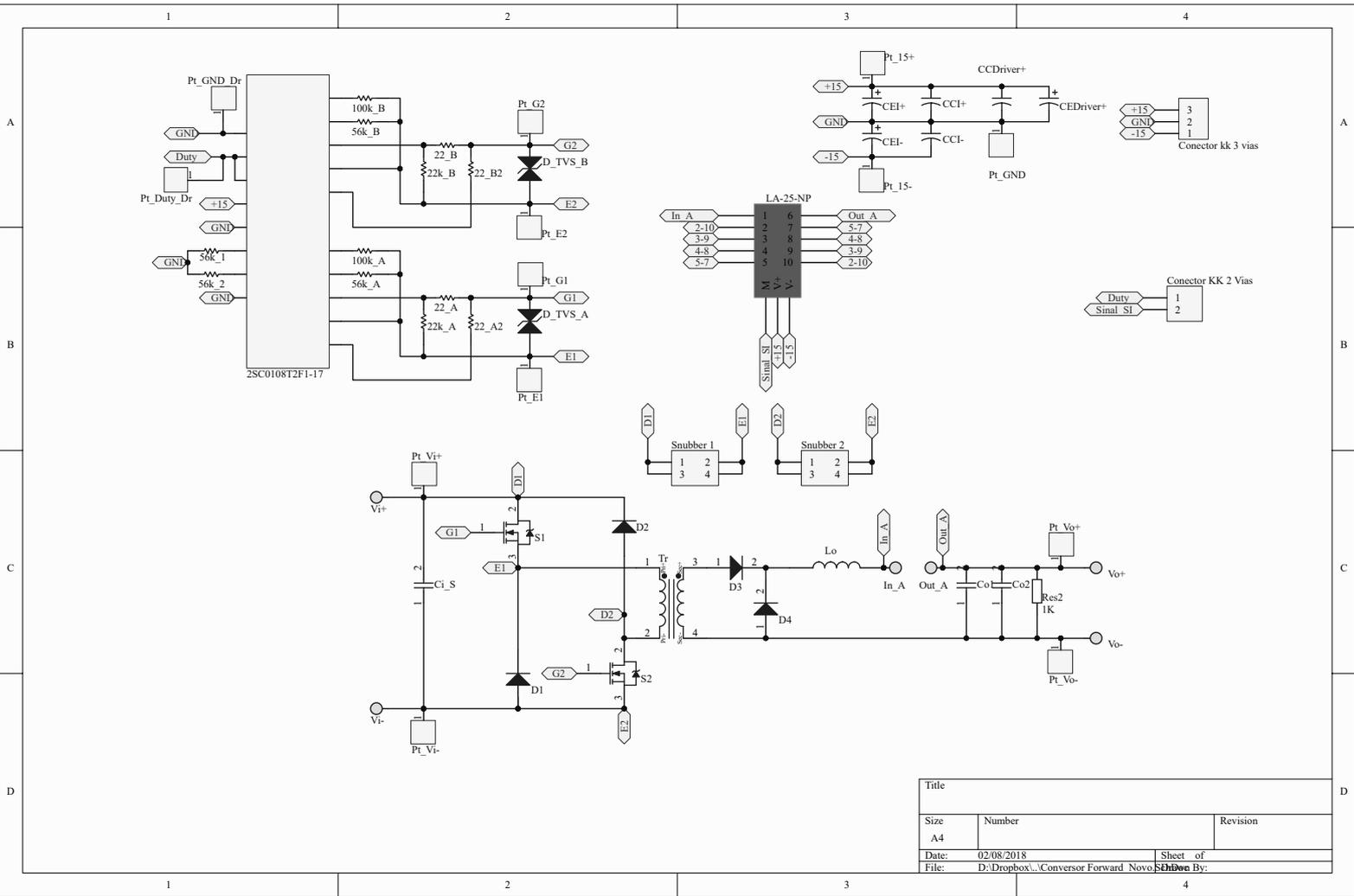


DIAGRAMA DE BODE DO MÓDULO DO SISTEMA REALIMENTADO



Apêndice F

Esquemático do módulo *Forward*



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	02/08/2018	Sheet of
File:	D:\Dropbox\...Conversor Forward Novo	Drawn By:

1

2

3

4

1

2

3

4

