



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

DANIEL DA SILVA GOMES

**CARREGADOR DE BATERIAS VRLA ESTACIONÁRIAS COM GERADOR DE IMÃ
PERMANENTE ACOPLADO A UMA BICICLETA ERGOMÉTRICA**

FORTALEZA

2019

DANIEL DA SILVA GOMES

CARREGADOR DE BATERIAS VRLA ESTACIONÁRIAS COM GERADOR DE IMÃ
PERMANENTE ACOPLADO A UMA BICICLETA ERGOMÉTRICA

Monografia apresentada ao Programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

FORTALEZA

2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

G613c Gomes, Daniel da Silva.

Carregador de baterias VRLA estacionárias com gerador de imã permanente acoplado a uma bicicleta ergométrica / Daniel da Silva Gomes. – 2019.

112 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2019.

Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

1. Conversor CC-CC Buck. 2. Célula de comutação de três estados. 3. Baterias VRLA estacionárias. I. Título.

CDD 621.3

DANIEL DA SILVA GOMES

CARREGADOR DE BATERIAIS VRLA ESTACIONÁRIAS COM GERADOR DE IMÃ
PERMANENTE ACOPLADO A UMA BICICLETA ERGOMÉTRICA

Monografia apresentada ao Programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Eng. Jefferson Maia de Sousa
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE)

Prof. Eng. José Janiere Silva de Souza
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE)

Aos meus pais, Rejane e Clerton.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Rejane e Clerton, a quem devo tudo que sou e pelo apoio incondicional que sempre me deram.

À minha irmã Aline e meu irmão Rafael, pelo apoio durante a realização desse trabalho.

Ao meu amigo Jefferson, pela amizade e pela sua imensa contribuição não apenas nesse trabalho, mas durante toda a graduação.

Aos meus amigos Thiago Lima, Paulo Wesley e Paulo Janderson, pelas valiosas contribuições no meu aprendizado e pelos inúmeros projetos desenvolvidos em conjunto durante o curso.

Aos meus amigos do curso de engenharia elétrica: Mapse Barroso, Kevin Mota, Isadora Castro, Jander Canuto, Dênio Silva, José Orcetti, Arthur Nunes, Icaro Silvestre, Antonio Barros, Eduardo Maia, Lucas Rebouças, Judá Santos, Débora Damasceno, Victor Ferreira e Nátalie Uchôa, por tudo que aprendi com todos, pela ajuda nos momentos de seriedade como também pelos momentos de descontração.

Aos meus amigos Antonio Lucas, Bruno Mendes, Clóvis Daniel, Henrique Brito e Raphael Souza, pela amizade de longa data e pelas contribuições de certa forma ao longo do curso.

Ao meu orientador, Prof^o Dr. René Pastor Torrico Bascopé, pela confiança depositada e pela disponibilidade e orientação, que foram fundamentais para a realização desse trabalho, além dos valiosos conhecimentos passados durante as disciplinas do curso.

Ao Janiere Silva, pela disponibilidade e pôr aceitar em participar da banca examinadora desse trabalho.

Aos colegas de laboratório do Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC): Allan Uchoa, Samara Oliveira, Suzane Carvalho e Ícaro Jonas, pela convivência e conhecimentos compartilhados. Em especial, ao Davi Joca, pela confiança em mim depositada e Juliano Pacheco, por toda a ajuda prestada e conversas descontraídas.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), pelos ensinamentos feitos nas disciplinas do curso. Além disso, à Adely Ribeiro, pelo bom trabalho prestado na secretária do curso.

*“You can't always get what you want
But if you try sometimes, well, you might find
You get what you need!”*

(The Rolling Stones)

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CC-CC *Buck* com retificação síncrona (RS) baseado na célula de comutação de três estados (CCTE) alimentado por um gerador de imã permanente de 8 polos trifásico acoplado a uma bicicleta ergométrica. Para alimentar o conversor, a tensão alternada nos terminais do gerador trifásico é retificada utilizando uma ponte trifásica de diodos. O conversor CC-CC *Buck* RS-CCTE controla do fluxo de potência entre o gerador e as duas baterias VRLA estacionárias conectadas em série. Para o conversor, foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa no modo de condução contínua (MCC), visando entender seu princípio de operação e definição das grandezas elétricas. Através da análise quantitativa, é desenvolvido um exemplo de projeto dos circuitos de potência e controle, para as especificações de tensão de entrada variável de 70 V a 140 V, tensão de saída de 28 V e potência de saída de 400 W. Posteriormente, para validar ambas as análises e o exemplo de projeto, o conversor foi simulado em malha fechada. Desta maneira, são mostrados os resultados de simulação em regime permanente e em regime dinâmico, incorporando o modelo simplificado da bateria.

Palavras-chave: Conversor CC-CC *Buck*. Célula de comutação de três estados. Baterias VRLA estacionárias.

ABSTRACT

This work presents the study of a DC – DC Buck converter with synchronous rectification (SR) based on the three-state switching cell (TSSC) supplied by an 8-pole three-phase permanent magnet generator connected to a bicycle ergometer. To supply the converter, the alternating voltage on generator's terminals is rectified using a three-phase diode bridge. The DC-DC converter Buck SR-TSSC controls the load flow between the generator and two VRLA stationary batteries connected in series. For the converter, a qualitative and quantitative analysis in continuous conduction mode (CCM) are made, aiming to understand his principle of operation and definition of electrical quantities. Through the quantitative analysis, an example of project for power and control circuits is developed, for input voltage specification of the converter from 70 V to 140 V, output voltage of 28 V and output power of 400 W. Posteriorly, to validate both analysis and the example of project, the converter is simulated on closed-loop. Thus, the simulation results are shown on steady and dynamic states, incorporating the simplified model of battery.

Keywords: DC-DC Buck Converter. Three-state Switching Cell. VRLA Stationary Batteries.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Esquemático de um gerador síncrono monofásico com um único enrolamento e dois polos	17
Figura 1.2	– Enrolamento de campo de um rotor cilíndrico de dois polos	18
Figura 1.3	– Elementos de uma célula recarregável	19
Figura 1.4	– Capacidades em diferentes regimes de descarga (Ah) para baterias da linha MF e MC da marca Moura, para temperatura de 25 °C	23
Figura 1.5	– Curvas características de descarga a 25 °C de baterias VRLA	24
Figura 1.6	– Relação entre a temperatura e a vida útil relativa de bateria VRLA	25
Figura 1.7	– Relação entre o número de ciclos de recarga e a profundidade de descarga de bateria VRLA	25
Figura 1.8	– Curva característica para método de tensão constante	27
Figura 1.9	– Curva característica para método de corrente constante	28
Figura 1.10	– Curva característica para método de corrente constante e tensão constante .	29
Figura 1.11	– Fluxo de potência em um sistema de processamento de potência elétrica	30
Figura 1.12	– Esquemático de um conversor CC-CC não isolado	30
Figura 1.13	– Geração de topologias a partir de uma célula de comutação para conversores CC-CC não isolados	31
Figura 1.14	– Topologias dos seis conversores CC-CC clássicos	31
Figura 1.15	– Estados dos dispositivos na célula de comutação de dois estados	32
Figura 1.16	– Conversor CC-CC <i>push-pull</i> clássico para obtenção da célula B	33
Figura 1.17	– Processo de obtenção da célula B	33
Figura 1.18	– Conversor CC-CC <i>Buck</i> utilizando uma CCTE	34
Figura 1.19	– Conversor CC-CC <i>Buck</i> CCTE com retificação síncrona	34
Figura 2.1	– Conversor CC-CC <i>Buck</i> CCTE a ser analisado	36
Figura 2.2	– Conversor CC-CC <i>Buck</i> CCTE proposto	36
Figura 2.3	– Primeira etapa de operação	38

Figura 2.4	– Segunda etapa de operação	38
Figura 2.5	– Terceira etapa de operação	39
Figura 2.6	– Quarta etapa de operação	39
Figura 2.7	– Principais formas de onda (1)	40
Figura 2.8	– Principais formas de onda (2)	41
Figura 2.9	– Ganho estático do conversor em função da razão cíclica D	45
Figura 2.10	– Formas de onda para o modo de condução descontínua	45
Figura 2.11	– Curvas da característica de saída do conversor CC-CC <i>Buck</i> CCTE	48
Figura 2.12	– Forma de onda da corrente do capacitor de saída	49
Figura 2.13	– Formas de onda simplificadas	51
Figura 2.14	– Diagrama de blocos para o sistema controlado	54
Figura 2.15	– Diagrama de blocos de um sistema com realimentação	56
Figura 3.1	– Modelo de pequeno sinal da chave PWM	65
Figura 3.2	– Circuito do conversor CC-CC <i>Buck</i> com o modelo de pequeno sinal da chave PWM	65
Figura 3.3	– Circuito equivalente para determinação da FT para malha de tensão	66
Figura 3.4	– Divisor resistivo para a amostragem da tensão de saída	67
Figura 3.5	– Diagrama de Bode para $FTL_{AscV}(s)$	69
Figura 3.6	– Compensador do tipo 2	70
Figura 3.7	– Diagrama de Bode para $FTL_{AccV}(s)$	72
Figura 3.8	– Circuito equivalente para determinação da FT para malha de corrente	73
Figura 3.9	– Amplificador operacional diferencial	75
Figura 3.10	– Diagrama de Bode para $FTL_{AscI}(s)$	76
Figura 3.11	– Diagrama de Bode para $FTL_{AccI}(s)$	79
Figura 4.1	– Modelo resistivo das baterias	80
Figura 4.2	– Modelo simplificado das baterias	81

Figura 4.3	– Tensão de entrada V_i do conversor CC-CC <i>Buck</i> CCTE ($V_i=140V$)	81
Figura 4.4	– Tensão de saída V_o e corrente de saída I_o para V_i igual a 140 V	82
Figura 4.5	– Corrente I_{L_o} e tensão V_{L_o} no indutor L_o para V_i igual a 140 V	82
Figura 4.6	– Corrente i_{C_o} no capacitor C_o de saída e ondulação da tensão de saída V_o para V_i igual a 140 V	83
Figura 4.7	– Correntes nas chaves S_1, S_3, S_2 e S_4 ($V_i=140 V$)	84
Figura 4.8	– Tensão de entrada V_i do conversor CC-CC <i>Buck</i> CCTE ($V_i=70 V$)	85
Figura 4.9	– Tensão de saída V_o e corrente de saída I_o para V_i igual a 70V	85
Figura 4.10	– Corrente I_{L_o} e tensão V_{L_o} no indutor L_o para V_i igual a 70V	86
Figura 4.11	– Corrente i_{C_o} no capacitor C_o de saída e ondulação da tensão de saída V_o para V_i igual a 70 V	87
Figura 4.12	– Correntes nas chaves S_1, S_3, S_2 e S_4 ($V_i=70V$)	87
Figura 4.13	– Tensões e correntes de fase do gerador	88
Figura 4.14	– Corrente de saída (partida) I_o para V_i igual a 140 V	89
Figura 4.15	– Corrente de saída (partida) I_o para V_i igual a 70 V	89
Figura 4.16	– Circuito da carga para o teste de degrau de carga	90
Figura 4.17	– Corrente I_o e tensão V_o de saída no teste de degrau de carga ($V_i = 140V$) ...	91
Figura 4.18	– Corrente I_o e tensão V_o de saída no teste de degrau de carga ($V_i = 70 V$)	91
Figura 4.19	– Circuito da carga para o teste de curto-circuito	92
Figura 4.20	– Corrente de saída I_o (preto), tensão de saída V_o (vermelho) e o sinal de controle no teste de curto-circuito	92
Figura 4.21	– Corrente de saída I_o durante a recarga das baterias	93
Figura 4.22	– Tensão de saída V_o durante a recarga das baterias	93
Figura 4.23	– Corrente de saída I_o e tensão de saída V_o após a recarga das baterias	94
Figura A.1	– Esquemático do circuito para tensão de entrada V_i igual a 140 V	99
Figura A.2	– Esquemático do circuito para tensão de entrada V_i igual a 70 V	100

Figura A.3 – Esquemático das malhas de controle e dos modelos de carga 101

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Efeitos negativos dos métodos de carga	29
Tabela 2 – Especificações do projeto.	58
Tabela 3 – Considerações do projeto.	58
Tabela 4 – Comparação dos resultados simulados e teóricos para V_i igual a 140 V.....	84
Tabela 5 – Comparação dos resultados simulados e teóricos para V_i igual a 70 V.....	88

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
RPM	Rotações por minuto
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i>
AGM	<i>Absorbed Glass Mat</i>
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid</i>
Ah	Ampère-hora
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
CCTE	Célula de comutação de três estados
MCC	Modo de condução contínua
LTK	Lei das tensões de <i>Kirchhoff</i>
Hz	Unidade de frequência, Hertz
MCD	Modo de condução descontínua
FT	Função de transferência
FTLA	Função de transferência de laço aberto
MF	Margem de Fase em graus.
MG	Margem de Ganho em Decibéis
dB	Decibéis

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
%	Porcentagem	-
f	Frequência da tensão induzida no gerador síncrono	Hz
p	Número de pares de polos no gerador síncrono	-
n	Velocidade de rotação do gerador síncrono	rpm
C	Capacidade nominal da bateria	Ah
V_{FLT}	Tensão de flutuação da bateria	V
V_i	Tensão de entrada do conversor	V
V_o	Tensão de saída do conversor	V
I_{Lo}	Corrente média no indutor	A
R_o	Resistência da carga	Ω
v_{Lo}	Tensão no indutor	V
Δi_{Lo}	Ondulação de corrente no indutor	A
i_{Co}	Corrente no capacitor de saída	A
ΔV_o	Ondulação de tensão na saída do conversor	V
f_s	Frequência de chaveamento	Hz
D	Razão cíclica	-
T	Período de chaveamento	s
G_v	Ganho estático do conversor	-
I_o	Corrente média de saída	A
γ	Corrente de saída parametrizada	$\frac{H \cdot A}{s \cdot V}$
G(s)	Função de transferência da planta (conversor)	-
C(s)	Função de transferência do compensador	-
H(s)	Função de transferência do elemento de medição	-

$V_{\text{ref-v}}$	Tensão de referência da malha de tensão	V
$V_{\text{ref-i}}$	Tensão de referência da malha de corrente	V
$F_m(s)$	Função de transferência da moduladora	-
V_c	Tensão de controle	V
η	Rendimento do conversor	-
$I_{L\text{max}}$	Corrente máxima no indutor	A
$I_{L\text{min}}$	Corrente mínima no indutor	A
L_{filtro}	Indutância no filtro LC de entrada	H
C_{f-1}	Capacitor do filtro LC de entrada	F
C_{f-2}	Capacitor do filtro LC de entrada	F
R_{fil}	Resistência do filtro LC de entrada	Ω
f_c	Frequência de corte do filtro LC de entrada	Hz
R_{bat}	Resistência interna da bateria	Ω
ΔV_{bat}	Variação total de tensão na bateria	V
C_{bat}	Capacitância do modelo da bateria	F
\hat{v}_o	Tensão de saída em pequeno sinal	V
\hat{d}	Razão cíclica em pequeno sinal	-
\hat{i}_{Lo}	Corrente do indutor em pequeno sinal	A
V_p	Amplitude da tensão da onda dente de serra da moduladora	V
$f_{\text{cz-v}}$	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hz
$f_{\text{cz-i}}$	Frequência de cruzamento da malha de corrente	Hz
P	Defasagem angular provocada pelo sistema	Graus
α	Avanço de fase a ser proporcionado pelo compensador	Graus
G_{cv}	Ganho do compensador da malha de tensão	-
G_{ci}	Ganho do compensador da malha de corrente	-
k	Fator k do método de alocação de polos e zeros	-

K_{sen}	Ganho do sensor da malha de corrente	-
$K_{\text{amp-dif}}$	Ganho do amplificador operacional diferencial	-
R_{sen}	Resistência equivalente ao sensor <i>Hall</i>	Ω
$V_{\text{r-sen}}$	Tensão sobre a resistência equivalente do sensor <i>Hall</i>	V

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Contextualização do tema	14
1.2	Conversão eletromecânica de energia	15
1.3	Gerador elétrico	16
1.3.1	Definição do gerador elétrico	16
1.3.2	Partes constituintes	16
1.3.3	Princípio de funcionamento	17
1.4	Baterias	19
1.4.1	Princípio de funcionamento	19
1.4.2	Tipos de baterias recarregáveis	20
1.4.2.1	<i>Quanto ao tipo de material</i>	20
1.4.2.2	<i>Quanto às suas aplicações</i>	20
1.4.2.3	<i>Quanto ao tipo de eletrólito</i>	21
1.4.3	Bateria de chumbo-ácido	21
1.4.4	Conceitos importantes na operação das baterias VRLA	22
1.4.5	Fatores determinantes na durabilidade de baterias VRLA	24
1.4.6	Métodos de carga de baterias	26
1.4.6.1	<i>Método de carga com tensão constante</i>	26
1.4.6.2	<i>Método de carga com corrente constante</i>	27
1.4.6.3	<i>Método de carga com corrente constante e tensão constante</i>	28
1.5	Célula de comutação de três estados	29
1.5.1	Visão geral de conversores	29
1.5.2	Célula de comutação de dois estados	31
1.5.3	Obtenção da célula de comutação de três estados (CCTE)	32
1.6	Proposta de trabalho	34
1.7	Organização do trabalho	35
2	ANÁLISE DO CONVERTOR PROPOSTO	36
2.1	Análise qualitativa	36
2.1.1	Etapas de operação	37
2.1.1.1	<i>Primeira etapa</i>	37
2.1.1.2	<i>Segunda etapa</i>	38

2.1.1.3	<i>Terceira etapa</i>	39
2.1.1.4	<i>Quarta etapa</i>	39
2.1.2	Principais formas de onda teóricas	40
2.2	Análise quantitativa	41
2.2.1	Determinação dos valores dos intervalos de tempo	41
2.2.2	Determinação do ganho estático	42
2.2.2.1	<i>Modo de condução contínua</i>	42
2.2.2.2	<i>Modo de condução descontínua</i>	45
2.2.3	Capacitor de filtro de saída C_o	49
2.2.4	Indutor filtro de saída L_o	50
2.2.5	Esforços de tensão e corrente nos componentes	51
2.3	Estratégia de controle	54
2.3.1	Diagrama de blocos	54
2.3.2	Critério de estabilidade	56
3	EXEMPLO DE PROJETO	58
3.1	Especificações e considerações do projeto	58
3.2	Dimensionamento do circuito de potência	58
3.2.1	Cálculo dos parâmetros	58
3.2.1.1	<i>Razão cíclica</i>	58
3.2.1.2	<i>Potência de entrada</i>	59
3.2.1.3	<i>Corrente média de entrada</i>	59
3.2.1.4	<i>Corrente média de saída</i>	59
3.2.2	Dimensionamento do indutor L_o	59
3.2.3	Cálculo das tensões de saída do gerador trifásico	60
3.2.4	Dimensionamento do filtro LC de entrada	61
3.2.5	Dimensionamento do capacitor de saída C_o	62
3.2.6	Dimensionamento do resistor de carga equivalente	63
3.3	Dimensionamento das malhas de controle	64
3.3.1	Malha de tensão	64
3.3.1.1	<i>Função de transferência da planta $G_v(s)$</i>	64
3.3.1.2	<i>Função de transferência do elemento de medição $H_v(s)$</i>	67
3.3.1.3	<i>Função de transferência da moduladora $F_m(s)$</i>	68
3.3.1.4	<i>FT em laço aberto da malha de tensão sem compensador</i>	69

3.3.2	Malha de corrente	73
3.3.2.1	<i>Função de transferência da planta $G_i(s)$</i>	73
3.3.2.2	<i>Função de transferência do elemento de medição $H_i(s)$</i>	74
3.3.2.3	<i>FT em laço aberto da malha de corrente sem compensador</i>	76
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	80
4.1	Modelos da bateria	80
4.2	Principais formas de onda em regime permanente	81
4.2.1	Principais formas de onda em regime permanente para V_i igual a 140 V ...	81
4.2.2	Principais formas de onda em regime permanente para V_i igual a 70 V	85
4.3	Principais formas de onda em regime dinâmico	89
4.3.1	Corrente de partida	89
4.3.2	Degrau de carga	90
4.3.3	Ensaio de curto-circuito	92
4.4	Curva de recarga das baterias	93
5	CONCLUSÃO	95
	REFERÊNCIAS	96
	APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO DOS CIRCUITOS SIMULADOS	99
	APÊNDICE B – SCRIPT NO MATLAB	102

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização do tema

A energia elétrica, desde que foi descoberta no final do século XVII, desempenha um papel fundamental na sociedade, proporcionando maior qualidade de vida das pessoas e permitindo desenvolvimento em vários âmbitos: econômico, social e tecnológico.

A sua facilidade de geração, transporte, distribuição e utilização, com as consequentes transformações em outras formas de energia, tributam à eletricidade uma característica de universalização, disseminando o seu uso pela humanidade (LEÃO, 2012).

Com o crescimento da população mundial e da economia global, aliada ao aumento na produção de equipamentos eletrônicos, a demanda por energia vem crescendo ao longo dos anos. Segundo Dias (2018), a demanda de energia deve aumentar 30 % até 2040, o que seria equivalente a adicionar uma outra China e Índia à atual demanda global.

A matriz energética mundial ainda depende majoritariamente da queima de combustíveis fósseis, os quais estão associados à liberação de gases tóxicos e aumento do efeito estufa, que contribuem para o aquecimento global, evidenciando assim o papel das fontes alternativas para um desenvolvimento mais sustentável, com menos impacto ambiental associado. Fica claro também a necessidade de projetos que visam a geração alternativa de energia, mesmo que em menor escala. Uma possibilidade para esses projetos é a utilização do potencial humano para geração de energia, através de força motriz humana, como ao acionar uma bicicleta ergométrica acoplada a um gerador.

De acordo com Strzelecki, Jarnut e Benysek (2007), em um clube *fitness* hipotético com 5 bicicletas ergométricas acopladas a alternadores, utilizadas 6 horas por dia durante um período de cerca de 300 dias, são capazes de gerar até cerca de 45 % de toda energia consumida pelo clube nesse mesmo período.

Um exemplo prático de academia sustentável é a “*The Green Microgym*”, criado pelo professor Adam Boesel nos EUA, o qual criou um modelo de uma máquina capaz de transformar a energia motriz associada ao exercício em energia elétrica, conectando-os assim à rede elétrica local. A iniciativa vem gerando cerca de 20 % da energia elétrica mensal consumida pela academia (CONDOMÍNIOS VERDES, 2015).

O projeto *Green Heart*, com origem na Inglaterra, conta com mais de 450 academias instaladas em diversos países pela Europa. Entre os aparelhos, encontram-se bicicletas que

apresentam visor indicando a energia produzida em tempo real. A energia gerada pela utilização dos aparelhos é utilizada na iluminação local (CORREIO BRAZILIENSE, 2014).

No interior de Minas Gerais, um projeto chamado “Uma Luz para a Liberdade” foi implementado no Presídio de Santa Rita do Sapucaí, no qual os presos têm a opção de pedalar em bicicletas conectadas a unidades geradoras, cuja energia produzida é armazenada em baterias doadas por empresas para o projeto. Com a utilização de um conversor proveniente também de doações, a energia é utilizada para acender luminárias em diversos postes de uma das praças da cidade. Além disso, uma redução de 1 dia das suas penas é concedida para cada 16 horas pedaladas (ROMANZOTI, 2012).

De acordo com Dias, Lima e Rodrigues (2016), a construção de um protótipo composto por uma bicicleta ergométrica adaptada e um gerador elétrico tem custo de desenvolvimento baixo, com resultados satisfatórios na geração e com a possibilidade de se utilizar um estágio inversor para injeção da energia proveniente do protótipo na rede local.

1.2 Conversão eletromecânica de energia

Por volta de 1819, o físico dinamarquês Hans Oersted realizou um importante experimento no qual a agulha de uma bússola sofre deslocamento por conta da passagem de uma corrente contínua nas suas proximidades, mostrando que campos magnéticos podem ser produzidos através de corrente contínua.

Em 1831, aproximadamente 11 anos após a descoberta de Oersted, Michael Faraday em Londres, e Joseph Henry em Nova York, descobriram que um campo magnético variável no tempo poderia produzir uma corrente elétrica (SADIKU, 2004). De acordo com os experimentos, um campo magnético variável no tempo era capaz de induzir uma tensão, também chamada de força eletromotriz, a qual produzia uma corrente em um circuito fechado. Isso foi a base para o surgimento dos motores elétricos, geradores, transformadores, relés, microfones e diversos outros equipamentos.

O processo de conversão eletromecânica pode ser feito através de dispositivos baseados em campos magnético ou elétrico, embora na prática se escolha com mais frequência os dispositivos magnéticos, tendo em vista a sua maior capacidade de converter energia. Estes dispositivos podem ser classificados em transdutores, atuadores e os de conversão contínua de energia.

Os dispositivos de medida e controle são referidos frequentemente como transdutores. Geralmente, operam com sinais relativamente pequenos e sob condições lineares

de entrada e saída (FITZGERALD; KINGSLEY JR.; UMANS, 2006). Os transdutores podem transformar um sinal detectado por um sensor em uma outra forma de energia (como por exemplo, para um sinal elétrico), mais facilmente processada pelo sistema de aquisição. Entre os principais exemplos estão: microfones, alto-falantes, taquímetros, acelerômetros, captadores e entre outros.

Os atuadores tratam-se dos dispositivos que produzem uma força mecânica e o seu principal exemplo é o relé. Já entre os de conversão contínua de energia, encontram-se os geradores e motores elétricos, os quais possibilitam a conversão de energia mecânica em energia elétrica ou vice-versa, respectivamente.

1.3 Gerador elétrico

1.3.1 Definição do gerador elétrico

O gerador elétrico se trata de uma máquina rotativa que possui a capacidade de converter energia mecânica em energia elétrica, e caso contrário, trata-se de um motor elétrico. Segundo Chapman (2013), quando o sistema elétrico da máquina é energizado por corrente alternada (CA), os dispositivos são chamados de motores CA e geradores CA. Da mesma forma, quando o sistema é energizado em corrente contínua (CC), os dispositivos são chamados de motores CC e geradores CC.

De uma maneira mais geral, a energia elétrica é produzida através de geradores síncronos elétricos acionados através de fontes de energia primária (ou máquina primária), oriundas da natureza, como petróleo, carvão e energia hidráulica.

1.3.2 Partes constituintes

As duas partes principais que compõem as máquinas rotativas são o rotor e o estator. O rotor trata-se da parte girante da máquina, enquanto o estator trata-se da parte estacionária, e são neles em que se encontram as bobinas ou condutores responsáveis pelo funcionamento da máquina.

Um dos conjuntos dessas bobinas é denominado enrolamento de armadura, que conduz corrente alternada. Um segundo enrolamento é tipicamente encontrado em máquinas síncronas e CC, e é chamado de enrolamento de campo, pelo qual circula uma corrente contínua que gera o fluxo magnético estacionário principal da máquina. Segundo Kosow (1982, p. 38),

“Há razões específicas de engenharia que ditam a escolha de serem os condutores da armadura ou as bobinas de campo, que providenciam o fluxo magnético, que servirão como rotor ou estator.”

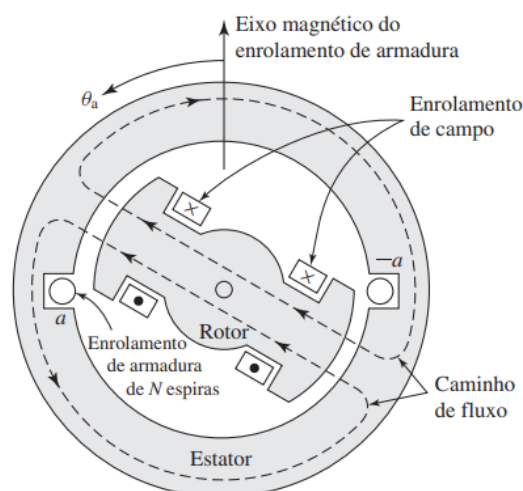
Em máquinas CC, o enrolamento de campo se encontra na parte fixa da máquina, no estator, enquanto o enrolamento de armadura fica no rotor. Já em máquinas CA (síncronas e as de indução), o enrolamento de armadura se encontra no estator e o enrolamento de campo localiza-se no rotor da máquina. É possível também que no rotor da máquina CA, ao invés de possuir um enrolamento de campo, possuir ímãs permanentes que serão responsáveis pela geração do fluxo magnético principal, originando o chamado gerador de ímãs permanentes.

1.3.3 Princípio de funcionamento

Em um gerador síncrono, com a circulação de uma corrente contínua no enrolamento de campo ou devido à presença de ímãs permanentes no rotor, um fluxo magnético constante é gerado. Com o giro do rotor por conta da ação de uma máquina primária, os enrolamentos de armadura no estator ficam submetidos a uma variação de fluxo magnético, e conforme a lei de Faraday, são induzidas tensões nos terminais desses enrolamentos da armadura, que são tipicamente alternadas e trifásicas, resultado da distribuição e espaçamento dos enrolamentos no estator da máquina.

Na Figura 1.1, é mostrado o esquemático de um gerador síncrono monofásico que apresenta em seu rotor um único enrolamento de campo, que gera um par de polos magnéticos. Com mais enrolamentos (conectados em série) presentes no rotor, originam-se geradores síncronos com um número maior de polos, sempre em número par.

Figura 1.1 – Esquemático de um gerador síncrono monofásico com um único enrolamento e dois polos.



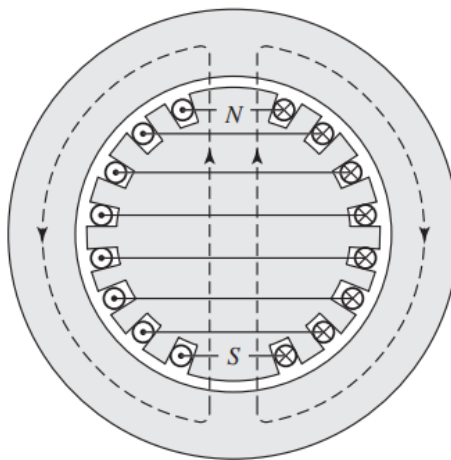
Fonte: Fitzgerald; Kingsley Jr.; Umans (2006).

A frequência f da tensão induzida no enrolamento da armadura é dada pela equação (1.1), onde p é o número de polos presentes na máquina e n é a velocidade do rotor em rotações por minuto (rpm). Devido a esse sincronismo entre a frequência elétrica e a velocidade mecânica, o gerador é dito síncrono.

$$f = \frac{p}{2} \cdot \frac{n}{60} \quad (1.1)$$

Os rotores de uma máquina síncrona podem ser classificados em 2 tipos: rotores de polos salientes e rotores de polos cilíndricos. Em rotores de polos salientes, os enrolamentos de campo se sobressaem radialmente no rotor, enquanto nos rotores de polos cilíndricos, seus enrolamentos encontram-se em ranhuras distribuídas ao longo do rotor, como mostra a Figura 1.2 (FITZGERALD; KINGSLEY JR.; UMANS, 2006).

Figura 1.2 – Enrolamento de campo em um rotor cilíndrico de dois polos.



Fonte: Fitzgerald; Kingsley Jr.; Umans (2006).

Segundo Leão (2012), os rotores de polos salientes são em geral acionados por turbinas hidráulicas de baixa velocidade a fim de extrair a máxima potência de uma queda d'água, e os rotores cilíndricos são acionados por turbinas a vapor de alta velocidade (até 3600 rpm). Devido à baixa rotação, os geradores síncronos de polos salientes, no geral, apresentam um número elevado de polos para obter a frequência desejada nas tensões geradas.

1.4 Baterias

1.4.1 Princípio de funcionamento

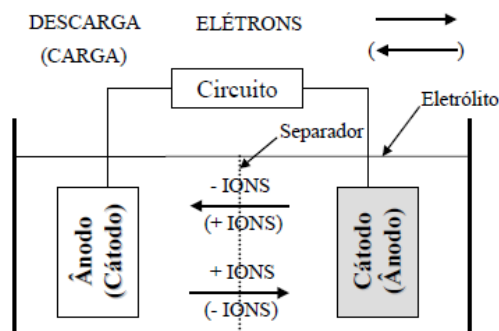
A bateria é um dispositivo que converte energia eletroquímica em energia elétrica através uma reação eletroquímica de oxirredução. No caso de um sistema recarregável, a bateria é recarregada no processo inverso. Esse tipo de reação envolve a transferência de elétrons de um material para outro através de um circuito elétrico (LINDEN; REDDY, 2001).

De acordo com a reversibilidade da reação química nas baterias, podem ser classificadas inicialmente em dois grupos: baterias primárias, que são aquelas que convertem energia eletroquímica em energia elétrica uma única vez, sendo, portanto, baterias não recarregáveis; e as baterias secundárias, as quais podem ser recarregadas pois a reação eletroquímica é reversível. Esse é o tipo de bateria utilizado em fontes de alimentação ininterrupta (UPS, do inglês *Uninterruptible power supply*).

Uma bateria é constituída por uma ou mais células eletroquímicas conectadas em série ou em paralelo para gerar a tensão necessária em seus terminais. Uma célula é composta pelo ânodo, cátodo, eletrólito e um separador. O ânodo, ou eletrodo negativo é o que fornece elétrons para o circuito externo conectada à bateria, sofrendo, portanto, oxidação durante o processo de descarga da bateria. O cátodo, ou eletrodo positivo, é o que recebe elétrons do circuito externo e, portanto, é feito do material que sofre redução durante a descarga da bateria. O processo é inverso quando a bateria está sendo carregada. O eletrólito é o meio iônico no qual acontece o fluxo de íons entre o cátodo e o ânodo (LINDEN; REDDY, 2001). O separador, por sua vez trata-se de uma fina membrana porosa que isolam os eletrodos e permitem o fluxo de íons no eletrólito.

Na Figura 1.3, são mostrados e os componentes e o sentido de transporte de íons e de elétrons durante o processo de carga e descarga de uma célula.

Figura 1.3 – Elementos de uma célula recarregável.



Fonte: Junior (2004).

1.4.2 Tipos de baterias recarregáveis

1.4.2.1 Quanto ao tipo de material

As baterias recarregáveis podem ser classificadas de acordo com o material (elemento químico) que compõem o ânodo e cátodo de suas células. São os principais tipos:

- Níquel- Cádmió (NiCd)
- Níquel- Metal Hidreto (NiMH)
- Chumbo-ácido
- Lítio-Íon (Li-ion)

As baterias de Níquel-Cádmió são antigas e já bastante estudadas, apesar da baixa densidade energética. Suas principais aplicações são em equipamentos biomédicos, câmeras de vídeo profissionais e rádios de transmissão. Devido à presença de Cádmió, trata-se de uma bateria nociva ao ambiente, não sendo mais utilizada atualmente. As baterias de NiMH apresenta uma densidade de energia superior à de NiCd e sem a presença de metais tóxicos, apesar de ter um ciclo de vida mais reduzido.

As de Lítio-Íon apresentam uma elevada densidade energética apesar da maior tecnologia envolvida. Suas principais aplicações são em telefones celulares e computadores portáteis. As baterias de chumbo-ácido são as mais econômicas para uma larga faixa de aplicações de alta potência, e quando o peso da bateria tem pouca relevância. Geralmente, são escolhidas para aplicações de sistema de iluminação de emergência e sistemas UPS (BATTERY UNIVERSITY, [s.d]).

1.4.2.2 Quanto às suas aplicações

De acordo com suas aplicações, as baterias podem ser classificadas em:

- Baterias Automotivas
- Baterias Estacionárias
- Baterias Tracionárias

As baterias automotivas são as mais comuns no mercado, sendo desenvolvidas para serem utilizadas em automóveis. Com a partida inicial do motor, é exigido um valor elevado de corrente por um curto intervalo de tempo. A descarga profunda nesse tipo de bateria pode danificá-la rapidamente. As baterias tracionárias, por outro lado, são desenvolvidas para

trabalharem com ciclos profundos de descarga, com placas internas mais espessas, quando comparadas com as baterias automotivas. Suas principais aplicações são em empilhadeiras elétricas e veículos industriais. As baterias estacionárias são aplicadas em UPS, operando em locais fixos. São baterias com placas maiores do que as automotivas, mas inferiores às tracionárias, representando um meio termo entre as duas (JUNIOR, 2004).

1.4.2.3 Quanto ao tipo de eletrólito

As baterias recarregáveis também pode ser classificadas de acordo com o material utilizado como eletrólito, no qual as placas estão imersas, podendo ser:

- Meio Líquido ou Fluido (água ou ácido)
- Meio Sólido ou do tipo AGM (do inglês *Absorbed Glass Mat*)
- Gel

As baterias de gel possuem como meio um ácido convertido em gel devido à adição de sílica gel, deixando assim o eletrólito da bateria com uma aparência gelatinosa. A principal vantagem desse tipo de bateria é o fato de não ocorrer possíveis vazamentos do ácido, propiciando mais segurança aos usuários. Apesar disso, possuem restrições quanto a taxa de corrente, que não pode ser muito elevada, para evitar formação excessiva de gás.

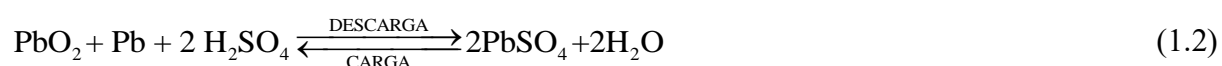
Nas baterias AGM, o eletrólito é semelhante a um material de fibra de vidro e a bateria no geral apresenta características semelhantes aquelas de gel, com cuidado com corrente elevada durante os processos de carga e recarga. As baterias de meio líquido apresentam o eletrólito como uma solução líquida de água e ácido, as quais possuem válvulas que podem ser removíveis ou não. Para as baterias seladas ou aquelas de manutenção livre, essas válvulas têm a função de regular a pressão interna das baterias, tendo em vista a formação de gases durante o processo de carga. Após diversos ciclos de carga e recarga, é possível que a perda de água do eletrólito seja o suficiente para tornar a bateria inútil (COELHO, 2014).

1.4.3 Bateria de chumbo-ácido

A bateria de chumbo-ácido foi desenvolvida primeiramente por Raymond Gaston Planté em 1860. Com décadas de utilização e melhoramentos, as baterias de chumbo-ácido mostram confiabilidade e um baixo custo. Como desvantagem, pode-se citar o fato da durabilidade da bateria depender fortemente das situações de cargas e recargas e da temperatura

de operação. Mais de 90% dos veículos automotores utilizam bateria de chumbo-ácido (COELHO, 2014).

A bateria de chumbo-ácido é composta pelo eletrodo positivo de dióxido de chumbo (PbO_2), o eletrodo negativo composto por chumbo (Pb) e o eletrólito formado por ácido sulfúrico diluído. A equação (1.2) mostra a reação química geral na célula da bateria de chumbo-ácido, que no processo de descarga produz sulfato de chumbo (PbSO_4) e água (H_2O).



De modo geral, existem as baterias que necessitam de manutenção, através da reposição de água por exemplo, e as que são livres de manutenção, englobando as baterias chumbo-ácido reguladas a válvula (VRLA, do inglês *Valve Regulated Lead Acid*) e as baterias de válvulas com permeabilidade seletiva.

As baterias VRLA possuem uma válvula que permite a liberação de gases para reduzir a pressão dentro da bateria, assim como um mecanismo que permitem que os gases produzidos durante uma sobrecarga se recombinem e se transformem em água, eliminando a necessidade de manutenção periódica com a reposição de água (HUNTER, 2003).

As baterias VRLA apresentam uma susceptibilidade à temperatura de operação, de tal forma que se degrada rapidamente em altas temperaturas. Os locais de sua operação devem ter temperatura controlada, por volta dos 25 °C. As baterias de válvulas com permeabilidade seletiva são menos afetadas pela temperatura, através da utilização de ligas e grades desenvolvidas para resistir às altas temperatura e da separação do ambiente interno e externo por conta de válvulas com membranas microporosas de permeabilidade seletiva (MOURA, 2011).

1.4.4 Conceitos importantes na operação das baterias VRLA

A capacidade de uma bateria é definida em Ampère-hora (Ah) e está relacionada com a sua capacidade em fornecer corrente. Essa capacidade é influenciada por aspectos construtivos das baterias, seja por conta das áreas e espessuras das placas, como da quantidade de material usados nos eletrodos, e também por parâmetros de operação da bateria, como a corrente de descarga, temperatura e a tensão de corte, a qual é a tensão mínima atingida pela bateria durante o processo de descarga em uma certa operação (MOURA, 2011).

Usualmente, a capacidade de uma bateria é especificada para um fornecimento de corrente por um período de tempo de 20 horas e para uma temperatura de 25 °C. Essa capacidade é comumente representada por “C”, sendo a capacidade nominal da bateria. Uma bateria com capacidade de 40 Ah é, portanto, capaz de fornecer uma corrente de 2 Ampères durante um período de 20 horas para uma temperatura de 25 °C. É importante destacar que a relação entre o valor da corrente, o tempo de fornecimento e a capacidade não é linear, sendo necessário verificar tabelas fornecidas pelos fabricantes para diferentes regimes de descarga, como mostra a Figura 1.4.

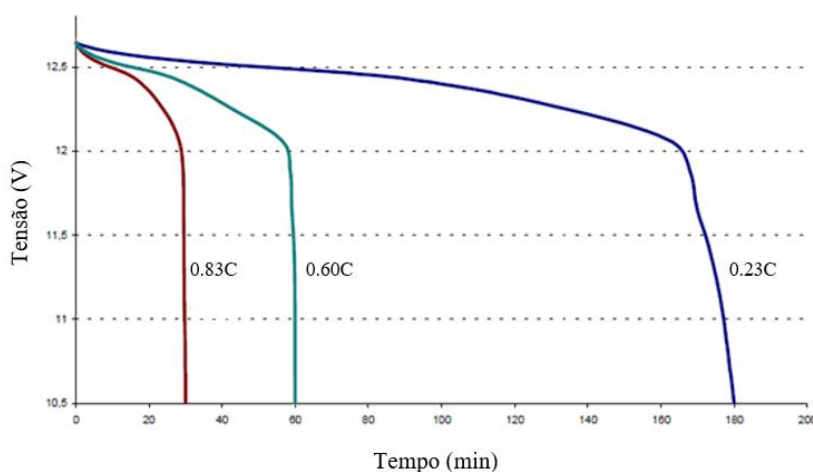
Figura 1.4 – Capacidades em diferentes regimes de descarga (Ah) para baterias da linha MF e MC da marca Moura, para temperatura de 25 °C.

Modelo	HORAS					
	20	10	5	3	1	0,5
1,75 Volts por Elemento de Tensão Final						
12MF36 / 12MC36	36,0	32,5	29,0	24,5	21,6	15,0
12MF45 / 12MC45	45,0	41,0	36,0	31,0	27,0	18,8
12MF63 / 12MC63	63,0	57,0	50,5	43,0	37,8	26,3
12MF105 / 12MC105	105,0	95,0	84,0	72,0	63,0	43,8
12MF150 / 12MC150	150,0	142,0	115,0	98,0	90,0	62,5
12MF175 / 12MC175	175,0	160,0	134,0	114,0	105,0	73,0
12MF220 / 12MC220	220,0	200,0	168,0	143,0	132,0	91,0

Fonte: Moura (2011).

Na Figura 1.5, são mostradas as curvas típicas de descargas em baterias, para valores de descargas correspondentes a uma porcentagem da capacidade nominal da bateria. É possível perceber uma gradual queda de tensão nos terminais da bateria durante o processo de descarga, até atingir o valor de 12 Volts (V), a partir da qual a tensão reduz rapidamente para o valor de 10,5 V. Além disso, um valor maior de corrente leva a um menor tempo de fornecimento da bateria. Como a eletricidade fornecida pelas baterias dependem de reações químicas e estas levam tempo para ocorrer, um processo lento de descarga faz com que a reação atinja mais a fundo os eletrodos, entregando mais energia no total e aumentando a eficiência, e de modo geral, o mesmo vale para o processo de recarga (ADVANCED BATTERY CARE,2002).

Figura 1.5– Curvas características de descarga a 25 °C de baterias VRLA.



Fonte: Adaptado de Moura (2011).

A tensão final de descarga da bateria é a tensão entre os terminais da bateria na qual é considerada descarregada.

A tensão de flutuação trata-se de uma tensão superior à tensão de circuito aberto, necessária para carregar e manter a bateria no estado de plena carga, ou seja, manter a bateria totalmente carregada.

A carga de equalização trata-se de uma tensão superior à de tensão de flutuação e tem como finalidade de reduzir os cristais de sulfato de chumbo gerados em processo conhecido com sulfatação, permitindo a equalização das tensões internas na bateria. Esses cristais formam-se geralmente após longos períodos com baixa carga, e que ao se agregarem nas placas da bateria, tornam-se uma barreira às reações químicas, diminuindo assim a capacidade da bateria. (LAZZARIN, 2006).

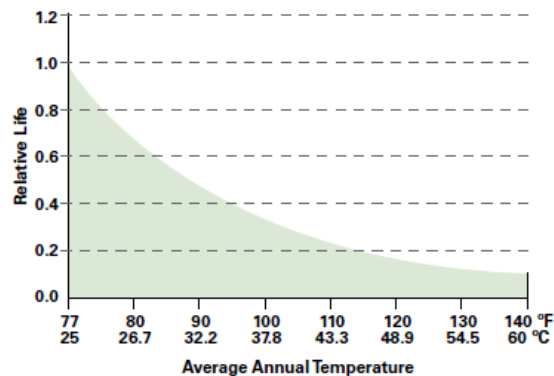
1.4.5 Fatores determinantes na durabilidade de baterias VRLA

As baterias são equipamentos que possuem vida útil limitada, apresentando um desgaste mais rápido ou mais lento dependendo das condições de sua operação, como a temperatura e da profundidade de descarga em cada ciclo de carga e descarga. Mesmo seguindo todas as recomendações possíveis, as baterias irão se desgastar eventualmente ao ponto de ser necessário a troca por uma outra.

A temperatura é um dos fatores mais importantes na durabilidade das baterias. De maneira geral, os fabricantes recomendam a sua operação na temperatura de 25 °C. Com a operação da bateria em valores superiores de temperaturas, ocorre o aumento da velocidade das reações químicas e de sua capacidade ao custo da redução da vida útil da bateria.

Na Figura 1.6, é mostrada a curva típica de vida útil relacionada à temperatura de trabalho. Para uma temperatura de 25 °C, tem-se a vida útil relativa de 100 % da bateria e à medida que a temperatura aumenta, tem-se uma redução significativa de sua vida útil.

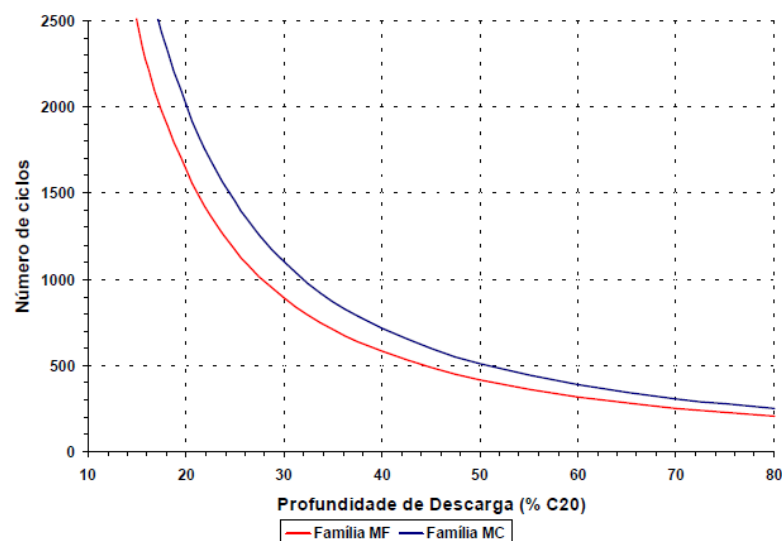
Figura 1.6 – Relação entre a temperatura e a vida útil relativa de bateria VRLA.



Fonte: Eaton (2012).

A profundidade da descarga da bateria é um fator que influencia diretamente a quantidade de ciclos de carga e recarga. A cada ciclo, a bateria se desgasta em uma pequena porcentagem. Na Figura 1.7, é mostrado a quantidade de ciclos possíveis relacionado com a profundidade de descarga (em porcentagem da capacidade nominal) da bateria em duas linhas de baterias da marca Moura.

Figura 1.7 – Relação entre o número de ciclos de recarga e a profundidade de descarga de bateria VRLA.



Fonte: Moura (2012).

Uma descarga profunda da bateria pode reduzir drasticamente a possibilidade de ciclos de recarga, além da possibilidade de sulfatação na bateria. É recomendado que a bateria seja sempre totalmente recarregada a cada ciclo, evitando recargas parciais seguidas de novas descargas (ADVANCED BATTERY CARE, 2002).

Quanto ao processo de recarga, é importante o controle da tensão de flutuação, tendo em vista que o carregamento em uma tensão incorreta inferior ao ideal pode provocar a recarga insuficiente e também o processo de sulfatação. Já uma tensão superior pode levar a situação de sobrecarga, que é indesejada, pois provoca a corrosão da grade positiva da bateria, produção excessiva de gases (redução da quantidade de água no eletrólito) e aumento da corrente na bateria, que significa mais perdas e uma maior temperatura.

Para extensão da vida útil das baterias VRLA usados em UPS, é recomendado a inspeção regular para identificar sinais de corrosão ou de vazamentos, medição de tensão e corrente em plena carga, checagem do nível dos eletrólitos das células e controle da temperatura do ambiente (EATON,2012).

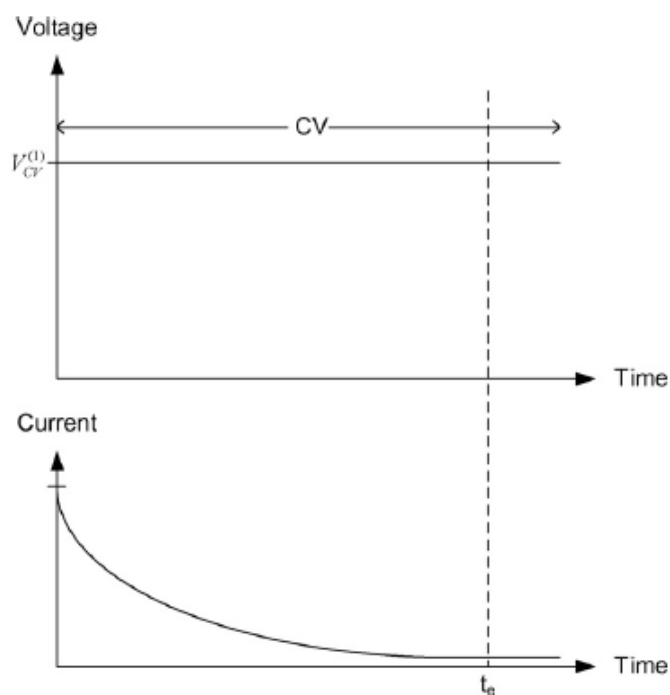
1.4.6 Métodos de carga de baterias

Os métodos de carga de baterias no geral estão fundamentados em três maneiras: carga por corrente constante, por tensão constante ou por potência constante. Com a finalidade de aumentar a vida útil das baterias, geralmente os métodos de cargas envolvem várias etapas, mesclando essas maneiras de carga, controlando os valores das variáveis de tensão, corrente e potência dependendo do método.

1.4.6.1 Método de carga com tensão constante

O método de carga por tensão constante é de fácil implementação e consiste em aplicar uma tensão de flutuação V_{CV} aos terminais da bateria. A corrente de carga inicial é relativamente elevada, com aumento da temperatura interna da bateria e de perda de água do eletrólito. As curvas características de tensão (“*Voltage*”) e corrente (“*Current*”) ao longo do tempo nesse regime de carga são mostradas na Figura 1.8.

Figura 1.8 – Curva característica para método de tensão constante.



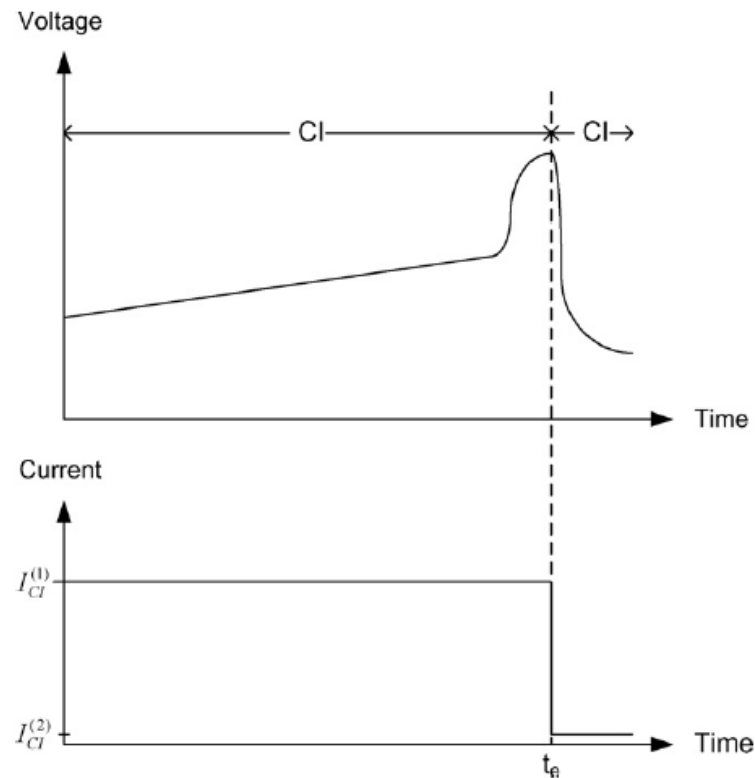
Fonte: Wong; Hurley; Wölfle (2008).

1.4.6.2 Método de carga com corrente constante

Através de uma corrente inicial de carga I_{CI}^1 , limitada ao valor referente a 40% da capacidade nominal da bateria (0,4C), a bateria é carregada. Após carregamento total, uma corrente I_{CI}^2 (limitada a 0,002C para reduzir efeitos de corrosão das grades e de produção excessiva de gases) é aplicada para manter a bateria em um estado de sobrecarga.

As curvas características de tensão (“*Voltage*”) e corrente (“*Current*”) ao longo do tempo nesse regime de carga são mostradas na Figura 1.9. Nesse método, é necessário determinar o tempo do carregamento total da bateria, sob pena de danos. Uma possível maneira de determiná-lo é através da “detecção por delta zero da tensão”, na qual a tensão não mais varia com o tempo de recarga (representada pelo tempo t_e), indicando o momento da troca da corrente I_{CI}^1 pela corrente I_{CI}^2 .

Figura 1.9 – Curva característica para método de corrente constante.



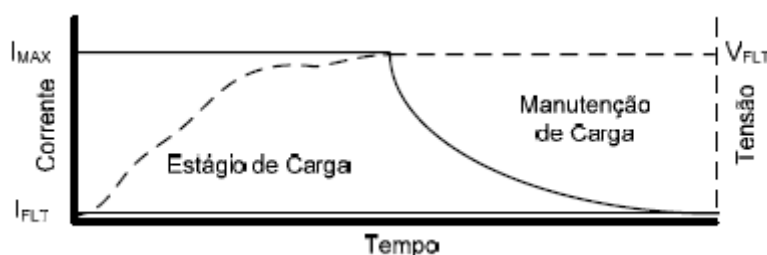
Fonte: Wong; Hurley; Wölfle (2008).

1.4.6.3 Método de carga com corrente constante e tensão constante

O método de corrente constante seguido de tensão constante é o método de recarga mais popular para baterias VRLA. Nesse método, a corrente é mantida em certo valor (I_{MAX}) até que a tensão aumente até atingir o valor da tensão de flutuação (V_{FLT}). Seguidamente, a tensão é mantida constante, e a bateria segue carregando a esse nível de tensão, conforme mostrado na Figura 1.10.

É recomendado que a corrente I_{MAX} seja inferior ao valor referente a 40 % da capacidade nominal da bateria (0,4C) para prevenir aumento excessivo de temperatura e minimizando efeitos de corrosão na grade. Quanto à tensão de flutuação, deve ser utilizado o valor de tensão recomendado pelos fabricantes, geralmente de 2,23 a 2,30 V por célula (WONG; HURLEY; WÖLFLE, 2008).

Figura 1.10 – Curva característica para método de corrente constante e tensão constante.



Fonte: Lazzarin (2006).

Na Tabela 1, são mostrados os efeitos de cada um dos métodos de carga sobre os processos de corrosão das grades da bateria, sulfatação e perda de água. Há outros métodos de recarga além desses métodos descritos, como o método com um nível de corrente e dois níveis de tensão, com dois níveis de corrente, com carga intermitente e o método com um nível de corrente e dois níveis de tensão, descrito em (WONG; HURLEY; WÖLFLE, 2008) e (COELHO, 2001).

Tabela 1 – Efeitos negativos dos métodos de carga.

Métodos de carga	Perdas de água	Corrosão das grades	Sulfatação
Tensão constante	Significante	Pequena	Minima
Corrente constante	Moderado	Significante	Minima
Um nível de corrente e um de tensão	Pequeno	Pequena	Minima

Fonte: Adaptado de Wong; Hurley; Wölfle (2008).

1.5 Célula de comutação de três estados

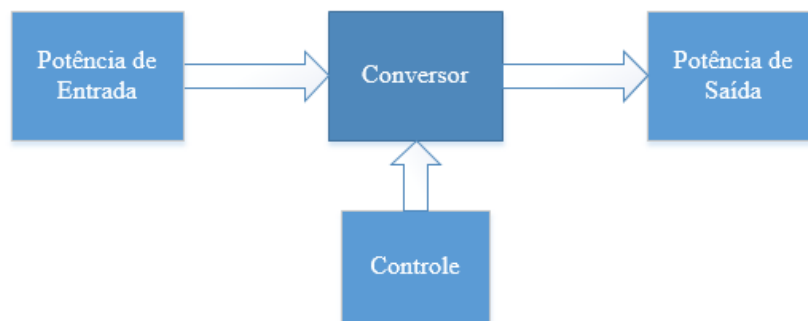
1.5.1 Visão geral de conversores

Os conversores modulados por largura de pulso (PWM, do inglês “*Pulse Width Modulation*”) são largamente utilizados para conversão de energia em sistemas que envolvem corrente contínua, entre elas aplicações em fontes de alimentação CC para eletrônicos no geral, acionamentos elétricos CC, sistemas de energia para satélite e embarcações (BASCOPE, 2001).

A procura pelo aumento de eficiência e densidade de potência e redução de peso e volume em conversores CC-CC, evidencia a necessidade pela busca por novas topologias (BALESTERO, 2006). Na Figura 1.11, é mostrado o esquemático básico de um sistema de

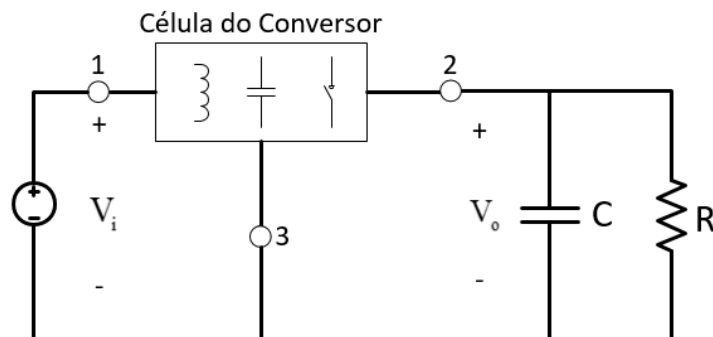
processamento de energia, o qual possui um terminal com certa potência de entrada, um conversor conectado a um elemento de controle e terminal com uma potência de saída. O conversor trata-se do elemento central do processamento e pode ser descrito em três partes: fonte de tensão de entrada V_i , célula do conversor e a fonte de tensão V_o de saída na qual a carga está submetida, conforme mostra a Figura 1.12 (BASCOPE, 2001).

Figura 1.11 – Fluxo de potência em um sistema de processamento de potência elétrica.



Fonte: Adaptado de Bascope (2001).

Figura 1.12 – Esquemático de um conversor CC-CC não isolado.

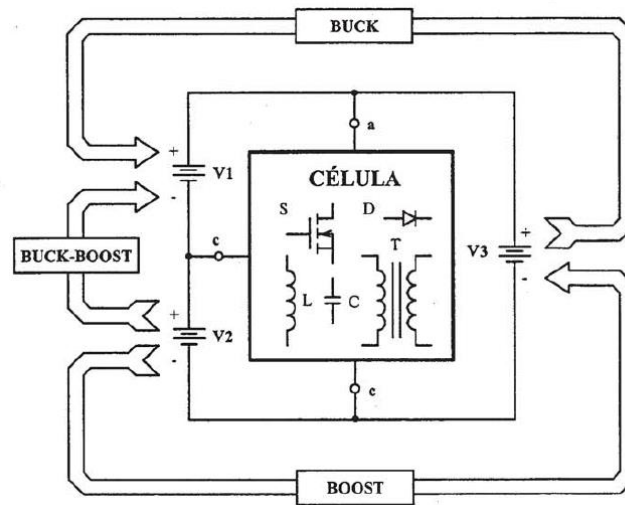


Fonte: Adaptado de Bascope (2001).

A célula de comutação do conversor pode ser vista como uma combinação de elementos reativos como capacitores e indutores e de elementos interruptores como diodos e chaves eletrônicas no geral, como MOSFET (do inglês “*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*”).

Utilizando-se da mesma célula de comutação, é possível gerar as topologias básicas de três conversores CC-CC não isolados: *Buck* (abaixador), *Boost* (elevador) e *Buck-Boost* (abaixador-elevador) dependendo de como as fontes de tensão são conectadas à célula, conforme mostra a Figura 1.13.

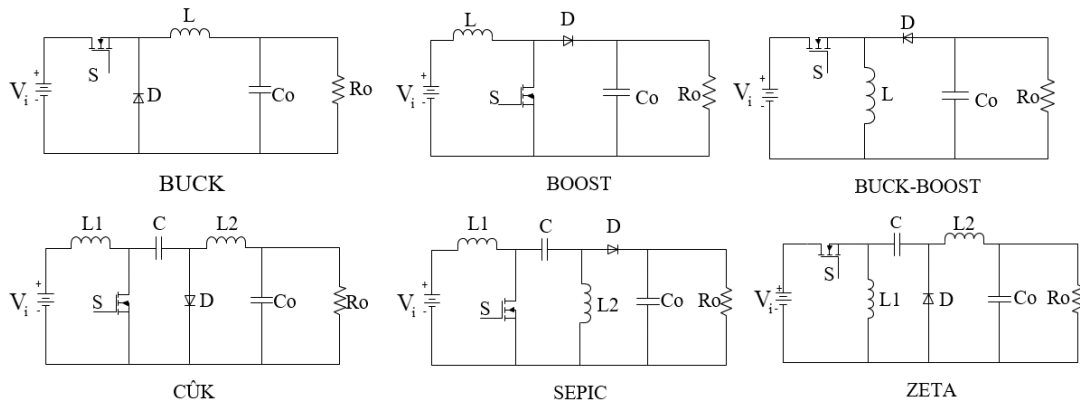
Figura 1.13 – Geração de topologias a partir de uma célula de comutação para conversores CC-CC não isolados.



Fonte: Bascopé (2001).

Além das topologias *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, é possível gerar mais três topologias: *Cúk*, *SEPIC* e *ZETA*, formando assim o conjunto dos conversores clássicos. As topologias são mostradas na Figura 1.14.

Figura 1.14 – Topologias dos seis conversores CC-CC clássicos.



Fonte: Adaptado de Bascopé (2001).

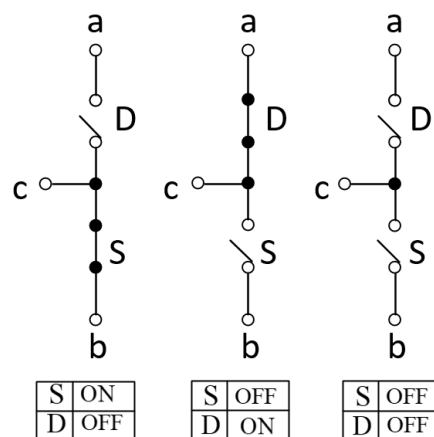
1.5.2 Célula de comutação de dois estados

A célula de comutação de dois estados é formada por dois dispositivos, um considerado ativo, o qual é controlado, como MOSFET ou IGBT, e um diodo. Na Figura 1.15, é mostrado um esquemático de uma célula de 2 estados. Cada um dos seus dispositivos é representado por D e S, os quais podem ter dois estados: ligado (ON) ou desligado (OFF). No

primeiro estado, o dispositivo S está ligado e o D desligado. No segundo estado ocorre o oposto, o dispositivo D ligado e o S desligado. No terceiro estado (NEUTRO), os dois dispositivos estão abertos, não ocorrendo transferência de potência, de modo que a célula é considerada de dois estados (BALESTERO, 2006).

É possível determinar o modo de operação conforme os estados de operação da célula: caso a célula funcione apenas entre os dois primeiros estados, o conversor está em modo de condução contínua, onde a corrente no terminal “c” (onde fica conectado o indutor principal do conversor) não se torna zero. Caso a célula funcione também no estado neutro, a corrente no indutor principal conectado ao terminal “c” se torna nula durante o funcionamento do conversor, portanto em modo de condução descontínua.

Figura 1.15 – Estados dos dispositivos na célula de comutação de dois estados.



Fonte: Adaptado de Balestero (2006).

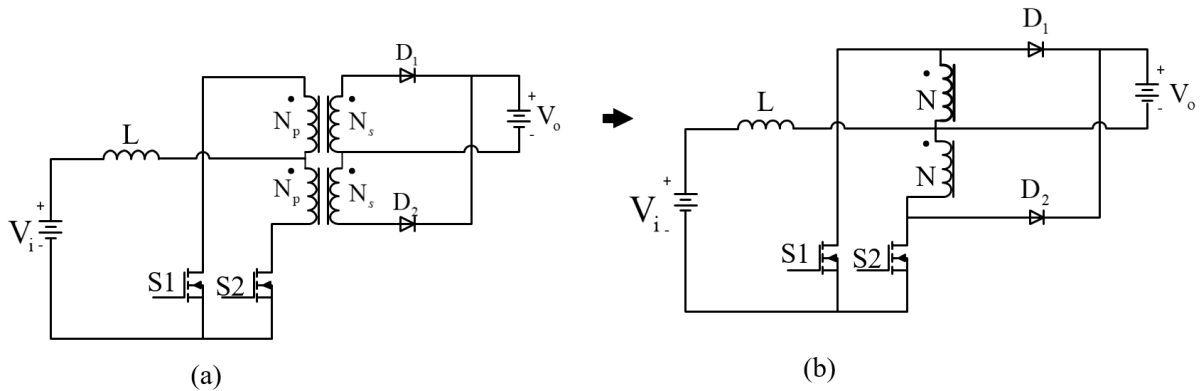
1.5.3 Obtenção da célula de comutação de três estados (CCTE)

Conforme a necessidade da busca por novas topologias, a utilização da célula de três estados mostra-se uma possibilidade. Essas células são obtidas a partir do conversor CC-CC *push-pull* clássico, as quais são nomeadas de célula A, B, C, D e E, conforme descrito em (BASCOPE,2001).

A célula de três estados de interesse nesse trabalho é a célula B, obtida a partir do *push-pull* alimentado em corrente. Na Figura 1.16 (a), tem-se o conversor CC-CC *push-pull* clássico alimentado em corrente. Na Figura 1.16 (b), o circuito do conversor após referir o secundário do conversor ao primário. Seguidamente, o terminal negativo da tensão de saída V_o que está conectado ao ponto médio do transformador passa a ser conectado no terminal negativo

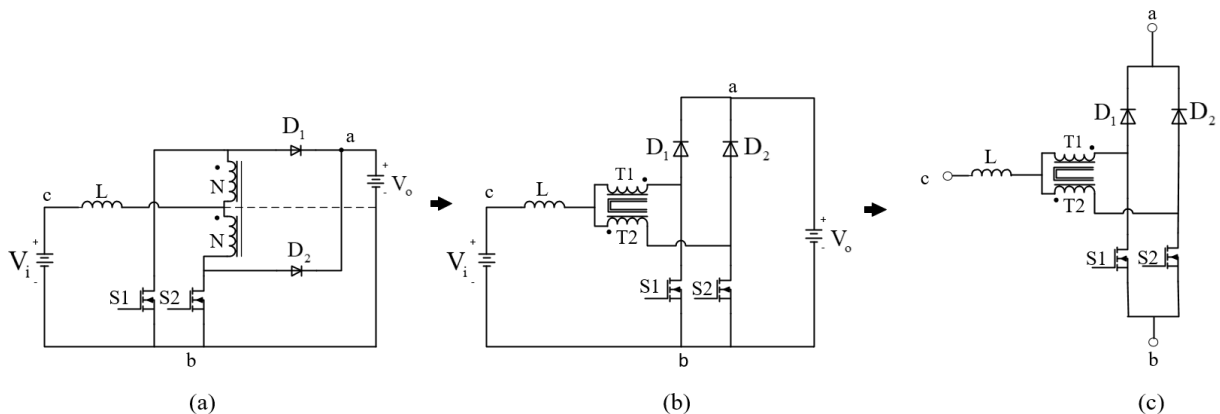
da fonte de entrada, segundo a Figura 1.17 (a). Reorganizando o circuito, tem-se uma célula de comutação de três estados conforme a Figura 1.17 (b), sendo explicitada na Figura 1.17 (c).

Figura 1.16 – Conversor CC-CC *push-pull* clássico para obtenção da célula B.



Fonte: Adaptado de Bascopé (2001).

Figura 1.17 – Processo de obtenção da célula B.

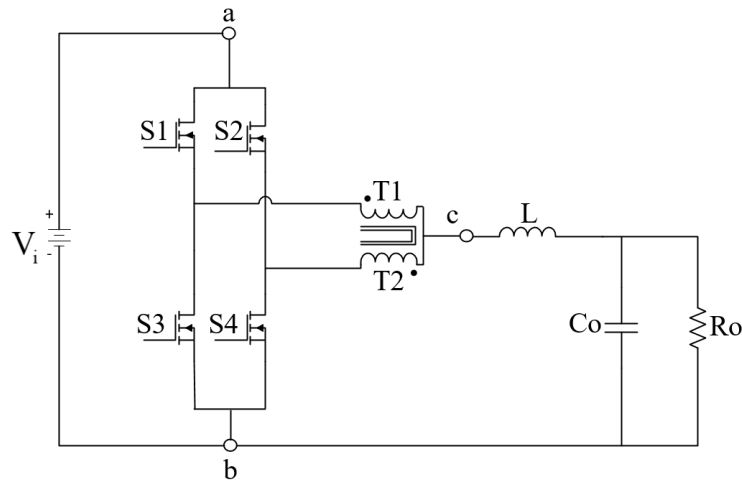


Fonte: Adaptado de Bascopé (2001).

Com uma relação unitária de espiras nas indutâncias T1 e T2, é possível concluir que a célula de comutação de três estados é formada por duas células de dois estados conectada através de um autotransformador. A operação da CCTE no conversor será mostrada no capítulo 2 desse trabalho. Os diodos D1 e D2 da Figura 1.17 (c) podem ser substituídos por chaves controladas (retificação síncrona), visando o aumento da eficiência, visto que a queda de tensão em uma chave semicondutora como MOSFET é bem inferior comparada a de um diodo, o que é importante em aplicações de baixa tensão e alta corrente (HART, 2012).

Aplicando-se, portanto, a CCTE ao conversor CC-CC *Buck* de interesse, tem-se o circuito mostrado na Figura 1.18.

Figura 1.18 – Conversor CC-CC *Buck* utilizando uma CCTE.



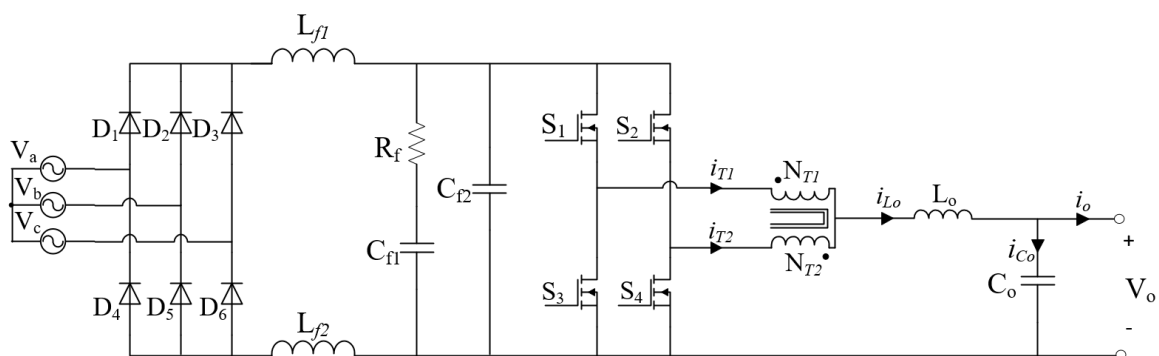
Fonte: Adaptado de Sousa; Souza (2018).

Como a corrente de saída é distribuída igualmente entre as indutâncias do autotransformador (relação unitária), os esforços de corrente e potência nas chaves semicondutoras são inferiores aqueles em um conversor baseado em uma célula de comutação de dois estados (FERRETI, 2017), além da redução das dimensões necessárias das indutâncias em um projeto experimental do conversor.

1.6 Proposta de trabalho

Com base no conversor CC-CC *Buck* com uma célula de comutação de três estados, é proposto um carregador de baterias baseado na geração de energia a partir de uma bicicleta ergométrica conectada a um gerador de ímã permanente de oito polos, cuja tensão trifásica gerada é conectada a um retificador trifásico de onda completa com filtros. Em seguida, a energia é processada pelo conversor CC-CC *Buck* CCTE, conforme mostra a Figura 1.19.

Figura 1.19 – Conversor CC-CC *Buck* CCTE com retificação síncrona.



Fonte: Adaptado de Sousa; Souza (2018).

1.7 Organização do trabalho

Esse trabalho está dividido em 5 capítulos, descritos abaixo:

Capítulo 1 – Introdução: Esse capítulo mostra a contextualização do tema, a motivação e a proposta do trabalho, além da revisão bibliográfica sobre geradores elétricos, baterias, conversão eletromecânica de energia, conversores CC-CC e célula de comutação.

Capítulo 2 – Análise do Conversor Proposto: Nesse capítulo, é feita uma análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, assim como a apresentação da estratégia de controle.

Capítulo 3 – Exemplo de Projeto: Nesse capítulo é proposto um projeto do circuito de potência do conversor, controlado a partir de uma malha de tensão e uma de corrente. É feito o dimensionamento dos componentes e o levantamento das suas funções de transferências, assim como obtenção da resposta em frequência para ambas as malhas.

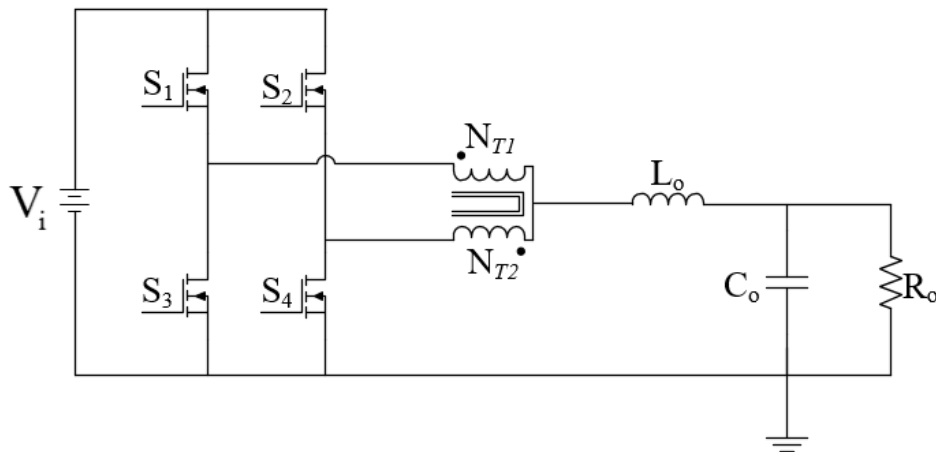
Capítulo 4 – Resultados de simulação: Nesse capítulo são apresentados e discutidos os resultados referentes às simulações do projeto no software PSIM, visando a validação do exemplo de projeto.

Capítulo 5 – Conclusão: Nesse capítulo são apresentadas as conclusões gerais acerca da utilização do conversor CC-CC *Buck* CCTE em um carregador de bateria, assim como proposta para trabalhos futuros.

2 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

Nesse capítulo, serão feitas as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto, com determinação dos ganhos estáticos para modo de condução contínua e descontínua, além da apresentação da estratégia de controle e do critério de estabilidade. Para as análises, com finalidade de simplificação, será considerada que a tensão filtrada e retificada de entrada do conversor não possui ondulação, sendo representada por uma tensão constante V_i . A Figura 2.1 mostra o circuito do conversor CC-CC *Buck* CCTE a ser analisado, com a referida consideração.

Figura 2.1 – Conversor CC-CC *Buck* CCTE a ser analisado.

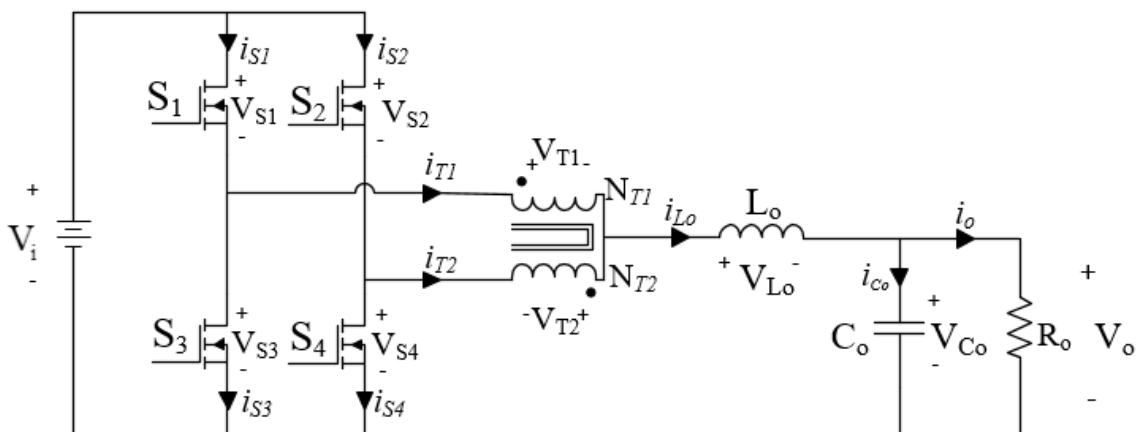


Fonte: Adaptado de Sousa; Souza (2018).

2.1 Análise qualitativa

Na Figura 2.2, é mostrado o circuito do conversor proposto com as notações referentes às tensões e correntes nos componentes.

Figura 2.2 – Conversor CC-CC *Buck* CCTE proposto.



Fonte: Adaptado de Sousa; Souza (2018).

2.1.1 Etapas de operação

Antes da análise das etapas de operação do conversor, algumas considerações serão feitas:

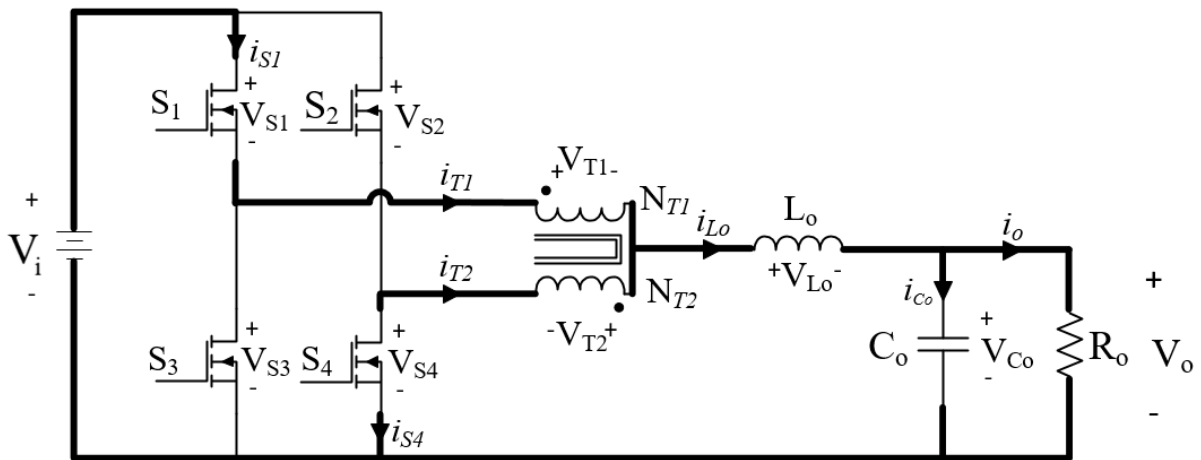
- Os elementos do circuito são ideais;
- O conversor tem operação em regime permanente;
- O autotransformador apresenta relação unitária de espiras;
- As chaves semicondutoras serão acionadas através de sinais modulados por largura de pulso (PWM, do inglês “*Pulse Width Modulation*”).;
- O sinal de acionamento de uma chave inferior é o complementar do sinal que aciona a chave superior, referente ao mesmo braço (S_1 - S_3 e S_2 - S_4). Além disso, os sinais de acionamento das chaves superiores S_1 e S_2 são defasadas de 180° ;
- A corrente magnetizante do transformador é desprezível comparada com a corrente de carga.
- A análise é feita para o modo de condução contínua (MCC), na qual a corrente no indutor é sempre positiva.

Inicialmente, ocorre o acionamento da chave S_1 , que conduz junto com a chave S_4 durante a primeira etapa. Seguidamente, a chave S_3 é acionada, a qual conduz junto com a chave S_4 durante a segunda etapa. Na etapa seguinte (terceira), a chave S_2 passa a conduzir junto com a chave S_3 . Finalmente, na quarta etapa, a chave S_4 é acionada novamente conduzindo junto com a chave S_3 . Portanto, ocorre uma alternância entre um acionamento de uma chave superior com a inferior do braço vizinho, e o acionamento das duas chaves inferiores.

2.1.1.1 Primeira etapa ($t_0 \leq t \leq t_1$)

Nessa etapa, mostrada na Figura 2.3, apenas as chaves S_1 e S_4 são acionadas e conduzem, permitindo assim a transferência de energia da fonte para a carga e carregamento do indutor. Devido à relação unitária de espiras no autotransformador, as correntes I_{T1} e I_{T2} são iguais e com sentidos de acordo com a polaridade dos enrolamentos. A corrente I_{L0} , que passa pelo indutor, aumenta de forma linear conforme a carga (representada por R_o) é alimentada. A tensão de entrada V_i é dividida igualmente entre os enrolamentos do autotransformador.

Figura 2.3 – Primeira etapa de operação.

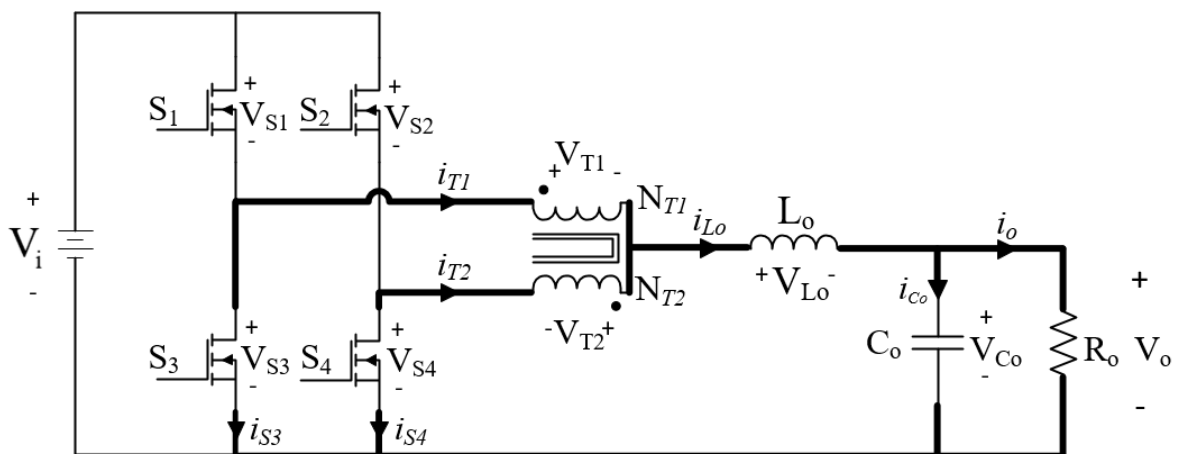


Fonte: Próprio Autor.

2.1.1.2 Segunda etapa ($t_1 < t \leq t_2$)

Nessa etapa, mostrada na Figura 2.4, as chaves S_3 e S_4 estão acionadas e conduzem, e dessa forma, o indutor é responsável pelo fornecimento de energia à carga, descarregando a energia armazenada na primeira etapa. Por conta das correntes I_{T1} e I_{T2} serem iguais e entrarem no autotransformador em enrolamentos de polaridades opostas, o fluxo magnético no núcleo é nulo, resultando em uma tensão nula sobre os enrolamentos.

Figura 2.4 – Segunda etapa de operação.

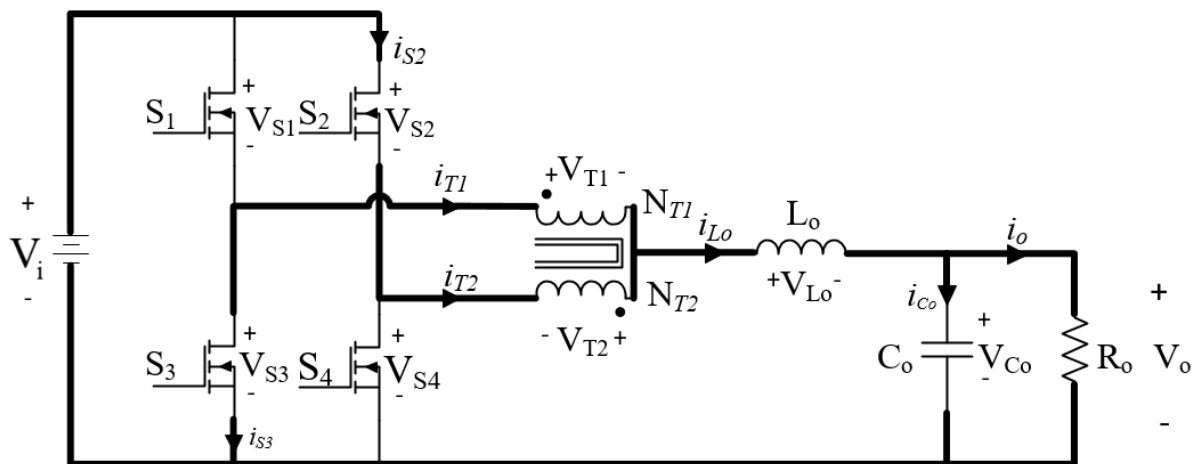


Fonte: Próprio Autor.

2.1.1.3 Terceira Etapa ($t_2 < t \leq t_3$)

Nessa etapa, mostrada na Figura 2.5, as chaves S_2 e S_3 estão acionadas e conduzem, permitindo novamente a transferência de energia da fonte para a carga e carregamento do indutor, assim como na primeira etapa.

Figura 2.5 – Terceira etapa de operação.

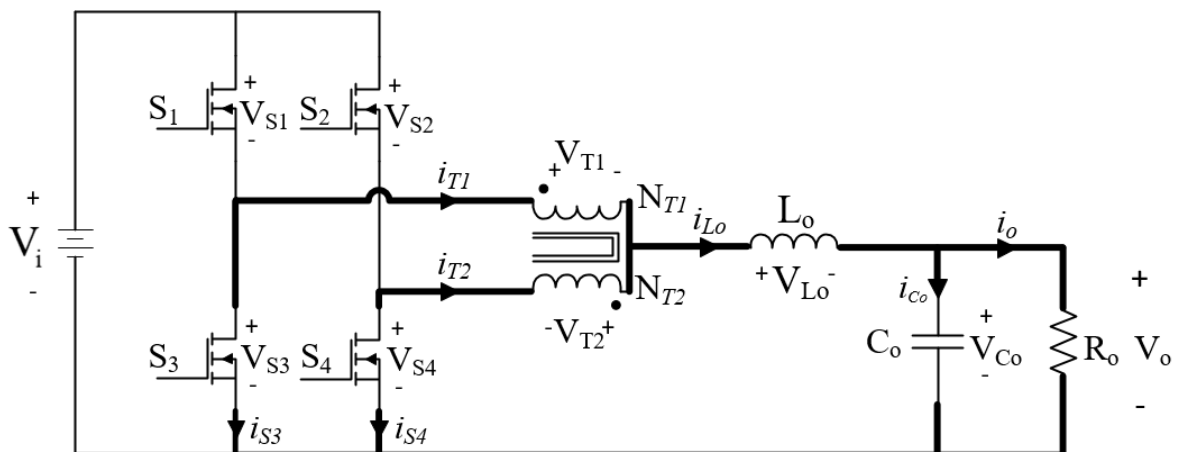


Fonte: Próprio Autor

2.1.1.4 Quarta Etapa ($t_3 < t \leq t_4$)

Nessa etapa, mostrada na Figura 2.6, as chaves S_3 e S_4 conduzem e ocorre a descarga do indutor, assim como a segunda etapa.

Figura 2.6 – Quarta etapa de operação.

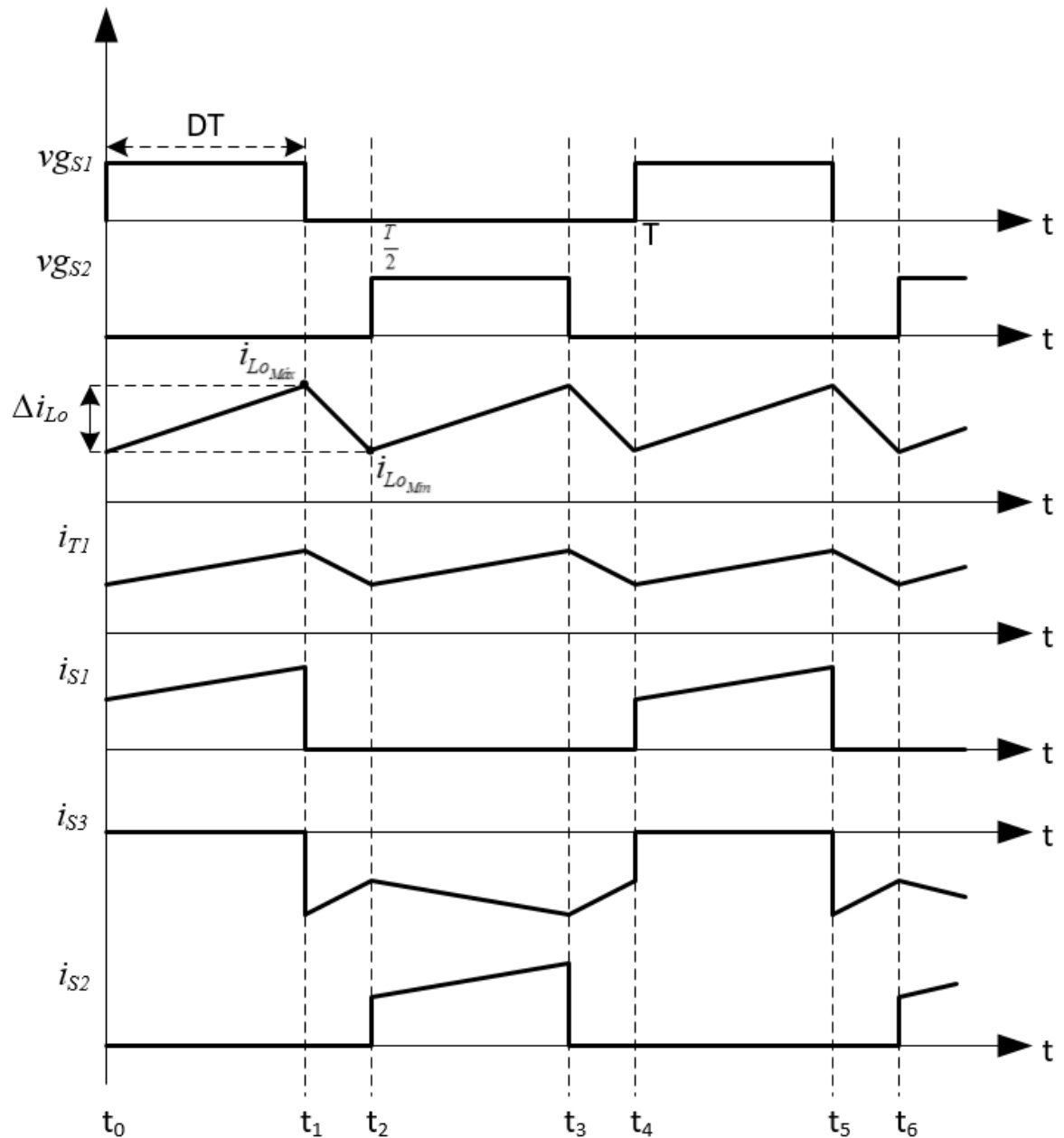


Fonte: Próprio Autor.

2.1.2 Principais formas de onda teóricas

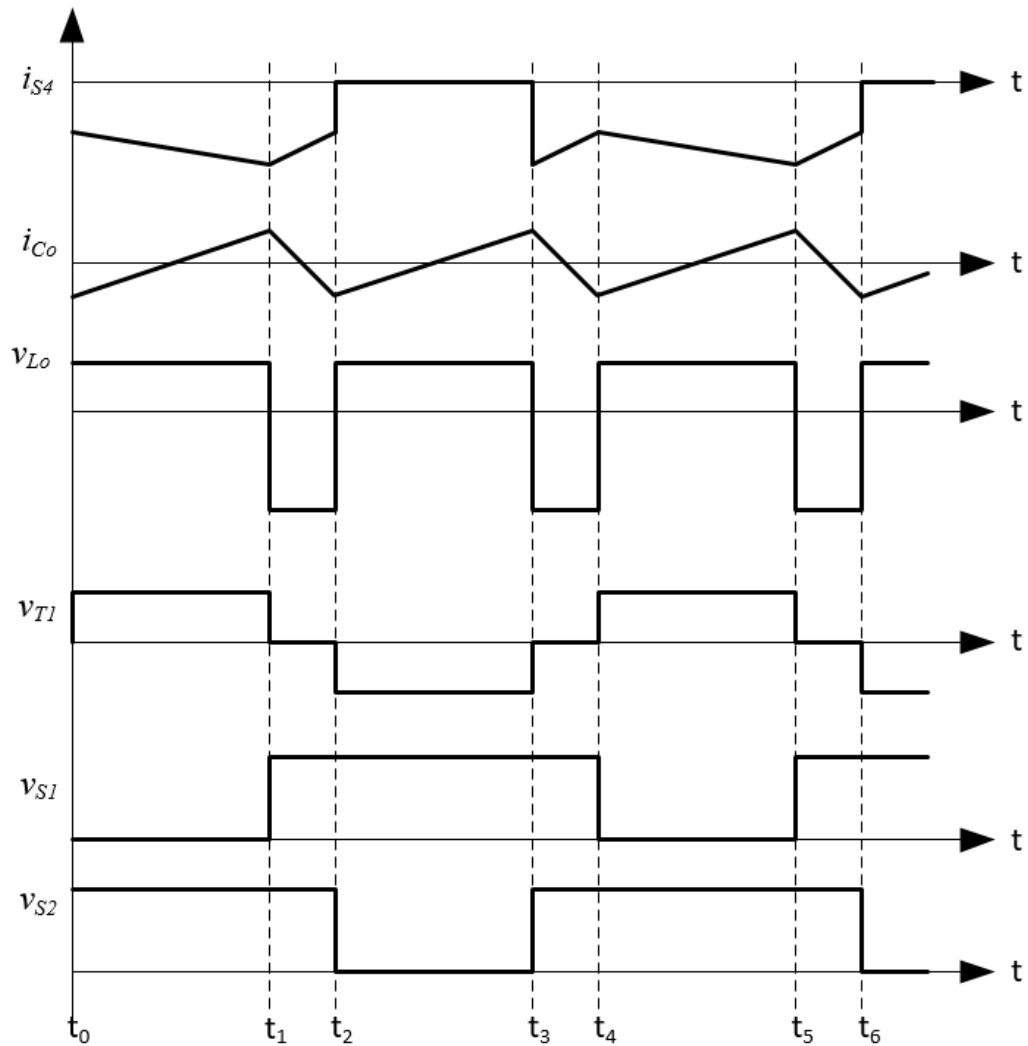
Nas Figuras 2.7 e 2.8, são mostradas as principais formas de onda teóricas de tensão e correntes do conversor proposto. É considerado um período de chaveamento genérico T , e uma razão cíclica representada por D e inferior a 0,5. As chaves S_1 e S_2 são acionadas através de tensões representadas por v_{gS1} e v_{gS2} .

Figura 2.7 – Principais formas de onda (1).



Fonte: Próprio Autor.

Figura 2.8 – Principais formas de onda (2).



Fonte: Próprio Autor.

2.2 Análise quantitativa

2.2.1 Determinação dos valores dos intervalos de tempo

Conforme a tensão de acionamento V_{GS1} mostrada na Figura 2.7, calcula-se os intervalos de tempo de cada uma das etapas.

Para a primeira etapa de operação, tem-se a equação (2.1):

$$t_1 - t_0 = D \cdot T \quad (2.1)$$

Para a segunda etapa de operação, tem-se a equação (2.2):

$$t_2 - t_1 = \frac{T}{2} - D \cdot T \quad (2.2)$$

Da mesma forma para a terceira e quarta etapa de operação, conforme as equações (2.3) e (2.4), respectivamente:

$$t_3 - t_2 = D \cdot T \quad (2.3)$$

$$t_4 - t_3 = \frac{T}{2} - D \cdot T \quad (2.4)$$

2.2.2 Determinação do ganho estático

2.2.2.1 Modo de condução contínua

Para a determinação do ganho estático G_v , são consideradas as variações de corrente no indutor durante a primeira e segunda etapa. Durante a primeira etapa, aplicando a Lei das Tensões de *Kirchhoff* (LTK) para o caminho fechado formado pelo indutor, resistor de saída R_o , chave S_4 e o enrolamento N_{T2} no circuito mostrado pela Figura 2.3, tem-se a equação (2.5):

$$V_{L_o} + V_o - V_{T2} = 0 \quad (2.5)$$

Conforme descrito em 2.1.1.1, a tensão sobre cada enrolamento do autotransformador é igual a metade da tensão de entrada V_i , portanto:

$$L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} + V_o - \frac{V_i}{2} = 0 \quad (2.6)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{1}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o \right) \quad (2.7)$$

Como a derivada da corrente é uma constante, a corrente do indutor cresce de forma linear com o tempo durante a primeira etapa, obtêm-se a equação (2.8), na qual $\Delta i_{L_{o-1}}$ representa a variação de corrente no indutor durante a primeira etapa de operação.

$$\frac{\Delta i_{L_{o-1}}}{\Delta t_1} = \frac{1}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o \right) \quad (2.8)$$

A variação de tempo Δt_1 é igual ao intervalo de duração da primeira etapa de operação, descrito pela equação (2.1) e substituindo-a na equação (2.8):

$$\Delta i_{L_{o-1}} = \frac{D \cdot T}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o \right) \quad (2.9)$$

Durante a segunda etapa, aplicando LTK para o caminho fechado formado pelo indutor, resistor de saída R_o , chave S_4 e o enrolamento N_{T2} no circuito mostrado pela Figura 2.4, tem-se a equação (2.10).

$$V_{L_o} + V_o - V_{T2} = 0 \quad (2.10)$$

Conforme descrito em 2.1.1.2, a tensão sobre cada enrolamento do autotransformador é nula durante a segunda etapa, portanto:

$$L_o \cdot \frac{di_{L_o}}{dt} + V_o = 0 \quad (2.11)$$

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{-V_o}{L_o} \quad (2.12)$$

Como a derivada da corrente é uma constante negativa, a corrente do indutor decresce de forma linear com o tempo, obtêm-se então a equação (2.13), na qual $\Delta i_{L_{o-2}}$ representa a variação de corrente no indutor durante a segunda etapa de operação.

$$\frac{\Delta i_{L_{o-2}}}{\Delta t_2} = \frac{-V_o}{L_o} \quad (2.13)$$

A variação de tempo Δt_2 é igual ao intervalo de duração da segunda etapa de operação, descrito pela equação (2.2), e a substituindo na equação (2.13):

$$\frac{\Delta i_{L_{o-2}}}{\left(\frac{T}{2} - D \cdot T\right)} = \frac{-V_o}{L_o} \quad (2.14)$$

Rearranjando a equação:

$$\Delta i_{L_{o-2}} = \frac{-V_o}{L_o} \cdot \left(\frac{T}{2} - D \cdot T\right) \quad (2.15)$$

O valor negativo da equação (2.15) indica a redução de corrente no indutor durante a segunda etapa de operação. Segundo Hart (2012), para o funcionamento estável do conversor, é preciso que a corrente no final de cada ciclo de chaveamento seja igual à do início, portanto:

$$\Delta i_{L_{o-1}} + \Delta i_{L_{o-2}} = 0 \quad (2.16)$$

Substituindo as equações (2.9) e (2.15) em (2.16), tem-se:

$$\frac{D \cdot T}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) + \frac{-V_o}{L} \cdot \left(\frac{T}{2} - D \cdot T\right) = 0 \quad (2.17)$$

Rescrevendo a equação (2.17), tem-se:

$$\frac{D \cdot T}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) = \frac{V_o \cdot T}{L} \cdot \left(\frac{1}{2} - D\right) \quad (2.18)$$

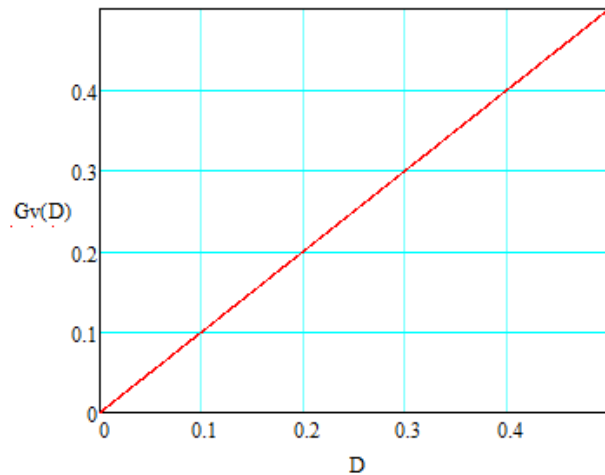
$$D \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o\right) = V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - D\right) \quad (2.19)$$

$$\frac{D \cdot V_i}{2} - D \cdot V_o = \frac{V_o}{2} - D \cdot V_o \quad (2.20)$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = D \quad (2.21)$$

Portanto, o ganho estático do conversor para o modo de condução contínua é dado pela equação (2.21). Na Figura 2.9, é mostrado o ganho estático em função da razão cíclica D .

Figura 2.9 – Ganho estático do conversor em função da razão cíclica D .

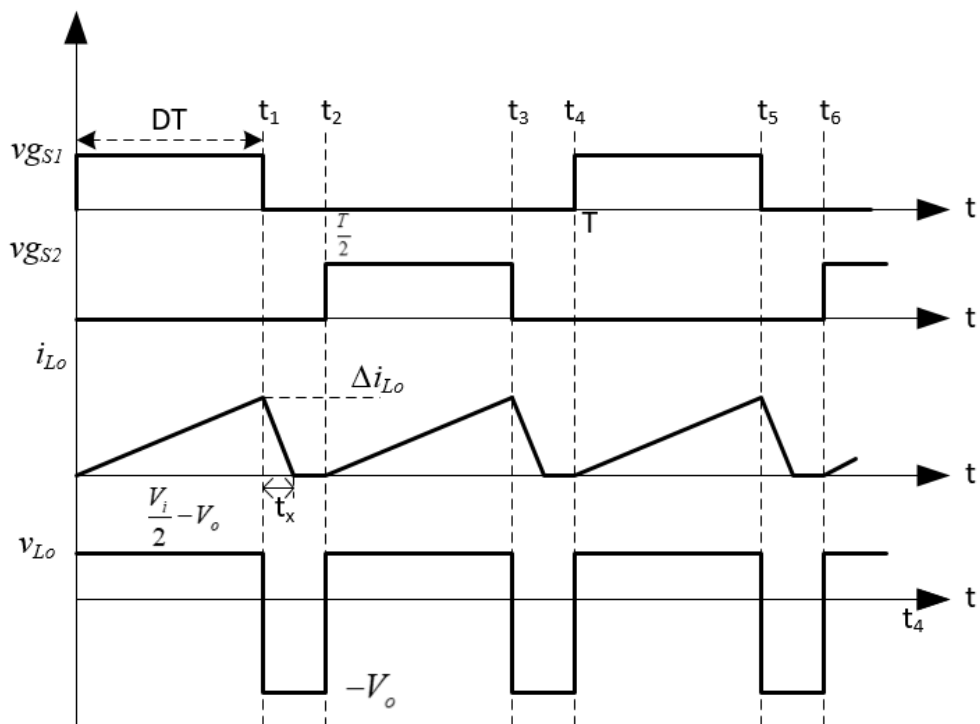


Fonte: Próprio Autor.

2.2.2.2. Modo de condução descontínua

Para o conversor operando em modo de condução descontínua (MCD), a corrente no indutor se tornar nula nas etapas em que ocorre a descarga do indutor, ou seja, na segunda e quarta etapa de operação. A forma da onda da corrente no indutor é, portanto, diferente da corrente em modo de condução de contínua, assim como mostra a Figura 2.10.

Figura 2.10 – Formas de onda para o modo de condução descontínua.



Fonte: Próprio Autor.

Para o cálculo do ganho estático em MCD, é analisado a corrente média I_o no indutor:

$$I_o = \frac{1}{T_{Lo}} \int_0^{T_{Lo}} i_{Lo}(t) dt \quad (2.22)$$

Conforme a Figura 2.10, o período T_{Lo} da onda da corrente no indutor é igual a metade do período T de chaveamento. A integral de $i(t)$ é numericamente igual a área de um dos triângulos formados no gráfico de i_{Lo} , portanto:

$$I_o = \frac{1}{\left(\frac{T}{2}\right)} (D \cdot T + t_x) \cdot \frac{\Delta i_{Lo}}{2} \quad (2.23)$$

$$I_o = \frac{\Delta i_{Lo}}{T} (D \cdot T + t_x) \quad (2.24)$$

A expressão de t_x pode ser determinada a partir da tensão do indutor durante o intervalo t_x (a variação de corrente durante esse período é negativa), conforme Figura 2.10.

$$V_{Lo} = -V_o = L \cdot \frac{-\Delta i_{Lo}}{t_x} \quad (2.25)$$

Portanto:

$$t_x = L \cdot \frac{\Delta i_{Lo}}{V_o} \quad (2.26)$$

Para o cálculo da variação de corrente no indutor, tem-se que para o intervalo de carga do indutor (relativo ao intervalo de duração DT):

$$V_{Lo} = \frac{V_i}{2} - V_o = L \cdot \frac{\Delta i_{Lo}}{D \cdot T} \quad (2.27)$$

Portanto:

$$\Delta i_{Lo} = \frac{D \cdot T}{L} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o \right) \quad (2.28)$$

Substituindo a equação (2.26) e (2.28) em (2.24):

$$I_o = \frac{\left(\frac{D \cdot T}{L} \left(\frac{V_i}{2} - V_o \right) \right)}{T} \left(DT + L \cdot \frac{\left(\frac{D \cdot T}{L} \left(\frac{V_i}{2} - V_o \right) \right)}{V_o} \right) \quad (2.29)$$

Com as devidas simplificações, obtêm-se a equação (2.30).

$$\frac{2 \cdot L \cdot I_o}{T \cdot V_i} = \left(D^2 \left(\frac{V_i}{2 \cdot V_o} - 1 \right) \right) \quad (2.30)$$

Considerando a equação (2.31) e (2.32), e substituindo-as em (2.30), tem-se a equação (2.33) (BALESTERO,2006).

$$\gamma = \frac{2L \cdot I_o}{T \cdot V_i} \quad (2.31)$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.32)$$

$$\gamma = D^2 \left(\frac{1}{2 \cdot G_v} - 1 \right) \quad (2.33)$$

Reescrevendo a equação (2.33):

$$G_v = \frac{D^2}{2 \cdot (\gamma + D^2)} \quad (2.34)$$

A equação (2.34) descreve o ganho do conversor no modo de condução descontínua. Para determinar os ganhos para a condição crítica, que representa o limiar entre os dois modos,

é necessário igualar os ganhos de ambos os modos, que serão denominados por D_c . A equação (2.21) mostra o ganho estático no modo de operação contínua. Portanto:

$$D_c = \frac{D_c^2}{2 \cdot (\gamma + D_c^2)} \quad (2.35)$$

$$2D_c^2 - D_c + 2 \cdot \gamma = 0 \quad (2.36)$$

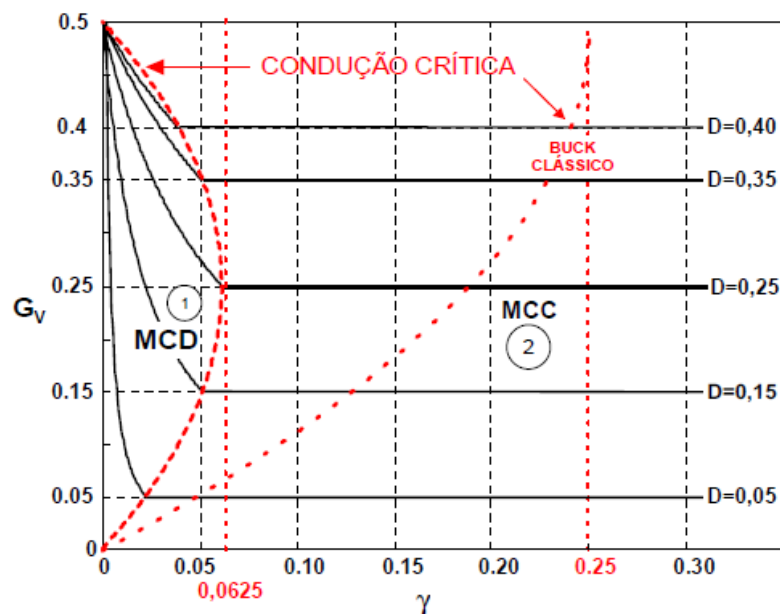
Resolvendo a equação (2.36), obtêm-se a equação (2.37).

$$D_c = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 16 \cdot \gamma}}{4} \quad (2.37)$$

Na Figura 2.11, são mostradas as curvas da característica de saída do conversor CC-CC *Buck* CTE. No gráfico, a região 1 representa a operação em MCD e a região 2 representa a operação em MCC do conversor. Na intersecção das duas regiões, os valores de ganhos críticos são fornecidos pelas parábolas definidas pela equação (2.37) (BALESTERO, 2006).

Para condução descontínua, a tensão média na carga varia com a corrente média da carga. Na maioria das aplicações práticas, essa característica é indesejável pois dificulta o controle do sistema devido à não linearidade, sendo importante, se possível, operar em condução contínua (BARBI; MARTINS, 2006).

Figura 2.11 – Curvas da característica de saída do conversor CC-CC *Buck* CTE.



Fonte: Balestero (2006).

2.2.3 Capacitor de filtro de saída C_o

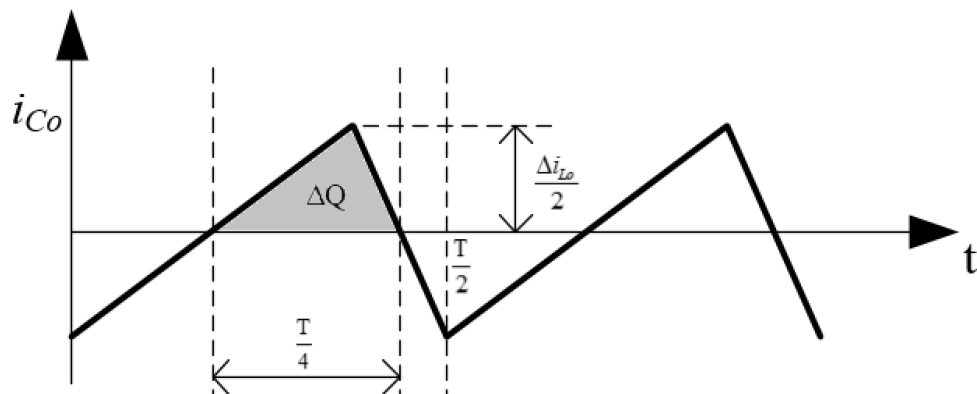
Para a análise da tensão de ondulação da saída, é analisada a corrente no capacitor C_o , a qual é igual a variação de corrente no indutor L_o , assim como mostrado na Figura 2.12. Conforme Hart (2012), pela definição de capacitância, tem-se a equação (2.38), onde Q é carga do capacitor, C é a capacitância medida em Farad (F) e V_o é a tensão nos terminais do capacitor.

$$Q = C \cdot V_o \quad (2.38)$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o \quad (2.39)$$

A variação de carga ΔQ no capacitor pode ser encontrada através da área do triângulo em destaque na Figura 2.12. Portanto, tem-se:

Figura 2.12 – Forma de onda da corrente do capacitor de saída.



Fonte: Próprio Autor.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{4} \cdot \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \quad (2.40)$$

$$\Delta Q = \frac{T \cdot \Delta i_{L_o}}{16} \quad (2.41)$$

Substituindo (2.39) em (2.41) e isolando ΔV_o :

$$\Delta V_o = \frac{T \cdot \Delta i_{L_o}}{16 \cdot C_o} \quad (2.42)$$

Considerando o módulo da variação de corrente Δi_{L_o-2} do indutor durante a segunda etapa descrito pela equação (2.15) e o substituindo na equação (2.42), tem a equação (2.43).

$$\Delta V_o = \frac{T}{16 \cdot C_o} \cdot \frac{V_o}{L_o} \cdot \left(\frac{T}{2} - D \cdot T \right) \quad (2.43)$$

$$\Delta V_o = \frac{T^2}{16 \cdot C_o} \cdot \frac{V_o}{L_o} \cdot \left(\frac{1}{2} - D \right) \quad (2.44)$$

Sendo f_s a frequência de chaveamento em Hertz (Hz), tem-se o valor da capacitância de saída C_o :

$$C_o = \frac{V_o}{16 \cdot L_o \cdot \Delta V_o \cdot f_s^2} \cdot \left(\frac{1}{2} - D \right) \quad (2.45)$$

2.2.4 Indutor filtro de saída L_o

Para o dimensionamento do indutor, é considerada a equação (2.9), da qual se obtêm a equação (2.46).

$$L = \frac{D \cdot T}{\Delta i_{L_o}} \cdot \left(\frac{V_i}{2} - V_o \right) \quad (2.46)$$

Considerando a equação (2.21) e reescrevendo a equação (2.46), tem-se:

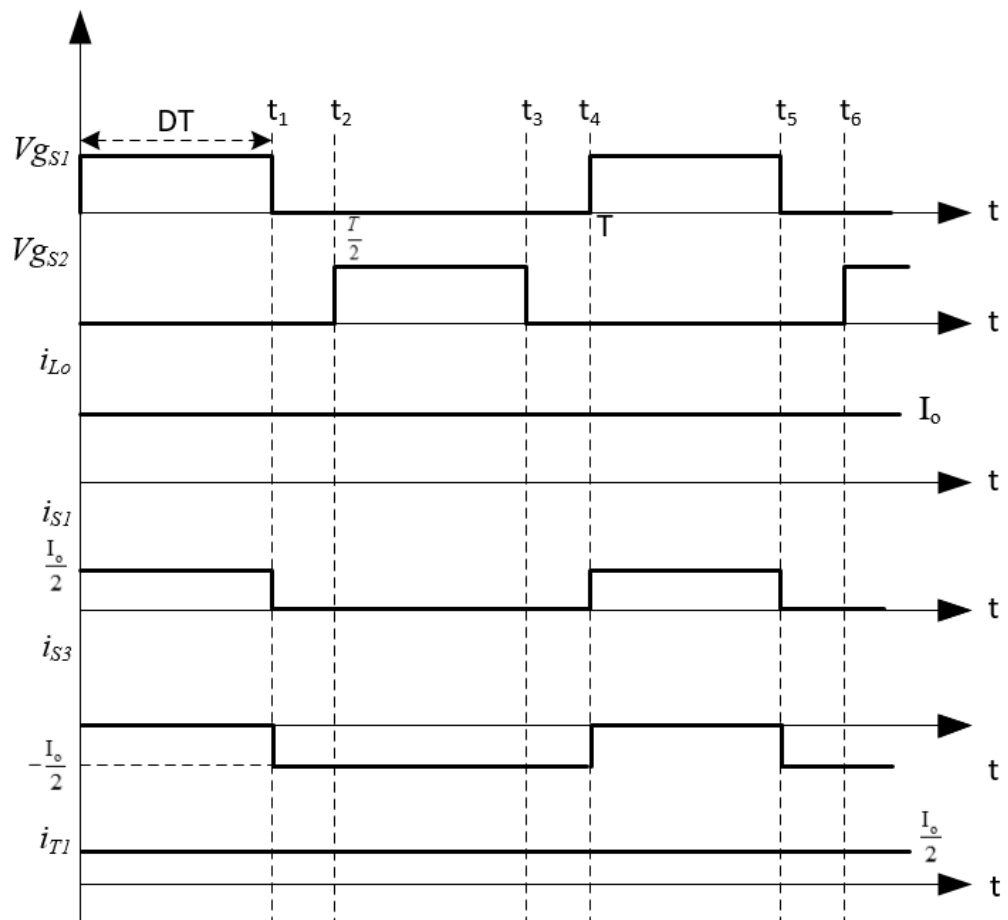
$$L = \frac{D \cdot V_i}{2 \cdot \Delta i_{L_o} \cdot f_s} \cdot (1 - 2 \cdot D) \quad (2.47)$$

Tem-se, portanto, o valor da indutância em função da razão cíclica D e da tensão de entrada V_i .

2.2.5 Esforços de tensão e corrente nos componentes

Os esforços de corrente são calculados desprezando a ondulação da corrente no indutor, considerando-o como uma fonte de corrente igual ao valor da corrente I_o média de saída. Na Figura 2.13, são mostradas as formas de onda simplificadas das correntes nos componentes.

Figura 2.13 – Formas de ondas simplificadas



Fonte: Próprio Autor.

A. Chave S_1

A corrente média na chave S_1 pode ser calculado conforme a equação (2.48):

$$I_{med-s1} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \frac{I_o}{2} dt \quad (2.48)$$

$$I_{med-s1} = \frac{D \cdot I_o}{2} \quad (2.49)$$

A corrente eficaz na chave S_1 pode ser calculado conforme a equação (2.50):

$$I_{ef-s1} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_o}{2}\right)^2 dt} \quad (2.50)$$

$$I_{ef-s1} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{D} \quad (2.51)$$

A tensão máxima na chave S_1 é igual a tensão de entrada V_i do conversor, desconsiderando sobretensões.

$$V_{\max-s1} = V_i \quad (2.52)$$

B. Chave S_3

A corrente média na chave S_3 pode ser calculado conforme a equação (2.53):

$$I_{med-s3} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T -\frac{I_o}{2} dt \quad (2.53)$$

$$I_{med-s3} = -\frac{I_o}{2} \cdot (1-D) \quad (2.54)$$

A corrente eficaz na chave S_3 pode ser calculado conforme a equação (2.55):

$$I_{ef-s3} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(-\frac{I_o}{2}\right)^2 dt} \quad (2.55)$$

$$I_{ef-s3} = \frac{I_o}{2} \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (2.56)$$

A tensão máxima na chave S_3 é igual a tensão de entrada V_i do conversor, desconsiderando sobretensões.

$$V_{\max-s3} = V_i \quad (2.57)$$

C. Indutor de saída L_o

A corrente eficaz do indutor pode ser aproximada pelo valor da corrente média na saída:

$$I_{ef-L_o} = I_o \quad (2.58)$$

A corrente de pico do indutor pode ser calculada através da equação (2.59):

$$I_{pk-L_o} = I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} \quad (2.59)$$

D. Capacitor de saída C_o

A corrente eficaz do capacitor pode ser calculada obtendo-se as equações das retas da corrente no capacitor de saída mostradas na figura 2.12, conforme a equação (2.60), cuja simplificação resulta na equação (2.61):

$$I_{ef-C_o} = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{T}{2}\right) \left(\int_0^{DT} \left(\frac{\Delta I_{L_o}}{D \cdot T} \cdot t - \frac{\Delta I_{L_o}}{2} \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{-2 \cdot \Delta I_{L_o}}{T \cdot (1-2 \cdot D)} \cdot t + \frac{\Delta I_{L_o}}{2 \cdot (1-2 \cdot D)} \right)^2 dt \right)} \quad (2.60)$$

$$I_{ef-C_o} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{D \cdot T \cdot \Delta I_{L_o}^2}{12} - \frac{T \cdot \Delta I_{L_o}^2 \cdot (16 \cdot D^2 - 4 \cdot D + 1)}{24 \cdot (2 \cdot D - 1)}} \quad (2.61)$$

E. Autotransformador

A corrente eficaz nos enrolamentos do autotransformador pode ser aproximada pela metade do valor da corrente média de saída I_o , conforme a Figura 2.13.

$$I_{ef-T1} = \frac{I_o}{2} \quad (2.62)$$

A tensão máxima nos enrolamentos do autotransformador é igual a metade da tensão de entrada V_i do conversor conforme descrito em 2.1.1.1:

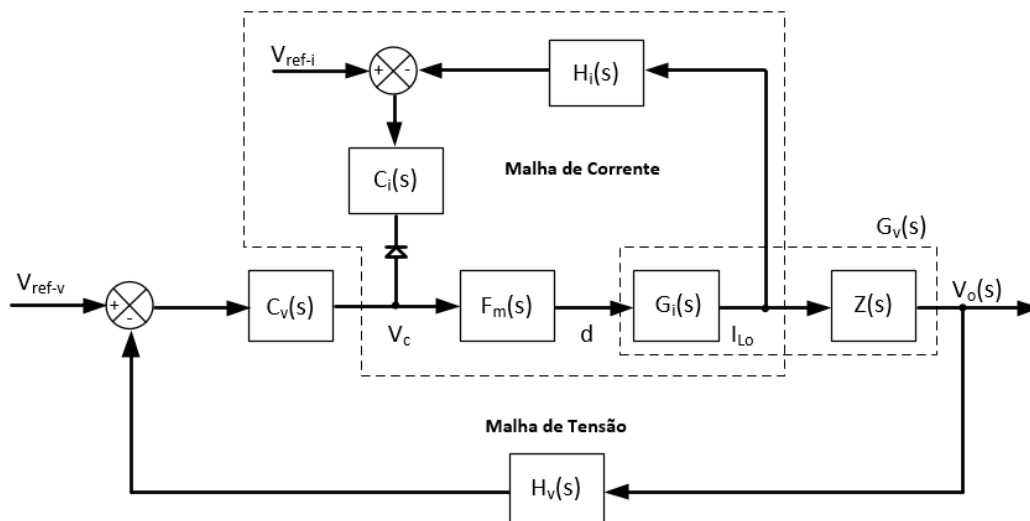
$$V_{\max-T1} = \frac{V_i}{2} \quad (2.63)$$

2.3 Estratégia de controle

2.3.1 Diagrama de blocos

Para o controle do conversor, serão utilizadas duas malhas: um para controle da corrente e uma para controle da tensão. Na Figura 2.14, é mostrado o diagrama de blocos do sistema com ambas as malhas.

Figura 2.14 – Diagrama de blocos para o sistema controlado.



Fonte: Adaptado de Sousa; Souza (2018).

Onde:

- $H_v(s)$ e $H_i(s)$ são os ganhos ou funções de transferências do elemento de medição de tensão e corrente, respectivamente.
- $C_v(s)$ e $C_i(s)$ são as funções de transferência dos compensadores da malha de tensão e corrente, respectivamente.
- $F_m(s)$ é a função de transferência (FT) do modulador PWM.
- $G_v(s)$ é a função de transferência do conversor (ou da planta), representados por $Z(s)$ e $G_i(s)$.
- V_{ref-v} e V_{ref-i} são os valores das tensões utilizadas como referência na malha de tensão e na de corrente, respectivamente.

Com a realimentação presente na malha de tensão, a saída V_o é medida e recebe um ganho do sensor $H_v(s)$ e comparada com uma tensão de referência V_{ref-v} , gerando um sinal de

erro que é amplificado pelo compensador, o qual gera uma tensão de controle V_c , que ao ser comparada com uma tensão da forma dente-de-serra com amplitude de 2,5 V da moduladora F_m (processo semelhante na malha de corrente) resulta na razão cíclica das chaves do conversor.

Na estratégia de controle, as duas malhas não operam de forma simultânea, operando com base na lógica “Ou”. Caso a bateria esteja descarregada, uma atuação da malha de tensão resultaria em um valor elevado de corrente visando o aumento da tensão nos seus terminais até cerca de 13,5 V, o que pode provocar danos à bateria. Portanto, a malha de corrente deve atuar limitando o valor da corrente durante a recarga. Após a recarga total da bateria, com a tensão atingindo o valor de 13,5 V, a malha de corrente é desligada através de um diodo *Schottky* e a malha de tensão passa a atuar a fim de manter o nível de tensão. É importante destacar que a frequência de cruzamento da malha de corrente deve ser superior à frequência de cruzamento da malha de tensão.

Com base na Figura 2.14, são definidas:

- A função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de tensão, denominada $FTLA_{SCV}(s)$, dada pela equação (2.64).
- A função de transferência de laço aberto com compensador da malha de tensão, denominada $FTLA_{CCV}(s)$ e apresentada pela equação (2.65).
- A função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de corrente, denominada $FTLA_{SCI}(s)$ e fornecida pela equação (2.66).
- A função de transferência de laço aberto com compensador da malha de corrente, denominada $FTLA_{CCI}(s)$ e mostrada na equação (2.67).

$$FTLA_{SCV}(s) = H_v(s) \cdot F_m(s) \cdot G_v(s) \quad (2.64)$$

$$FTLA_{CCV}(s) = C_v(s) \cdot H_v(s) \cdot F_m(s) \cdot G_v(s) \quad (2.65)$$

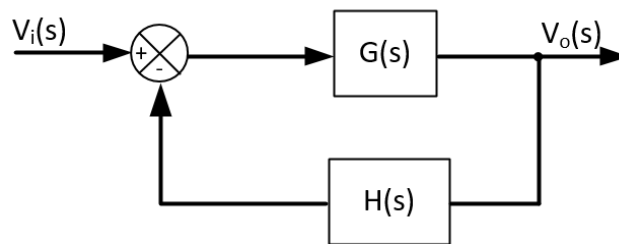
$$FTLA_{SCI}(s) = H_i(s) \cdot F_m(s) \cdot G_i(s) \quad (2.66)$$

$$FTLA_{CCI}(s) = C_i(s) \cdot H_i(s) \cdot F_m(s) \cdot G_i(s) \quad (2.67)$$

2.3.2 Critério de estabilidade

Com base no diagrama de blocos de um sistema representado pela Figura 2.15, a relação entre a entrada V_i e uma saída V_o é dada pela equação (2.68), sendo a função de transferência do sistema em malha fechada.

Figura 2.15 – Diagrama de blocos de um sistema com realimentação.



Fonte: Próprio Autor.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (2.68)$$

Um sistema é considerado estável quando ao ser submetido a uma entrada ou excitação limitada, a saída ou resposta do sistema também é limitada. Existem diferentes métodos para a análise da estabilidade do sistema, como critério de *Routh-Hurwitz*, método do lugar geométrico das raízes e métodos de resposta em frequência, como análise de diagramas de *Bode* e critério de *Nyquist* (DORF; BISHOP, 2001).

A partir do denominador da equação (2.68), é definida a chamada equação característica do sistema, dada pela equação (2.69).

$$1 + G(s) \cdot H(s) = 0 \quad (2.69)$$

Todas as raízes da equação característica do sistema devem estar no lado esquerdo do plano s para que o sistema em malha fechada seja estável, pois caso uma das raízes esteja no semiplano direito, ela representa uma exponencial crescente na resposta do sistema no domínio do tempo, o que torna a saída não limitada e desestabilizando o sistema. Uma raiz sobre o eixo representa um sistema marginalmente estável (NISE, 2002).

O critério de *Nyquist* fornece informações sobre a estabilidade do sistema através da análise do diagrama de *Nyquist* de $G(s) \cdot H(s)$ (ou $GH(j\omega)$). Advindo desse diagrama, é obtido um ponto crítico de estabilidade, que é equivalente a uma magnitude logarítmica de 0 Decibel (dB) e a um ângulo de fase de -180° nos diagramas de *Bode* (DORF; BISHOP, 2001).

Com base nessa magnitude e nesse ângulo de fase, são definidos os conceitos de Margem de Fase (MF) e Margem de Ganho (MG) do sistema. A MF trata-se do valor da defasagem de $G(s) \cdot H(s)$, com magnitude unitária (ou com valor de 0 dB) que torna o sistema marginalmente estável, ou seja, representa o quanto de atraso de fase pode ser adicionado ao sistema antes de torná-lo marginalmente estável (DORF; BISHOP, 2001). No diagrama de *Bode*, a MF é obtida pela diferença entre a fase do sistema para um ganho de 0 dB e o ângulo de -180° , sendo considerada positiva quando a fase do sistema é superior ao valor de -180° . Portanto, para um sistema estável, a fase de $G(s) \cdot H(s)$ não deve ultrapassar -180° para o ganho de 0 dB (ou seja, MF positiva).

Já a MG representa o quanto de ganho pode ser adicionado ao sistema, para uma fase de -180° , a fim tornar o sistema marginalmente estável. No diagrama de *Bode*, é obtido pela diferença entre o ganho de $G(s) \cdot H(s)$ para a fase de -180° e o ganho de 0 dB.

Para o sistema representado pela Figura 2.14, a função de transferência em laço aberto $FTLA_{\text{SISTEMA}}$ é dada pela equação (2.70).

$$FTLA_{\text{SISTEMA}} = G(s) \cdot H(s) \quad (2.70)$$

Portanto, é possível obter informações acerca da estabilidade do sistema através da análise dos diagramas de *Bode* da função de transferência em laço aberto do sistema.

3 EXEMPLO DE PROJETO

Nesse capítulo, será mostrado um exemplo de projeto do circuito de potência e de controle. Será feito as especificações e considerações dos parâmetros, os dimensionamentos dos componentes do conversor, além do dimensionamento dos elementos referentes às malhas de controle.

3.1 Especificações e considerações do projeto

Para o dimensionamento dos componentes do carregador, é necessário definir as especificações assim como fazer as considerações do conversor. Na Tabela 2, são mostradas as especificações e na Tabela 3 são mostradas as considerações.

Tabela 2 – Especificações do projeto.

$V_{imax} = 140 \text{ V}$	Tensão Máxima de Entrada.
$V_{imin} = 70 \text{ V}$	Tensão Mínima de Entrada.
$V_o = 28 \text{ V}$	Tensão nominal de saída do conversor relativo à tensão de flutuação das duas baterias conectadas em série.
$P_o = 400 \text{ W}$	Potência de saída do conversor.

Fonte: Adaptado de Sousa; Souza (2018).

Tabela 3 – Considerações do projeto.

$f_s = 25000 \text{ Hz}$	Frequência de chaveamento.
$\Delta V_o = 0.5 \%$	Ondulação da tensão de saída.
$\Delta i_{Lo} = 20 \%$	Ondulação de corrente no indutor L_o .
$\eta = 0.9$	Rendimento assumido para o conversor.

Fonte: Adaptado de Sousa; Souza (2018).

3.2 Dimensionamento do circuito de potência

3.2.1 Cálculo dos parâmetros

3.2.1.1 Razão cíclica

Conforme a equação (2.21), o valor da razão cíclica do conversor depende dos valores da tensão de saída e tensão de entrada. Como é considerado uma faixa de tensão de 70 a 140 V na entrada, calcula-se os valores dos extremos da razão cíclica:

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{28}{140} = 0,2 \quad (3.1)$$

$$D_{\max} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{28}{70} = 0,4 \quad (3.2)$$

3.2.1.2 Potência de entrada

A potência de entrada P_i é calculada com base na potência de saída do conversor e seu rendimento, conforme Tabelas 3 e 4.

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{400}{0.9} = 444,44 \text{ W} \quad (3.3)$$

3.2.1.3 Corrente média de entrada

O valor da corrente média de entrada do conversor é calculada pela relação da potência de entrada P_i e da tensão de entrada. Para valor máximo da corrente média de entrada $I_{e-\max}$, é considerado o valor mínimo da tensão de entrada $V_{i\min}$:

$$I_{e-\max} = \frac{P_i}{V_{i\min}} = \frac{444,44}{70} = 6,35 \text{ A} \quad (3.4)$$

3.2.1.4 Corrente média de saída

De forma semelhante em 3.2.1.3, a corrente média de saída I_o é calculada:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{400}{28} = 14,286 \text{ A} \quad (3.5)$$

3.2.2 Dimensionamento do indutor L_o

Conforme a Tabela 3, a variação da corrente do indutor é de 20% do seu valor médio. Para o conversor funcionando em modo estável, a corrente média no capacitor tem que ser igual

a zero, o que resulta na corrente média no indutor igual a corrente média de saída I_o (HART,2012). Portanto:

$$\Delta I_{L_o} = 0,2 \cdot I_o = 0,2 \cdot 14,286 = 2,86A \quad (3.6)$$

Para o cálculo da corrente máxima $I_{L_{max}}$ e mínima $I_{L_{min}}$ do indutor, é considerado a corrente média e o valor da variação da corrente que é ilustrada pela Figura 2.7.

$$I_{L_{max}} = I_o + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = 14,286 + \frac{2,86}{2} = 15,716A \quad (3.7)$$

$$I_{L_{min}} = I_o - \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = 14,286 - \frac{2,86}{2} = 12,856A \quad (3.8)$$

Com base na equação (2.47), calcula-se o valor da indutância L_o . Como as variáveis da tensão de entrada V_i e da razão cíclica D apresentam valores mínimos e máximos, a indutância L_o medida em Henry (H) será dimensionada para a pior situação (maior valor de L_o possível, calculado para tensão de entrada máxima $V_{i_{max}}$ e razão cíclica mínima D_{min}):

$$L_o = \frac{D_{min} \cdot V_{i_{max}}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i_{L_o}} \cdot (1 - 2 \cdot D_{min}) \quad (3.9)$$

Substituindo os valores, obtêm-se:

$$L_o = \frac{0,2 \cdot 140}{2 \cdot 25000 \cdot 2,86} \cdot (1 - 2 \cdot 0,2) = 117,48 \cdot 10^{-6} H \quad (3.10)$$

3.2.3 Cálculo das tensões de saída do gerador trifásico

Conforme as especificações do sistema mostrado pela Tabela 2, a tensão CC na entrada do conversor varia de 70 a 140 V. O valor da tensão média CC V_{m-o} na saída de um retificador trifásico de seis diodos com relação à tensão eficaz de linha V_{L-L-ef} da fonte trifásica é dada pela equação (3.11) (HART, 2012).

$$V_{m-o} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{L-L-ef}}{\pi} \quad (3.11)$$

Para uma tensão V_{m-o} de 70 V:

$$V_{L-L-ef-1} = \frac{\pi \cdot 70}{3 \cdot \sqrt{2}} = 51,83V \quad (3.12)$$

Para uma tensão V_{m-o} de 140 V:

$$V_{L-L-ef-2} = \frac{\pi \cdot 140}{3 \cdot \sqrt{2}} = 103,67V \quad (3.13)$$

3.2.4 Dimensionamento do filtro LC de entrada

Para o filtro LC, será escolhida uma frequência de corte f_c de tal forma que seja inferior a 10% (ou uma década abaixo) da frequência da tensão de entrada V_i (que oscila duas vezes para cada ciclo de chaveamento, tendo o dobro da frequência de chaveamento f_s) para atenuação de harmônicos, e maior do que 20 vezes a frequência de 60 Hz da rede (f_{rede}) para evitar defasagens entre tensão e corrente de entrada.

$$20 \cdot f_{rede} < f_c < \frac{2 \cdot f_s}{10} \quad (3.14)$$

$$1200 < f_c < 5000 \quad (3.15)$$

Sendo escolhida assim uma frequência de corte f_c de 4500 Hz. Para um capacitor C_{f-1} de valor escolhido de 10 μ F, o valor da indutância L_{filtro} é calculado conforme a equação (3.17). A impedância de entrada R_{fil} do conversor CC-CC *Buck* sendo vista pelo filtro de entrada é calculada pela equação (3.21). É utilizado ainda um capacitor C_{f-2} em série com a resistência do filtro e de valor igual a dez vezes o capacitor C_{f-1} (CHOI; CHO, 1995).

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{filtro} C_{filtro}}} \quad (3.16)$$

$$L_{\text{filtro}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_{\text{filtro}}} \quad (3.17)$$

$$L_{\text{filtro}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 4500)^2 \cdot 10^{-5}} = 0,125mH \quad (3.18)$$

$$C_{f-1} = 10 \cdot 10^{-6} = 10\mu F \quad (3.19)$$

$$C_{f-2} = 10 \cdot C_{f-1} = 100\mu F \quad (3.20)$$

$$R_{\text{fil}} = \frac{V_{i\text{max}}}{I_{L\text{max}}} = \frac{140}{15,716} = 8,908\Omega \quad (3.21)$$

3.2.5 Dimensionamento do capacitor de saída C_o

Conforme descrito pela Tabela 3, foi considerada uma variação de tensão de saída igual a 0.5 % do valor da tensão de saída V_o . Com base na equação (2.45), calcula-se a capacitância C_o :

$$C_o = \frac{V_o}{16 \cdot L_o \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_o} \cdot \left(\frac{1}{2} - D\right) \quad (3.22)$$

Considerando a razão cíclica mínima para maximizar a capacitância:

$$C_{o-1} = \frac{28}{16 \cdot 117,48 \cdot 10^{-6} \cdot 25000^2 \cdot 0,005 \cdot 28} \cdot \left(\frac{1}{2} - 0,2\right) \quad (3.23)$$

$$C_{o-1} = 0,051 \cdot 10^{-3} = 0,051mF \quad (3.24)$$

Considerando um capacitor com resistência série R_{e-1} , essa resistência tem um efeito maior sobre a ondulação da tensão de saída do que a própria capacitância. A variação de tensão em capacitor com a resistência pode ser determinada conforme a equação (3.25) (HART,2012).

$$R_{e-1} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lo}} = \frac{0,005 \cdot 28}{2,86} = 0,049\Omega \quad (3.25)$$

Os capacitores reais com valores baixos de resistência série no geral apresentam um valor elevado de capacitância, e para uma melhor adequação da simulação, será especificado então um capacitor real que possua uma resistência série inferior ao valor calculado, o qual será o capacitor da série B43700 (EPCOS, 2018) com resistência série de 24 mΩ e capacitância de 3900μF. Portanto:

$$C_o = 3900\mu F \quad (3.26)$$

$$R_e = 24m\Omega \quad (3.27)$$

3.2.6 Dimensionamento do resistor de carga equivalente

Modelando primeiramente as baterias por uma carga resistiva R_{bat-1} , obtêm-se que:

$$R_{bat-1} = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{28^2}{400} = 1,96\Omega \quad (3.28)$$

Para um modelo simplificado das baterias, é considerado uma resistência em série com um capacitor e um fonte de tensão CC. Para a resistência interna de cada bateria sendo R_{bat-2} , será considerado um valor de 16 mΩ (SBS, [s.d.]). Com base na Figura 1.5, a tensão de descarga da bateria será de 10,5 V, portanto a variação de tensão nas baterias em série é dada pela equação (3.30).

$$R_{bat-2} = 16 \cdot 10^{-3} = 16m\Omega \quad (3.29)$$

$$\Delta V_{bat} = 28 - 2 \cdot 10,5 = 7V \quad (3.30)$$

Pela equação (2.39), a capacitância do modelo da bateria C_{bat} pode ser expressa por:

$$C_{bat} = \frac{I_o \cdot \Delta t_{carga}}{\Delta V_{bat}} \quad (3.31)$$

Para obter um tempo apropriado de carregamento do capacitor C_{bat-2} (representativa de cada bateria) durante a simulação, tendo em vista que as baterias levam horas para serem carregadas, pode-se especificar um valor da constante de tempo τ do circuito RC equivalente das duas baterias conectadas em série, e em seguida determinar uma capacitância equivalente C_{bat-eq} às baterias. A constante de tempo é mostrada na equação (3.32).

$$\tau = (2 \cdot R_{bat-2}) \cdot C_{bat-eq} \quad (3.32)$$

Para uma constante de tempo τ igual a 2 milissegundos:

$$C_{bat-eq} = \frac{\tau}{2 \cdot R_{bat-2}} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{32 \cdot 10^{-3}} = 62,5mF \quad (3.33)$$

3.3 Dimensionamento das malhas de controle

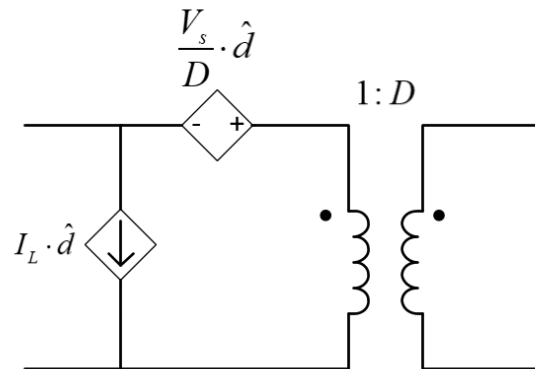
3.3.1 Malha de tensão

Para o dimensionamento da malha de tensão, é necessário inicialmente determinar as funções de transferências da planta $G_v(s)$, da moduladora $F_m(s)$, do elemento de medição $H_v(s)$ e do compensador que será utilizado na malha, conforme mostra as equações (2.64) e (2.65).

3.3.1.1 Função de transferência da planta $G_v(s)$

A análise da malha de controle é baseada nos valores dinâmicos das tensões, correntes e chaveamento. Para uma análise de pequeno sinal, na qual o comportamento dinâmico é descrito a partir de pequenas variações dos valores de tensões, correntes e chaveamento no estado estável, em um conversor CC-CC *Buck*, a chave PWM pode ser modelada como mostra a Figura 3.1, conforme Hart (2012).

Figura 3.1 – Modelo de pequeno sinal da chave PWM.

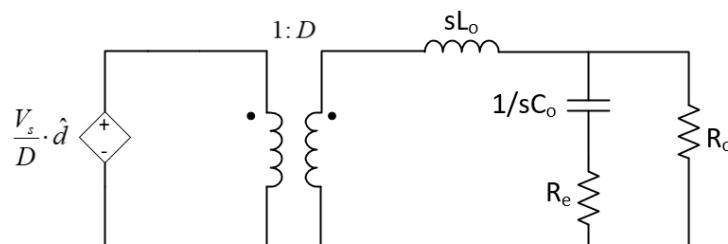


Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Os valores marcados com o símbolo “^” representam uma pequena perturbação do sinal referente. V_s trata-se da tensão CC da fonte, I_L a corrente no indutor do conversor CC-CC *Buck* e D a razão cíclica das chaves. Para a malha de tensão, é necessário obter a função de transferência \hat{v}_o / \hat{d} , sem variação de tensão de entrada (para $\hat{V}_s = 0$), pela qual se tem o controle da variação de tensão de saída \hat{v}_o variando apenas a razão cíclica \hat{d} .

Utilizando o modelo da chave mostrado na Figura 3.1 no conversor CC-CC *Buck* para tensão \hat{V}_s nula, considerando as reatâncias capacitiva e indutiva e a resistência série R_e do capacitor de saída, obtêm-se o circuito equivalente mostrado na Figura 3.2.

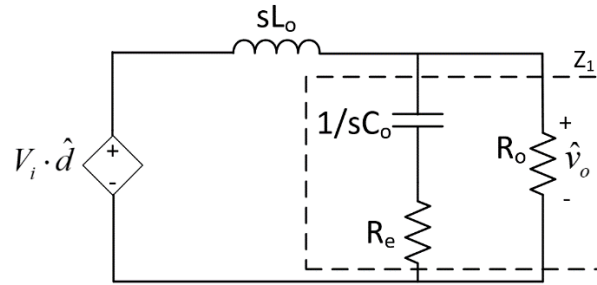
Figura 3.2 – Circuito do conversor CC-CC *Buck* com o modelo de pequeno sinal da chave PWM.



Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Refletindo a tensão devida à variação da razão cíclica \hat{d} no primário do transformador para o secundário multiplicando pela relação D e substituindo a tensão V_s por tensão de entrada V_i , tem-se o circuito equivalente mostrado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Circuito equivalente para determinação da FT para malha de tensão.



Fonte: Adaptado de Hart (2012).

O valor Z_1 é resultado da associação dos resistores R_o , R_e e reatância capacitiva conforme ilustrado na Figura 3.3 e mostrado na equação (3.34).

$$Z_1 = \frac{R_o \cdot \left(R_e + \frac{1}{s \cdot C_o} \right)}{\left(R_e + \frac{1}{s \cdot C_o} \right) + R_o} \quad (3.34)$$

Através de uma análise de circuito no domínio s , tem-se:

$$\hat{v}_o = (V_i \cdot \hat{d}) \cdot \left(\frac{Z_1}{Z_1 + s \cdot L_o} \right) \quad (3.35)$$

Rearranjando Z_1 :

$$Z_1 = \frac{R_o + R_o R_e C_o s}{1 + R_e C_o s + R_o C_o s} \quad (3.36)$$

Substituindo a equação (3.36) em (3.35):

$$\hat{v}_o = (V_i \cdot \hat{d}) \cdot \left(\frac{\frac{R_o + R_o R_e C_o s}{1 + R_e C_o s + R_o C_o s}}{\frac{R_o + R_o R_e C_o s}{1 + R_e C_o s + R_o C_o s} + s L_o} \right) \quad (3.37)$$

Rearranjando a equação:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = V_i \cdot \left(\frac{R_o + R_o R_e C_o s}{R_o + R_o R_e C_o s + s L_o + L_o R_e C_o s^2 + L_o R_o C_o s^2} \right) \quad (3.38)$$

Finalizando, tem-se a função de transferência da planta \hat{v}_o / \hat{d} para a malha de tensão.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_i \cdot \left(\frac{1 + R_e C_o s}{L_o C_o \left(1 + \frac{R_e}{R_o}\right) s^2 + \left(\frac{L_o}{R_o} + R_e C_o\right) s + 1} \right) \quad (3.39)$$

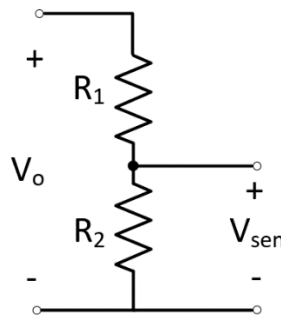
Substituindo os valores referentes ao exemplo do projeto (para ganho máximo da planta, considera-se o valor máximo de V_i , $V_{i\max}$), portanto:

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{140 + 0,0131s}{4,638 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,0001535s + 1} \quad (3.40)$$

3.3.1.2 Função de transferência do elemento de medição $H_v(s)$

A medição de tensão de saída para a malha de tensão será feita através de um divisor resistivo, ilustrado na Figura 3.4. Para uma tensão V_{sen} de referência igual a 2,5 V , calcula-se o valor das resistências do sensor:

Figura 3.4 – Divisor resistivo para a amostragem da tensão de saída.



Fonte: Próprio Autor.

$$H_v(s) = \frac{V_{sen}}{V_o} = \frac{2,5}{28} = 0,089 \quad (3.41)$$

$$V_{sen} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_o \quad (3.42)$$

Para R_1 igual a $1k\Omega$, tem-se:

$$2,5 = \frac{R_2}{1000 + R_2} \cdot 28 \quad (3.43)$$

$$R_2 = 97,69\Omega \quad (3.44)$$

3.3.1.3 Função de transferência da moduladora $F_m(s)$

A FT da moduladora $F_m(s)$ é responsável por gerar a razão cíclica D , a partir de uma tensão de controle produzido pelo compensador, a qual é comparada com uma forma de onda dente de serra com amplitude V_p . Segundo Hart (2012), a FT é dada pela equação (3.45). Escolhendo o valor de 2,5 V para V_p , tem-se:

$$F_m(s) = \frac{1}{V_p} = \frac{1}{2,5} = 0,4 \quad (3.45)$$

3.3.1.4 FT em laço aberto da malha de tensão sem compensador

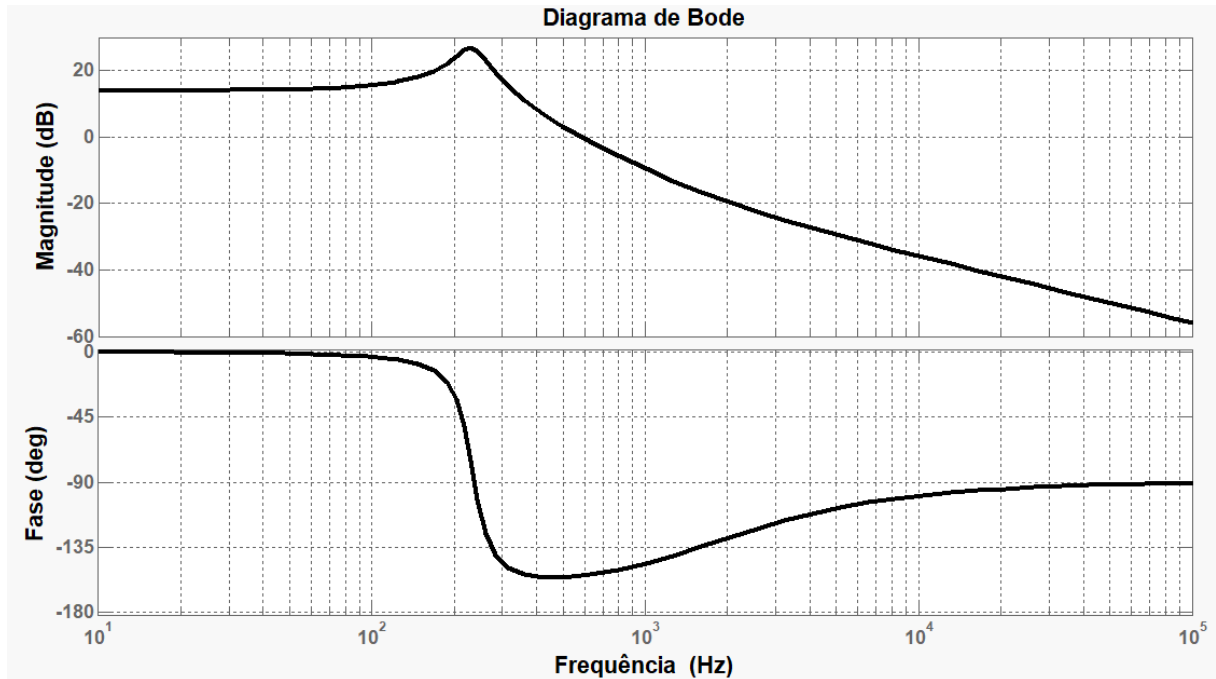
A função de transferência em laço aberto sem compensador da malha de tensão é descrita pela equação (2.64). Substituindo as funções de transferências determinadas:

$$FTLA_{scv}(s) = 0,089 \cdot 0,4 \cdot \frac{140 + 0,0131s}{4,638 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,0001535s + 1} \quad (3.46)$$

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{0,0004665s + 4,984}{4,638 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,0001535s + 1} \quad (3.47)$$

Na Figura 3.5, é mostrado o diagrama de *Bode* da $FTLA_{SCV}(s)$. Os diagramas de *Bode* das funções de transferência das malhas de controle foram obtidos utilizando o programa MATLAB, cujo *script* se encontra no Apêndice B.

Figura 3.5 - Diagrama de Bode para $FTLA_{SCV}(s)$.



Fonte: Próprio Autor.

Escolhendo uma frequência de cruzamento da malha de tensão f_{cz-v} inferior a 25% da frequência de chaveamento do conversor (HART, 2012):

$$f_{cz-v} < \frac{f_s}{4} = \frac{25000}{4} = 6250Hz \quad (3.48)$$

$$f_{cz-v} = 6kHz \quad (3.49)$$

A defasagem P provocada pelo sistema para essa frequência de cruzamento é de -105, 3186°. Para uma Margem de Fase (MF) necessária para a estabilidade, é definido um valor tipicamente superior a 45°. Será definido então uma MF de 60°. O avanço de fase α pelo compensador é obtido através da equação (3.50) (CARVALHO,2017).

$$\alpha = MF - P - 90 \quad (3.50)$$

$$\alpha = 60 - (-105,3186) - 90 = 75,3186^\circ \quad (3.51)$$

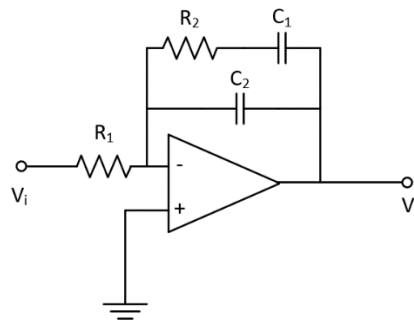
Para uma margem de fase inferior a 90° , utiliza-se um compensador do tipo 2. (CARVALHO,2017).

Para essa frequência de cruzamento, a $FTLA_{scv}(s)$ oferece um ganho de -31.1275 dB. Para que seja unitário na frequência de cruzamento, o ganho G_{cv} do compensador deve ser igual a 31.1275 dB, e é calculado pela equação (3.52).

$$G_{cv} = 10^{\frac{31.1275}{20}} = 36 \quad (3.52)$$

O compensador do tipo 2 apresenta dois polos e um zero na sua função de transferência. Um dos polos é alocado na origem, e o polo junto com o zero restante são alocados de acordo com a frequência de cruzamento e do valor do fator k, o qual é uma ferramenta matemática utilizada que sintetiza as malhas de controle através de amplificadores operacionais (CARVALHO,2017). Esse compensador é representado na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Compensador do tipo 2.



Fonte: Adaptado de Hart (2012).

A função de transferência desse compensador é dada pela equação (3.53):

$$C_v(s) = \frac{1 + s \cdot C_1 \cdot R_2}{s \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2 + s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)} \quad (3.53)$$

A frequência f_{zero-1} na qual o zero é alocado é dada pela equação (3.54), e frequência f_{polo-1} do segundo polo do compensador pela equação (3.55).

$$f_{zero-1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (3.54)$$

$$f_{polo-1} = \frac{C_1 + C_2}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (3.55)$$

O zero adicionado deve ser alocado em fator k abaixo da frequência de cruzamento f_{cz-v} e o polo adicionado em um fator k acima da frequência de cruzamento. O fator é calculado através da equação (3.56) (CARVALHO,2017).

$$k = \operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2} + 45^\circ\right) = 7,7624 \quad (3.56)$$

Os componentes presentes na Figura 3.6 são então calculados: (CARVALHO,2017).

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cz} \cdot G_{cv} \cdot k \cdot R_1} \quad (3.57)$$

$$C_1 = C_2 \cdot (k^2 - 1) \quad (3.58)$$

$$R_2 = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot f_{cz} \cdot C_1} \quad (3.59)$$

Adotando o valor de $10\text{k}\Omega$ para R_1 :

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6000 \cdot 36 \cdot 7,7624 \cdot 10000} = 9,4922 \text{ pF} \quad (3.60)$$

$$C_1 = 9,4922 \cdot 10^{-12} (7,7624^2 - 1) = 5,624 \cdot 10^{-10} \text{ F} \quad (3.61)$$

$$R_2 = \frac{7,7624}{2 \cdot \pi \cdot 6000 \cdot 5,624 \cdot 10^{-10}} = 366.116,74\Omega \quad (3.62)$$

$$f_{zero-1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 366116,74 \cdot 5,624 \cdot 10^{-10}} = 772,96 \text{ Hz} \quad (3.63)$$

$$f_{polo-1} = \frac{5,624 \cdot 10^{-10} + 9,4922 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot \pi \cdot 366116,74 \cdot 5,624 \cdot 10^{-10} \cdot 9,4922 \cdot 10^{-12}} = 45796,64 \text{ Hz} \quad (3.64)$$

Substituindo os valores encontrados na função de transferência do compensador mostrado na equação (3.53), tem-se:

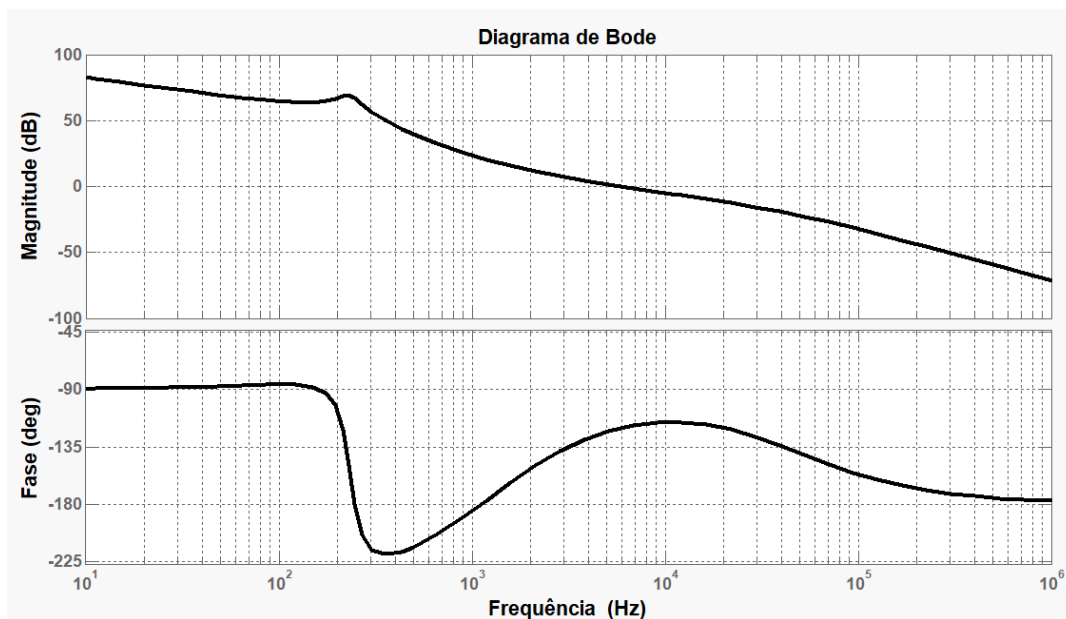
$$C_v(s) = \frac{1 + s \cdot 2,059 \cdot 10^{-4}}{1,9545 \cdot 10^{-11} \cdot s^2 + 5,7189 \cdot 10^{-6} \cdot s} \quad (3.65)$$

A função de transferência em laço aberto com compensador da malha de tensão $FTL_{Accv}(s)$, conforme as equações (2.65), (3.47) e (3.65), pode então ser calculada, mostrada na equação (3.66).

$$FTL_{Accv}(s) = \frac{9,605 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 0,001493 \cdot s + 4,984}{9,065 \cdot 10^{-18} \cdot s^4 + 2,656 \cdot 10^{-12} \cdot s^3 + 8,977 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 5,72 \cdot 10^{-6} \cdot s} \quad (3.66)$$

Na Figura 3.7, é mostrado o diagrama de *Bode* da função de transferência $FTL_{Accv}(s)$ de laço aberto com compensador da malha de tensão.

Figura 3.7 – Diagrama de Bode para $FTL_{Accv}(s)$.



Fonte: Próprio Autor.

De acordo com a Figura 3.7, é possível observar que a $FTL_{Accv}(s)$ apresenta um ganho próximo de 0 dB para a frequência de cruzamento escolhida de 6kHz. Mais precisamente, para um ganho de 0,998 dB, a fase do sistema é de $-120,0001^\circ$, o que representa uma margem de fase positiva de valor igual a 60° , garantindo a estabilidade do sistema conforme discutido em 2.3.2.

Além disso, é possível perceber um baixo ganho da malha de controle na frequência de chaveamento de 25 kHz e um ganho elevado para baixas frequências de forma a minimizar o erro estacionário (HART,2012).

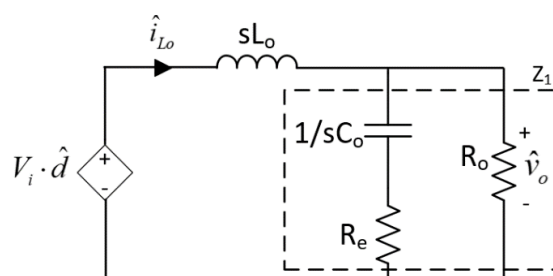
3.3.2 Malha de corrente

Para o dimensionamento da malha de corrente, é necessário inicialmente determinar as funções de transferências da planta $G_i(s)$, do elemento de medição $H_i(s)$ e do compensador que será utilizado na malha, conforme mostra as equações (2.66) e (2.67). Será utilizado a mesma moduladora F_m da malha de tensão, conforme 3.3.1.3.

3.3.2.1 Função de transferência da planta $G_i(s)$

Para a malha de corrente, é necessário obter a função de transferência \hat{i}_{L_o} / \hat{d} , sem variação de tensão de entrada (para $\hat{V}_i = 0$), pela qual se tem o controle da variação da corrente no indutor \hat{i}_{L_o} variando apenas a razão cíclica \hat{d} . Nessas condições, utilizando o modelo da chave para pequeno sinal ilustrado na Figura 3.1 no conversor CC-CC *Buck*, e em processo semelhante em 3.3.1.1, obtêm-se o mesmo circuito equivalente, mas agora evidencia-se a corrente no indutor \hat{i}_{L_o} para o cálculo da FT necessária. O circuito equivalente é ilustrado na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Circuito equivalente para determinação da FT para malha de corrente.



Fonte: Adaptado de Hart (2012).

O valor Z_1 é resultado da associação dos resistores R_o , R_e e reatância capacitiva, também ilustrado na Figura 3.8 e mostrado na equação (3.36). Através de uma análise de circuito no domínio s , tem-se:

$$\hat{i}_{L_o} = \frac{V_i \cdot \hat{d}}{(Z_1 + s \cdot L_o)} \quad (3.67)$$

Substituindo a equação (3.36) em (3.67):

$$\hat{i}_{L_o} = \frac{V_i \cdot \hat{d}}{\left(\frac{R_o + R_o R_e C_o s}{1 + R_e C_o s + R_o C_o s} + s \cdot L_o\right)} \quad (3.68)$$

Rearranjando a equação:

$$\frac{\hat{i}_{L_o}}{\hat{d}} = \frac{V_i \cdot (1 + (R_e + R_o) C_o \cdot s)}{L_o C_o \cdot (R_e + R_o) \cdot s^2 + (L_o + R_o R_e C_o) \cdot s + R_o} \quad (3.69)$$

Finalizando, tem-se a função de transferência da planta \hat{i}_{L_o} / \hat{d} para a malha de corrente:

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L_o}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_i \cdot (1 + (R_e + R_o) C_o \cdot s)}{L_o C_o \cdot (R_e + R_o) \cdot s^2 + (L_o + R_o R_e C_o) \cdot s + R_o} \quad (3.70)$$

Substituindo os valores referentes ao exemplo do projeto (para ganho máximo da planta, considera-se o valor máximo de V_i , $V_{i_{\max}}$):

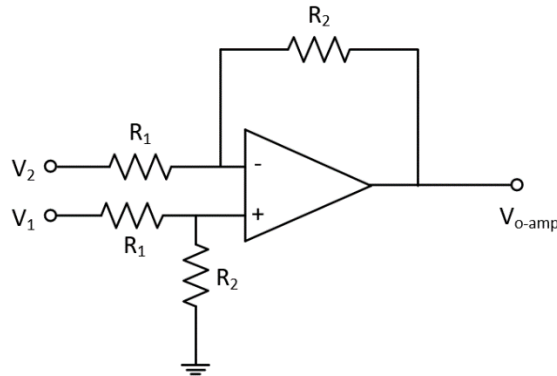
$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L_o}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1,083s + 140}{(9,09 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,0003009s + 1,96)} \quad (3.71)$$

3.3.2.2 Função de transferência do elemento de medição $H_i(s)$

Para a medição de corrente feito através de um sensor de efeito *Hall* da marca Allegro, a função de transferência é calculada a partir da equação (3.72), onde K_{hall} é o ganho do sensor e $K_{\text{amp-dif}}$ é o ganho do amplificador operacional diferencial, o qual é ilustrado na Figura 3.9 e cuja operação é definida pela equação (3.73).

$$H_i(s) = K_{hall} \cdot K_{amp-dif} \quad (3.72)$$

Figura 3.9 – Amplificador operacional diferencial.



Fonte: Adaptado de Nilsson; Riedel (2009).

$$V_{o-amp} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_1 - V_2) \quad (3.73)$$

O sensor de efeito *Hall* gera uma tensão proporcional à corrente do circuito que em seguida é conectada ao amplificador e produz uma tensão a qual será comparada com a mesma tensão de referência usada na malha de tensão de valor de amplitude igual a 2,5 V.

Na simulação, esse sensor será representado através uma resistência R_{sen} de baixo valor, a qual apresenta uma relação direta entre a tensão (saída) sobre seus terminais e sua corrente (entrada) através da lei de Ohm.

Considerando a corrente média de saída I_o [equação (3.5)] e um valor de resistência R_{sen} igual a $0,03\Omega$, a queda de tensão V_{r-sen} que será conectada ao amplificador (terminal V_1) pode ser calculada pela lei de Ohm, como mostra a equação (3.74).

$$V_{r-sen} = V_1 = R_{sen} \cdot I_o = 0,03 \cdot 14,286 = 0,4286V \quad (3.74)$$

Para V_2 igual a zero na entrada do amplificador, uma tensão de saída V_{o-amp} igual a tensão de referência de 2,5 V e considerando um valor de $10k\Omega$ para o resistor R_1 , calcula-se o R_2 através da equação (3.73):

$$2,5 = \frac{R_2}{10000} \cdot (0,4286 - 0) \quad (3.75)$$

$$R_2 = 58329,4\Omega \quad (3.76)$$

Portanto, o ganho $K_{amp-dif}$ do amplificador pode ser calculado conforme equação (3.77).

$$K_{amp-dif} = \frac{R_2}{R_1} = 5,8329 \quad (3.77)$$

O ganho do elemento de medição $H_i(s)$ é então determinado:

$$H_i(s) = 0,03 \cdot 5,8329 = 0,175 \quad (3.78)$$

3.3.2.3 FT em laço aberto da malha de corrente sem compensador

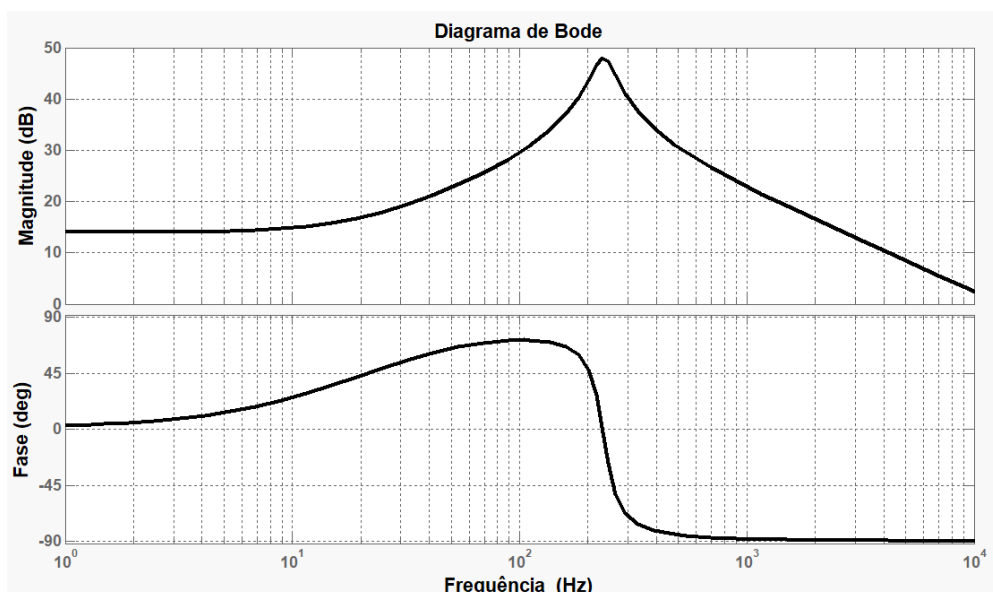
Conforme a equação (2.66), a $FTLA_{SCI}(s)$ pode ser então calculada. A função de transferência da moduladora $F_m(s)$ é dada pela equação (3.45). A função de transferência $FTLA_{SCI}(s)$ de laço aberto sem compensador da malha de corrente é expressa na equação (3.80).

$$FTLA_{SCI}(s) = 0,175 \cdot 0,4 \cdot \frac{1,083s + 140}{(9,09 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,0003009s + 1,96)} \quad (3.79)$$

$$FTLA_{SCI}(s) = \frac{0,07581s + 9,8}{9,09 \cdot 10^{-7} s^2 + 0,0003009s + 1,96} \quad (3.80)$$

Na Figura 3.10, é mostrado o diagrama de *Bode* da $FTLA_{SCI}(s)$:

Figura 3.10 – Diagrama de Bode para $FTLA_{SCI}(s)$.



Fonte: Próprio Autor.

Escolhendo uma frequência de cruzamento da malha de corrente f_{cz-i} igual a 25% do dobro da frequência de chaveamento do conversor:

$$f_{cz-i} < \frac{2 \cdot f_s}{4} = \frac{50000}{4} = 12500 \text{ Hz} \quad (3.81)$$

$$f_{cz-i} = 12,5 \text{ kHz} \quad (3.82)$$

A defasagem P provocada pelo sistema para essa frequência de cruzamento é de $-89,8527^\circ$. Em processo semelhante ao feito em 3.3.1.4, será definido então uma MF de 60° . O avanço de fase α pelo compensador é obtido através da equação (3.83).

$$\alpha = 60 - (-89,8527) - 90 = 59,85^\circ \quad (3.83)$$

Para uma margem de fase inferior a 90° , utiliza-se um compensador do tipo 2. Para essa frequência de cruzamento, a $FTL_{ASCI}(s)$ oferece um ganho de $0,5264$ dB. Para que seja unitário na frequência de cruzamento, o ganho G_{ci} do compensador deve ter ganho igual a $-0,5264$ dB, e é calculado pela equação (3.84).

$$G_{ci} = 10^{\frac{-0,5264}{20}} = 0,9412 \quad (3.84)$$

Em procedimento semelhante ao feito em 3.3.1.4, o zero adicionado pelo compensador deve ser alocado em fator k abaixo da frequência de cruzamento f_{cz-i} e o polo adicionado em um fator k acima da frequência de cruzamento. O fator é calculado através da equação (3.85).

$$k = \text{tg} \left(\frac{\alpha}{2} + 45^\circ \right) = 3,7126 \quad (3.85)$$

Adotando o valor de $10 \text{ k}\Omega$ para R_1 :

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12500 \cdot 0,9412 \cdot 3,7126 \cdot 10000} = 0,364 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (3.86)$$

$$C_1 = 0,364 \cdot 10^{-9} (3,7126^2 - 1) = 4,653 \cdot 10^{-9} F \quad (3.87)$$

$$R_2 = \frac{3,7126}{2 \cdot \pi \cdot 12500 \cdot 4,653 \cdot 10^{-9}} = 10159,1 \Omega \quad (3.88)$$

$$f_{zero-2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10159,1 \cdot 4,653 \cdot 10^{-9}} = 3366,9 Hz \quad (3.89)$$

$$f_{polo-2} = \frac{4,653 \cdot 10^{-9} + 0,364 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot \pi \cdot 10159,1 \cdot 4,653 \cdot 10^{-9} \cdot 0,364 \cdot 10^{-9}} = 46406 Hz \quad (3.90)$$

Substituindo os valores encontrados na função de transferência conforme a equação (3.53), tem-se:

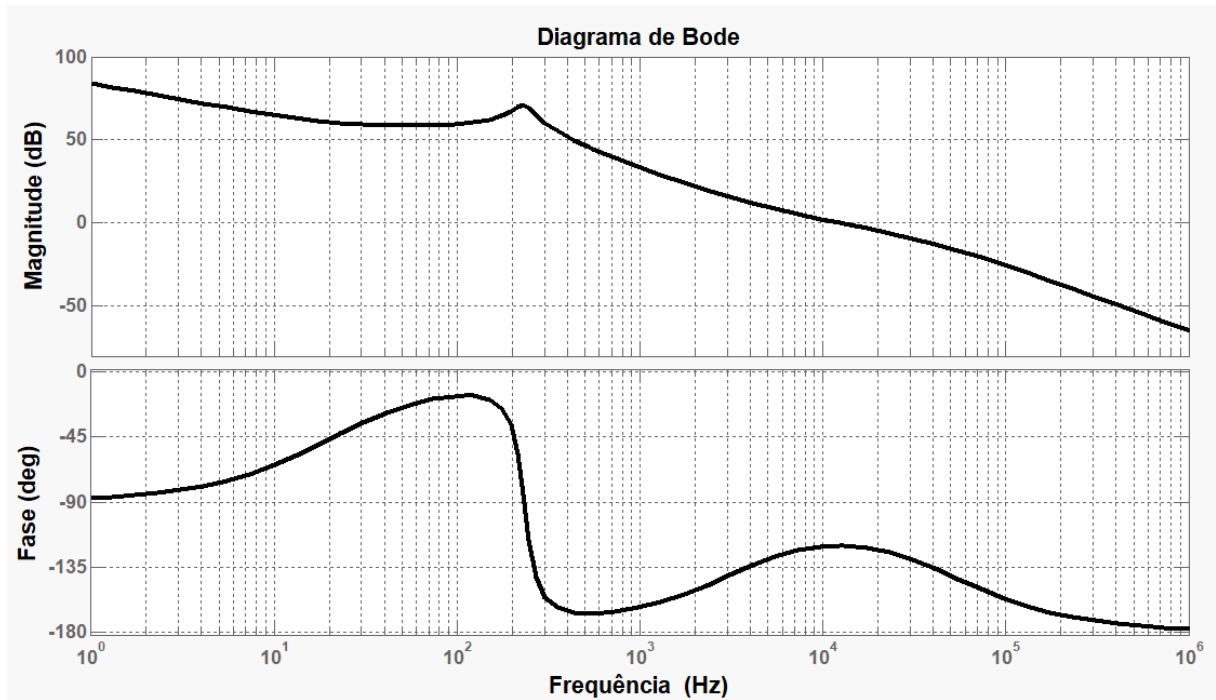
$$C_i(s) = \frac{4,727 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1}{1,722 \cdot 10^{-9} \cdot s^2 + 5,02210^{-5} \cdot s} \quad (3.91)$$

3.3.2.4 FT em laço aberto com compensador da malha de corrente

A função de transferência em laço aberto com compensador da malha de corrente $FTLA_{CCI}(s)$, conforme equação (2.69), é, portanto, calculada.

$$FTLA_{CCI}(s) = \frac{3,584 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0,07629 \cdot s + 9,8}{1,566 \cdot 10^{-16} \cdot s^4 + 4,571 \cdot 10^{-11} \cdot s^3 + 1,545 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 9,844 \cdot 10^{-5} \cdot s} \quad (3.92)$$

Na Figura 3.11, é mostrado o diagrama de *Bode* da função de transferência $FTLA_{CCI}(s)$ de laço aberto com compensador da malha de corrente:

Figura 3.11 – Diagrama de Bode para $FTL_{ACCI}(s)$.

Fonte: Próprio Autor.

De acordo com a Figura 3.11, é possível observar que a $FTL_{ACCI}(s)$ apresenta um ganho aproximadamente unitário (0 dB) para a frequência de cruzamento escolhida de 12,5kHz. Mais precisamente, para um ganho de 1,000 dB, a fase do sistema é de $-120,0027^\circ$, o que indica uma margem de fase positiva de valor igual a 60° , garantindo a estabilidade do sistema conforme discutido em 2.3.2.

É possível perceber um baixo ganho da malha na frequência de chaveamento de 25 kHz e um ganho elevado para baixas frequências de forma a minimizar o erro estacionário (HART, 2012).

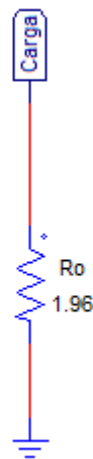
4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesse capítulo, serão apresentados os resultados de simulação no *software* PSIM com as principais formas de onda resultantes. Os esquemáticos dos circuitos (para tensão de entrada do conversor igual a 70 V e 140 V) se encontram no Apêndice A, assim como o circuito das ambas as malhas de controle.

4.1 Modelos da bateria

Conforme descrito no item 3.2.6, a carga resistiva das baterias R_{bat-1} é representada por um resistor de valor $1,96 \Omega$. A carga linear usada na simulação é mostrada na Figura 4.1.

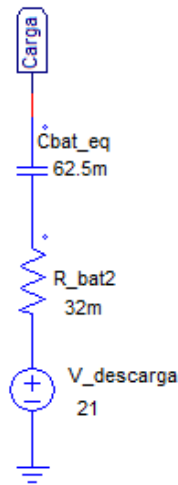
Figura 4.1 – Modelo resistivo das baterias.



Fonte: Próprio Autor.

Conforme o item 3.2.6, o modelo simplificado das baterias é feito utilizando uma fonte de tensão CC que representa as tensões de descarga da bateria (10,5 V cada, somando 21 V no total), uma resistência total de $32 \text{ m}\Omega$, igual ao equivalente das resistências em série de valor $16 \text{ m}\Omega$ de cada bateria, conforme equação (3.29), e um capacitor equivalente para representar o carregamento das baterias representado pela equação (3.33). O circuito da carga simplificada utilizada na simulação é mostrado na Figura 4.2.

Figura 4.2 – Modelo simplificado das baterias.



Fonte: Próprio Autor.

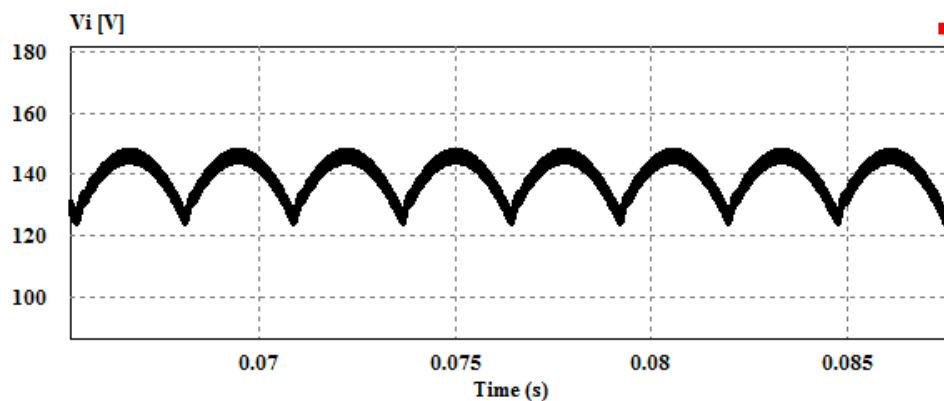
4.2 Principais formas de onda em regime permanente

Para a obtenção das principais formas de onda em regime permanente, é utilizada a carga resistiva para o modelo da bateria, conforme 4.1. Conforme as especificações de projeto, serão mostradas as principais formas de onda para os dois extremos de tensão de entrada, segundo a Tabela 3, sendo simulados então os circuitos para a tensão V_i igual a 70 V e igual a 140 V, com a tensão eficaz de linha do gerador trifásico de acordo com 3.2.3.

4.2.1 Principais formas de onda em regime permanente para V_i igual a 140 V.

A Figura 4.3 mostra a tensão V_i de entrada do conversor, que é a tensão gerada após a retificação. A tensão V_i apresenta valor médio igual a 139,45 V.

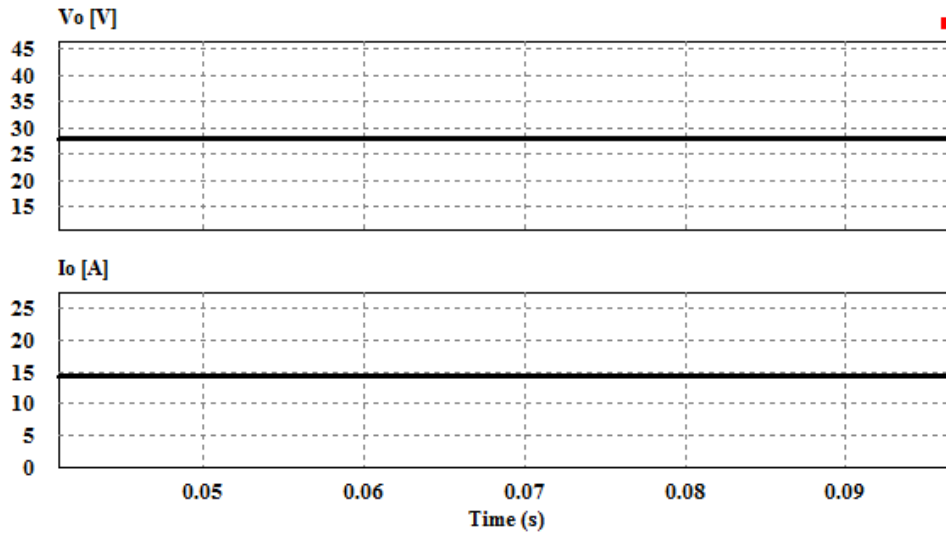
Figura 4.3 – Tensão de entrada V_i do conversor CC-CC *Buck* CTE ($V_i=140V$).



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.4 mostra a tensão de saída V_o e a corrente de saída I_o para a carga resistiva. A tensão V_o apresenta valor médio igual a 27,946 V, enquanto a corrente de saída possui o valor médio de 14,283 A.

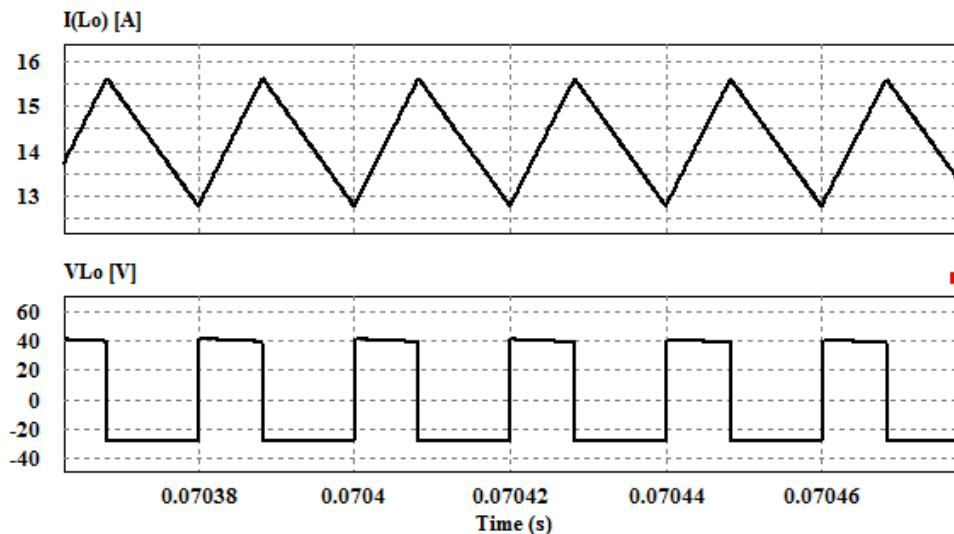
Figura 4.4 – Tensão de saída V_o e corrente de saída I_o para V_i igual a 140 V.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.5 mostra a variação na corrente do indutor L_o , assim como a tensão sobre os seus terminais. A corrente máxima no indutor tem valor de 15,617 A e valor mínimo de 12,778 A, com uma variação total de 2,839 A. Em relação à tensão no indutor, possui valor mínimo de -28,369 V e máximo igual a 41,057 V. As formas de onda obtidas são condizentes com as formas de onda teóricas mostradas em 2.2.3.

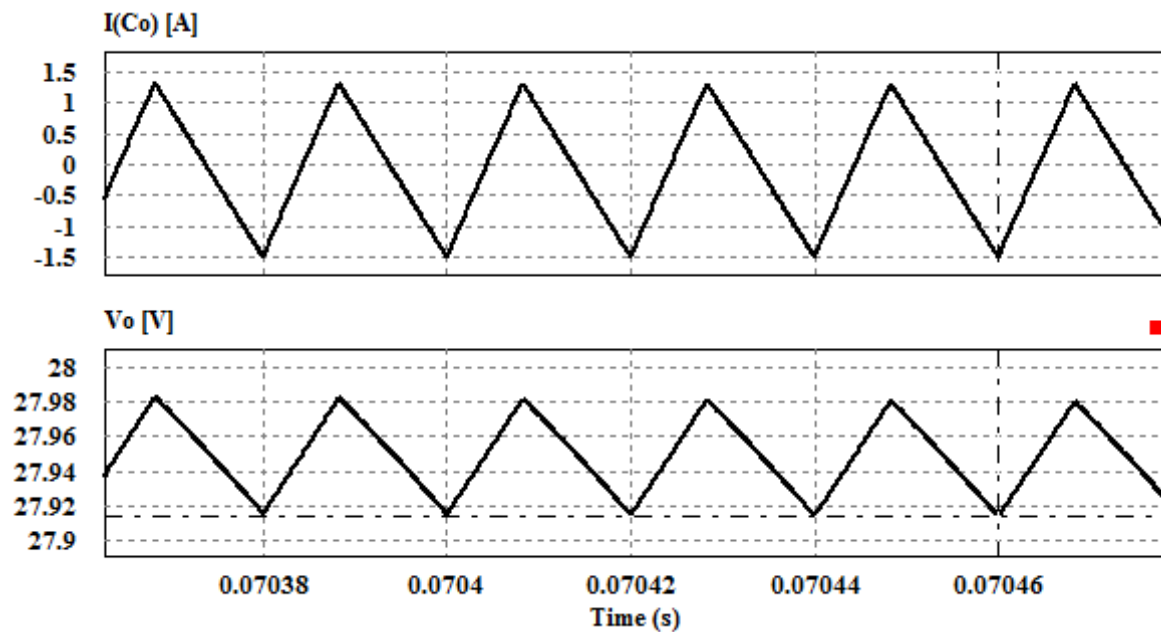
Figura 4.5 – Corrente I_{L_o} e tensão V_{L_o} no indutor L_o para V_i igual a 140 V.



Fonte: Próprio Autor.

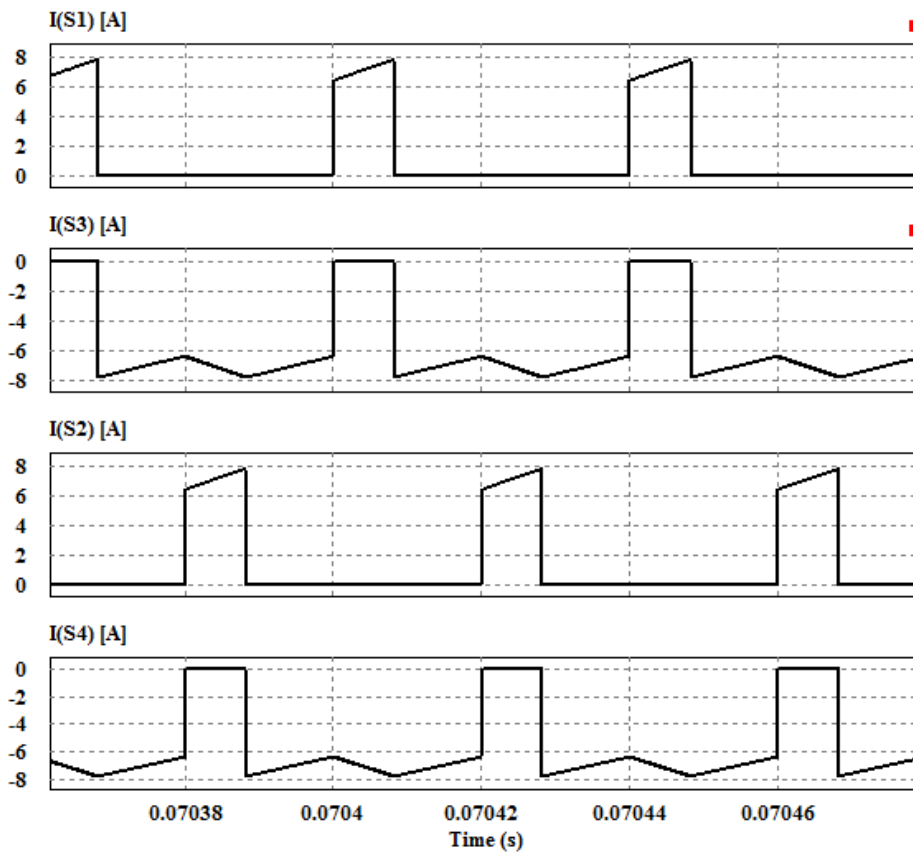
A Figura 4.6 mostra a corrente i_{C_o} no capacitor C_o de saída e a ondulação da tensão de saída V_o . Foi obtido uma variação de corrente de 2,8031 A e uma variação de 0,007 V para a tensão de saída V_o . A variação ΔV_o na tensão de saída é inferior ao da especificada pelo projeto devido o valor da capacitância utilizada na simulação ser superior ao da capacitância mínima para garantir a ondulação de tensão de saída especificada, conforme 3.2.5.

Figura 4.6 – Corrente i_{C_o} no capacitor C_o de saída e ondulação da tensão de saída V_o para V_i igual a 140 V.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.7, são mostradas as formas de onda para as correntes nas chaves S_1 , S_3 , S_2 e S_4 , respectivamente. Pelos valores de correntes atingidos pelas chaves, é possível observar que cada uma das chaves conduz uma corrente igual a metade da corrente no indutor L_o . As formas de onda estão de acordo com as formas de onda teóricas em 2.1.2.

Figura 4.7 – Correntes nas chaves S₁, S₃, S₂ e S₄ (V_i = 140 V).

Fonte: Próprio Autor.

A Tabela 4 mostra a comparação entre os resultados simulados e os resultados teóricos obtidos na simulação, para tensão de entrada V_i igual a 140 V.

Tabela 4 – Comparação dos resultados simulados e teóricos para V_i igual a 140V.

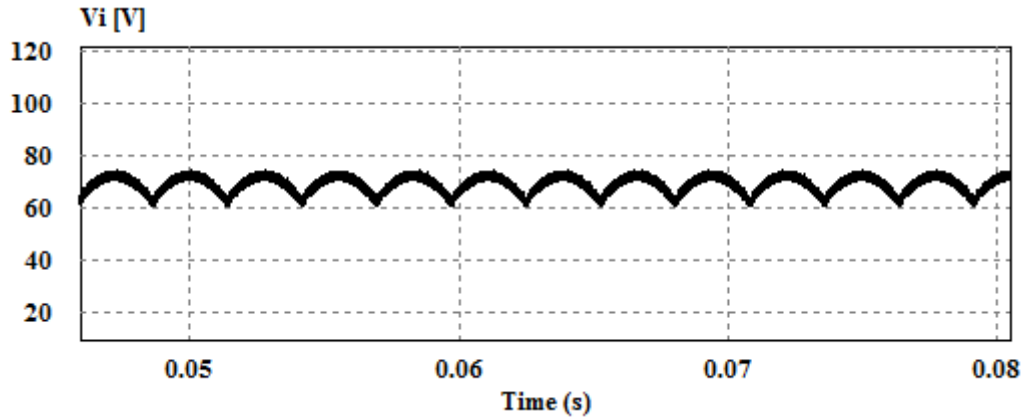
Grandeza	Resultado Teórico	Resultado Simulado
Tensão de entrada V _i	140 V	139,45 V
Tensão de saída V _o	28 V	27,946 V
Corrente de saída I _o	14,286 A	14,283 A
Corrente máxima no indutor L _o	15,716 A	15,617 A
Corrente mínima no indutor L _o	12,859 A	12,778 A
Variação de corrente ΔI_{L_o}	2,86 A	2,839 A
Tensão máxima no indutor L _o	42 V	41,057 V
Tensão mínima no indutor L _o	- 28 V	- 28,369 V
ΔV_o da tensão de saída	0,14 V	0,007 V

Fonte: Próprio Autor.

4.2.2 Principais formas de onda em regime permanente para V_i igual a 70 V.

A Figura 4.8 mostra a tensão V_i de entrada do conversor, que é a tensão gerada após a retificação. A tensão V_i apresenta valor médio igual a 69,57 V.

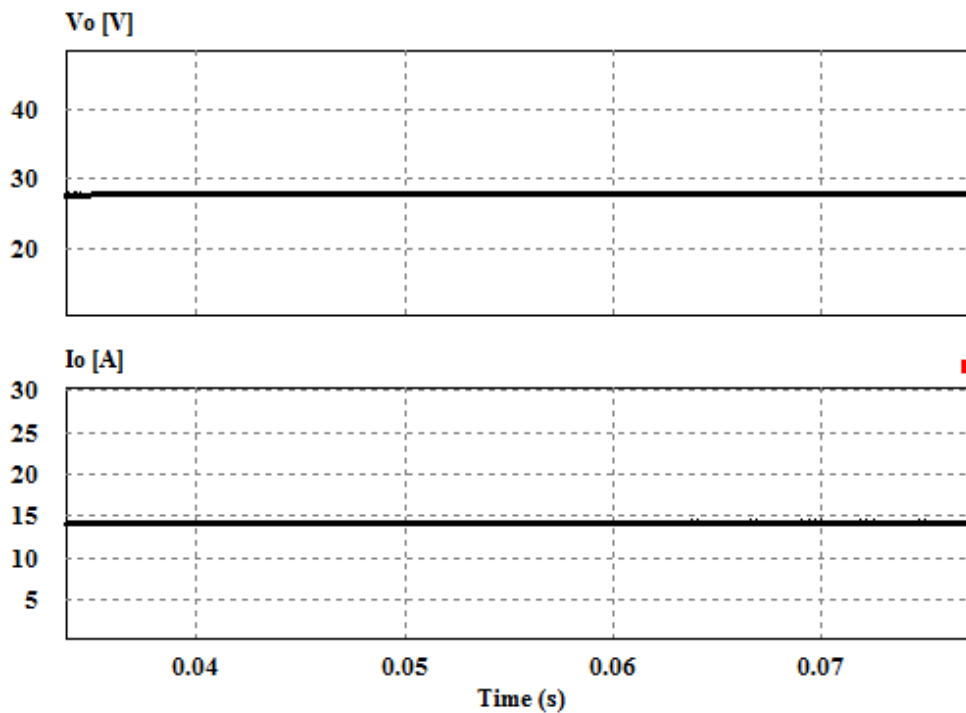
Figura 4.8 – Tensão de entrada V_i do conversor CC-CC *Buck* CTE ($V_i=70$ V).



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.9 mostra a tensão de saída V_o e a corrente de saída I_o para a carga resistiva. A tensão V_o apresenta valor médio igual a 27,907 V, enquanto a corrente de saída possui o valor médio de 14,264 A.

Figura 4.9 – Tensão de saída V_o e corrente de saída I_o para V_i igual a 70V.

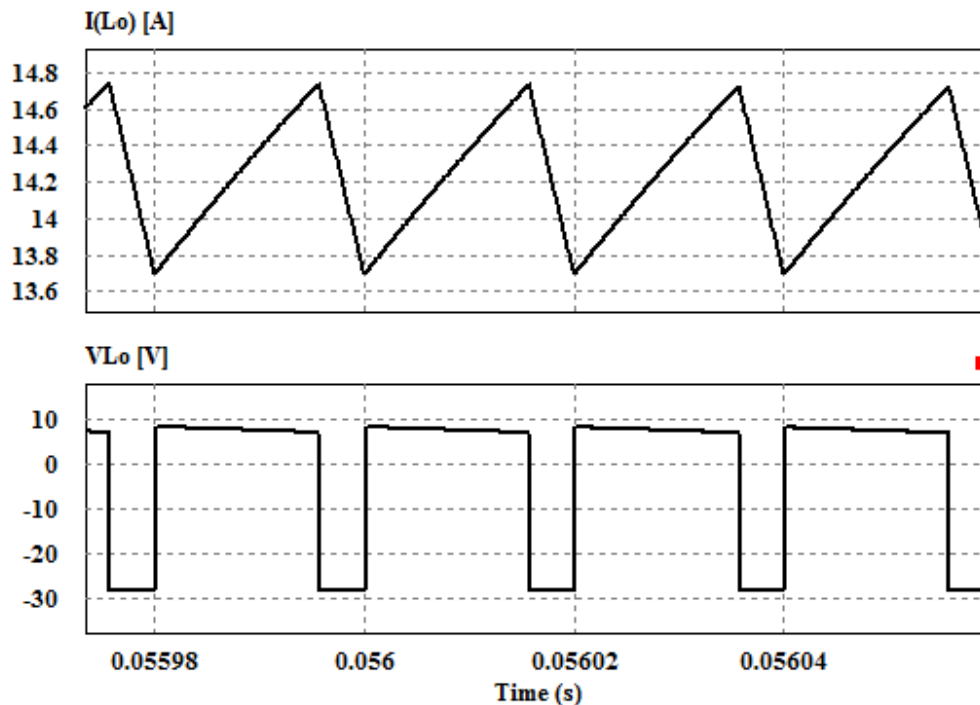


Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.10 mostra a variação na corrente do indutor L_o , assim como a tensão sobre os seus terminais. A corrente máxima no indutor tem valor de 14,74 A e valor mínimo de 13,693 A, com uma variação de 1,047 A, menor que a especificada pela equação (3.6), pois a indutância L_o calculada na equação (3.10) foi especificada para V_i igual a 140 V, e portanto, essa indutância garante uma menor variação de corrente para V_i igual a 70 V.

Em relação à tensão no indutor, possui valor mínimo de -28,403 V e máximo igual a 8,447 V. As formas de onda obtidas são condizentes com as formas de onda teóricas mostradas em 2.2.3.

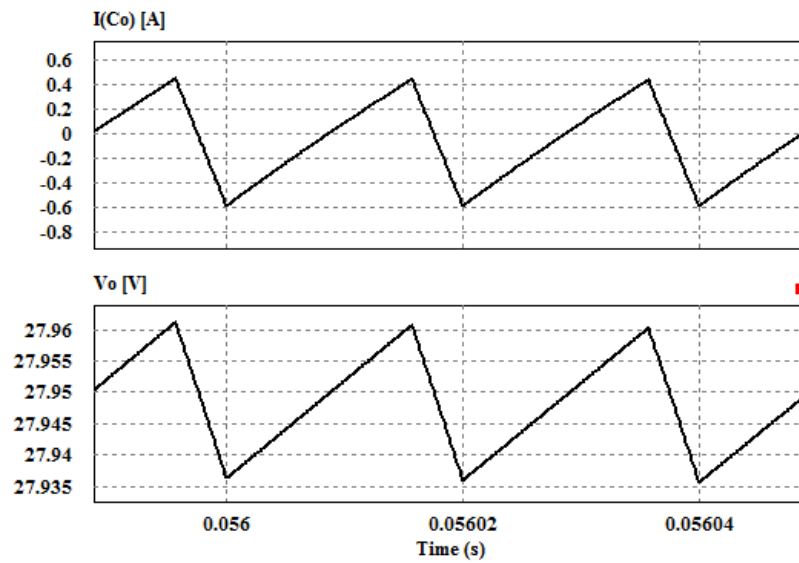
Figura 4.10 – Corrente I_{L_o} e tensão V_{L_o} no indutor L_o para V_i igual a 70V.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.11 mostra a corrente i_{C_o} no capacitor C_o de saída e a ondulação da tensão de saída V_o . Foi obtido uma variação de corrente de 1,025 A e uma variação de 0,025 V para a tensão de saída V_o .

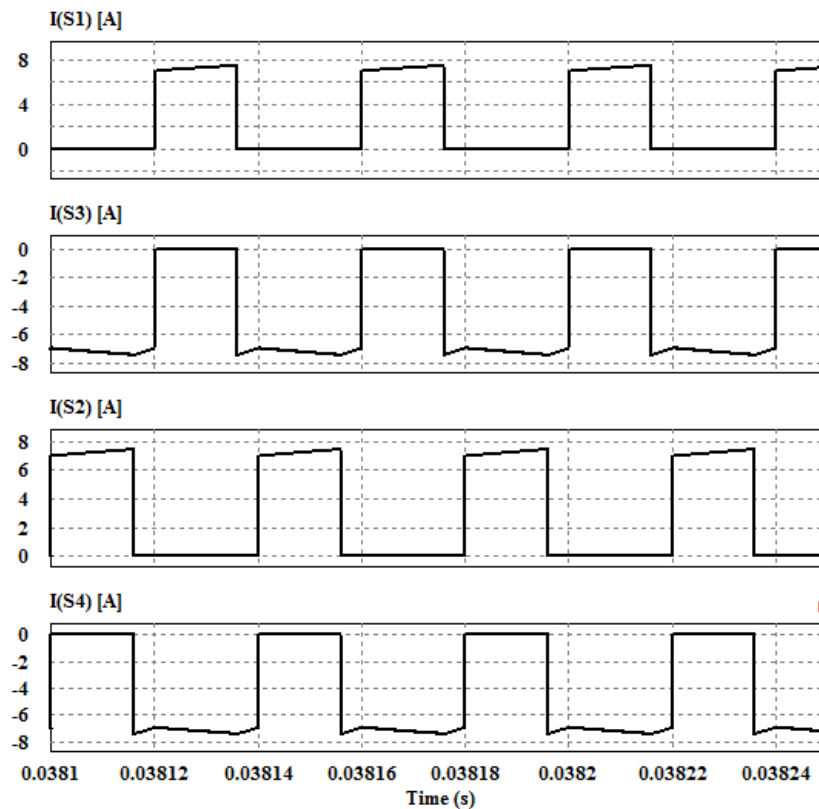
Figura 4.11 – Corrente i_{Co} no capacitor C_o de saída e ondulação da tensão de saída V_o para V_i igual a 70 V.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.12, são mostradas as formas de onda para as correntes nas chaves S_1 , S_3 , S_2 e S_4 , respectivamente. As formas de onda estão de acordo com as formas de onda teóricas mostradas em 2.1.2.

Figura 4.12 – Correntes nas chaves S_1 , S_3 , S_2 e S_4 ($V_i=70V$).



Fonte: Próprio Autor.

A Tabela 5 mostra a comparação entre os resultados simulados e os resultados teóricos obtidos na simulação, para tensão de entrada V_i igual a 70 V.

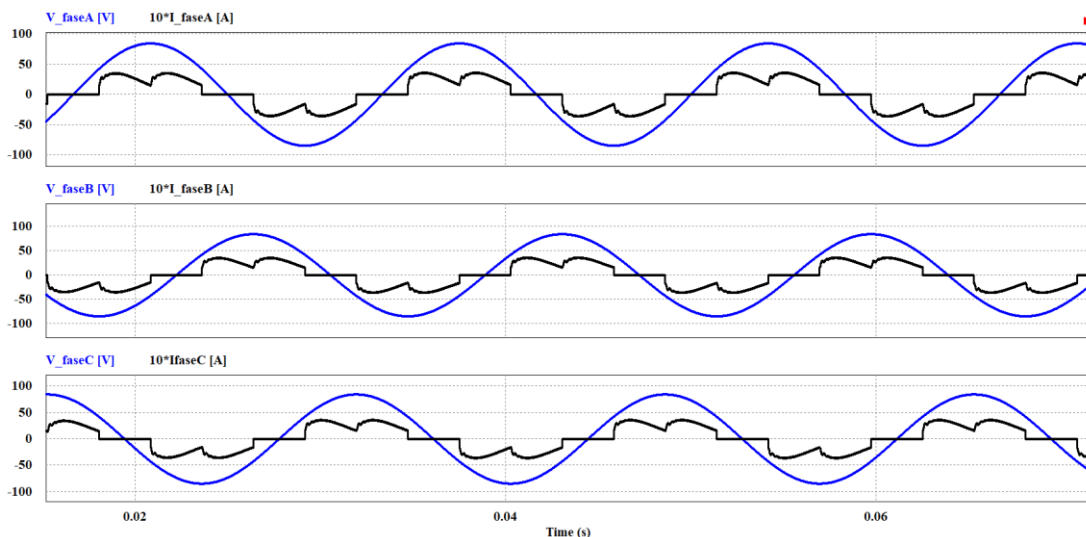
Tabela 5 – Comparação dos resultados simulados e teóricos para V_i igual a 70V.

Grandeza	Resultado Teórico	Resultado Simulado
Tensão de entrada V_i	70 V	69,57 V
Tensão de saída V_o	28 V	27,907 V
Corrente de saída I_o	14,286 A	14,264 A
Tensão máxima no indutor L_o	7 V	8,447 V
Tensão mínima no indutor L_o	- 28 V	- 28,403 V
ΔV_o da tensão de saída	0,14 V	0,025 V

Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.13, são mostradas as tensões (em azul) em cada uma das fases do gerador (representadas por fase A, B e C) e suas respectivas correntes (para melhor visualização, as correntes na fase foram multiplicadas por um fator de 10). Foi obtido um valor de fator de potência igual a 0,939 e distorção harmônica total médio das correntes de fase igual a 0,359, correspondendo a fator de distorção igual a 0,941.

Figura 4.13 – Tensão e correntes de fase do gerador.



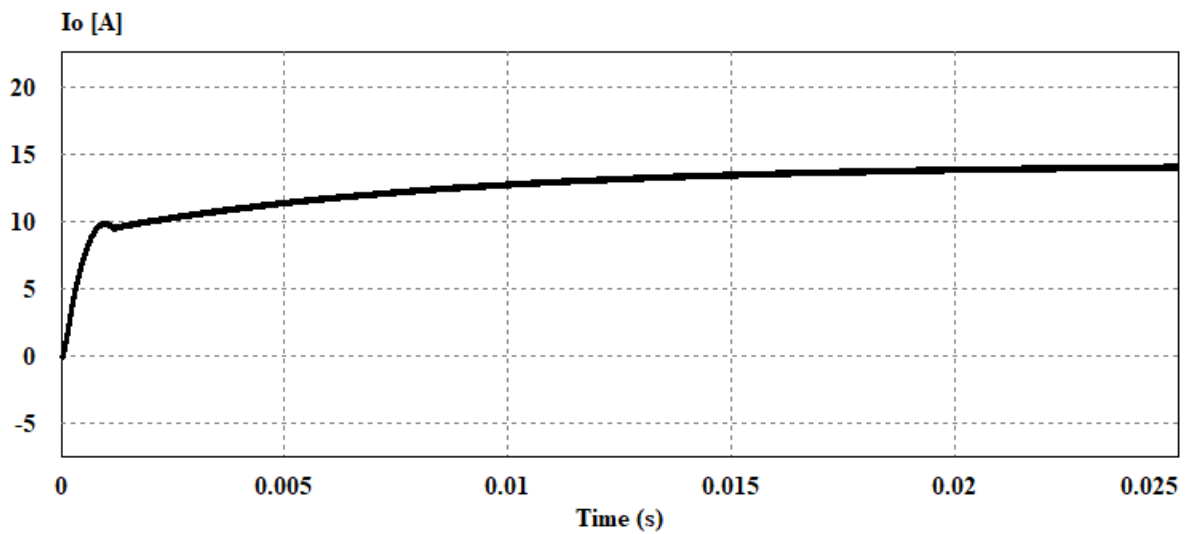
Fonte: Próprio Autor.

4.3 Principais formas de onda em regime dinâmico

4.3.1 Corrente de partida

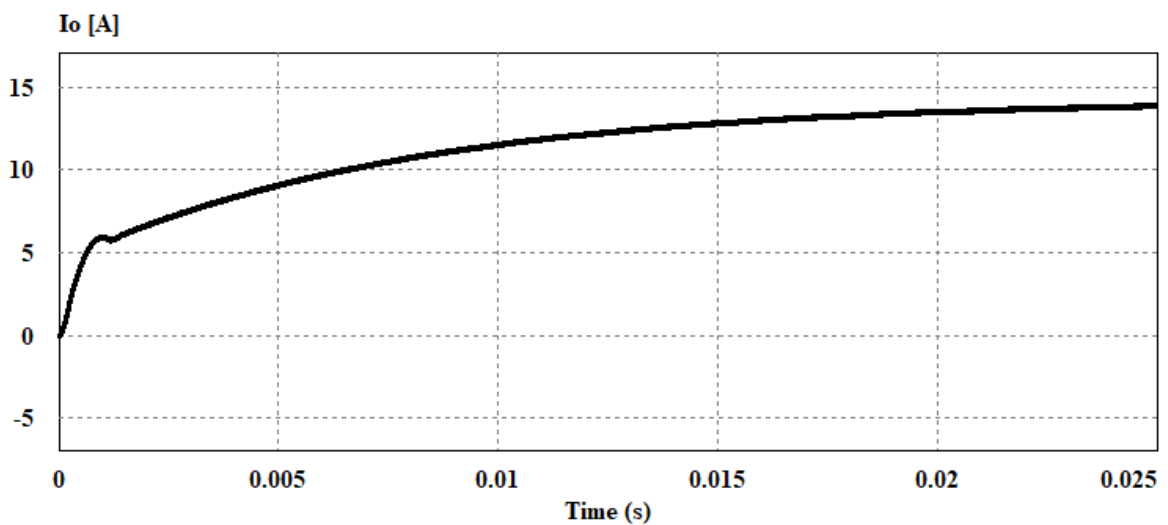
As Figuras 4.14 e 4.15 apresentam as formas de onda das correntes de partida para a carga resistiva e para uma tensão de entrada V_i igual a 140 V e 70 V, respectivamente.

Figura 4.14 – Corrente de saída (partida) I_o para V_i igual a 140 V.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.15 – Corrente de saída (partida) I_o para V_i igual a 70 V.



Fonte: Próprio Autor.

4.3.2 Degrau de carga

O teste de degraú de carga consiste em avaliar o comportamento do circuito com a adição de carga. Para o circuito, será considerado inicialmente uma resistência de carga R_{car_1} que torne a corrente na saída igual a 20 % da corrente nominal de saída do circuito. O resistor pode então ser calculado pela lei de Ohm conforme equação (4.1).

$$R_{car_1} = \frac{V_o}{0,2 \cdot I_o} = \frac{28}{0,2 \cdot 14,286} = 9,8\Omega \quad (4.1)$$

É então considerado uma resistência R_{car_2} em paralelo a R_{car_1} de tal forma que a associação dos dois resistores resulte no valor de corrente nominal de saída, ou seja, a associação seja igual ao valor da carga resistiva R_{bat_1} da bateria, conforme equação (3.28). Da associação em paralelo de ambos os resistores, tem-se:

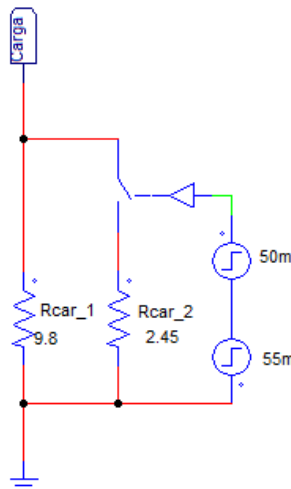
$$\frac{R_{car_1} \cdot R_{car_2}}{R_{car_1} + R_{car_2}} = 1,96 \quad (4.2)$$

Substituindo (4.1) em (4.2), tem-se o valor de R_{bat_2} :

$$R_{car_2} = 2,45\Omega \quad (4.3)$$

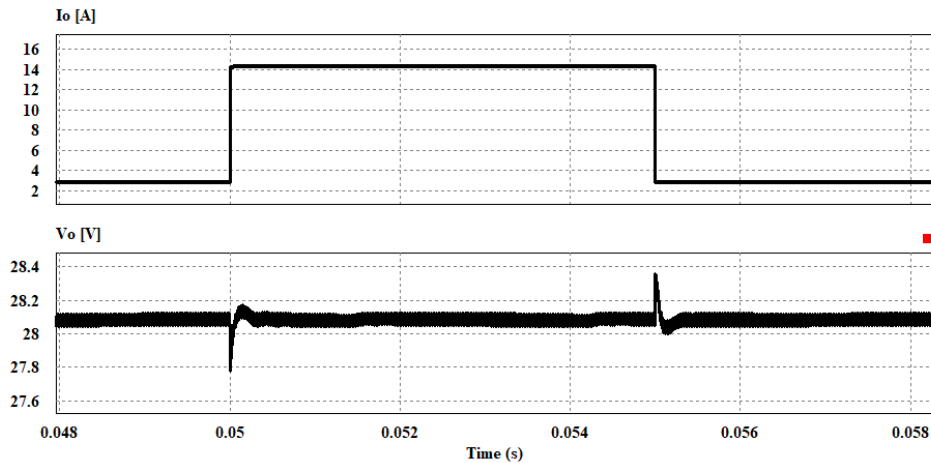
Associa-se então o resistor R_{car_2} ao resistor R_{car_1} através de um degraú após o circuito se encontrar em regime permanente com apenas resistência R_{car_1} conectada. Em seguida, a resistência R_{car_2} é removida. O circuito da carga para o teste de degraú na simulação é mostrado na Figura 4.16 e o resultado de simulação na Figura 4.17.

Figura 4.16 – Circuito da carga para o teste de degraú de carga.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.17 – Corrente I_o e tensão V_o de saída no teste de degrau de carga ($V_i = 140V$).

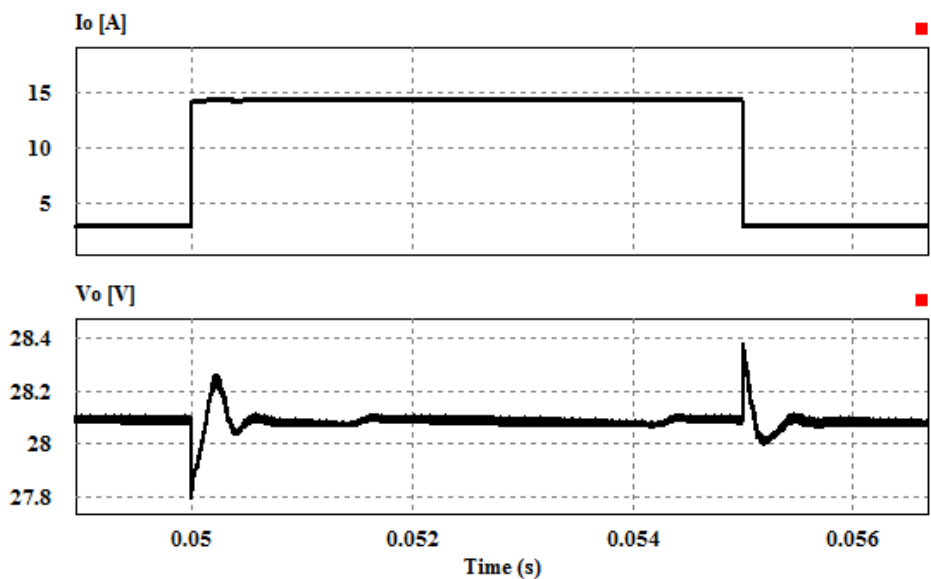


Fonte: Próprio Autor.

O valor inicial da corrente I_o foi de 2,89 A, se tornando 14,35 A após a associação de R_{car_2} , a partir do tempo de 0,05 segundos. É possível perceber o efeito da associação na tensão de saída V_o , com uma redução momentânea (afundamento) da tensão, que retorna ao valor nominal com a atuação do controle. A tensão é restabelecida após cerca de 0,33 milissegundos, atingindo valor mínimo de 27,78 V.

Após a remoção do resistor R_{car_2} , ocorre o oposto, com um aumento da tensão de saída V_o com a redução da carga, retornando da mesma forma em seguida para seu valor nominal. A tensão é restabelecida após cerca de 0,31 milissegundos e atinge valor máximo de 28,36 V. O resultado de simulação para a tensão de entrada V_i igual a 70 V é mostrado na figura 4.18, possuindo a mesma característica da forma de onda mostrada na figura 4.17.

Figura 4.18 – Corrente I_o e tensão V_o de saída no teste de degrau de carga ($V_i = 70V$).

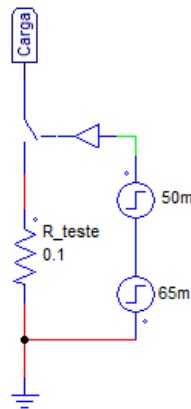


Fonte: Próprio Autor.

4.3.3 Ensaio de curto-circuito

Na Figura 4.19, é mostrado o circuito utilizado na simulação para representar o teste de curto-circuito.

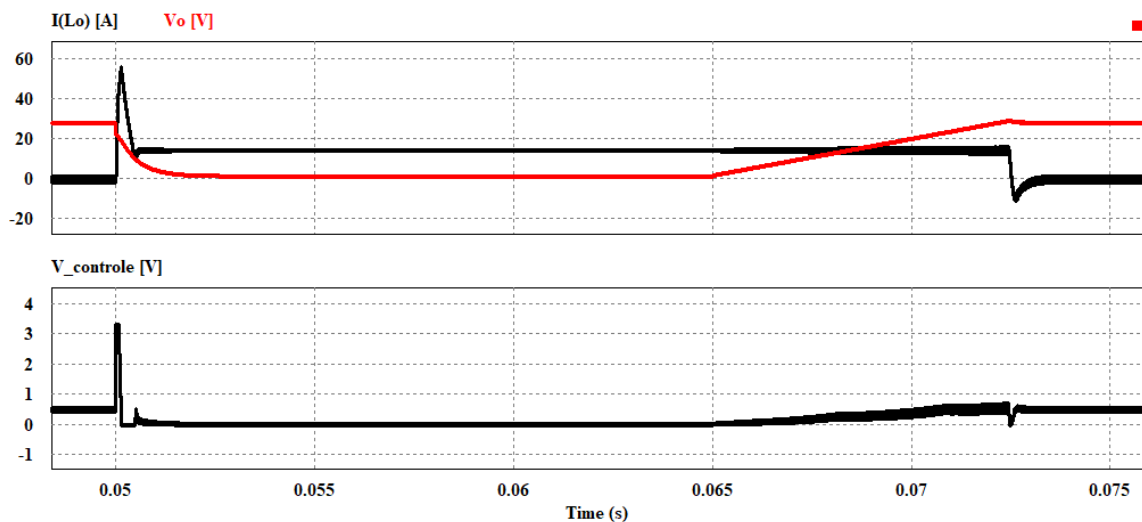
Figura 4.19 – Circuito da carga para o teste de curto-circuito.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.20 são mostradas as curvas da corrente I_{L_o} no indutor do conversor, tensão de saída V_o e a tensão de controle $V_{controle}$ gerado pelas malhas e que é então comparado com a forma de onda dente de serra da moduladora. As formas de onda são semelhantes para os dois extremos da tensão de entrada V_i . Foi possível observar que durante o curto-circuito, a corrente, que inicialmente atinge um pico de 55,8 A, é em seguida é mantida no seu valor nominal (14,28 A). O restabelecimento da tensão de saída ocorre em cerca de 7,5 milissegundos após o fim do curto-circuito de duração de 15 milissegundos.

Figura 4.20 – Corrente no indutor I_{L_o} (preto), tensão de saída V_o (vermelho) e o sinal de controle no teste de curto-circuito.



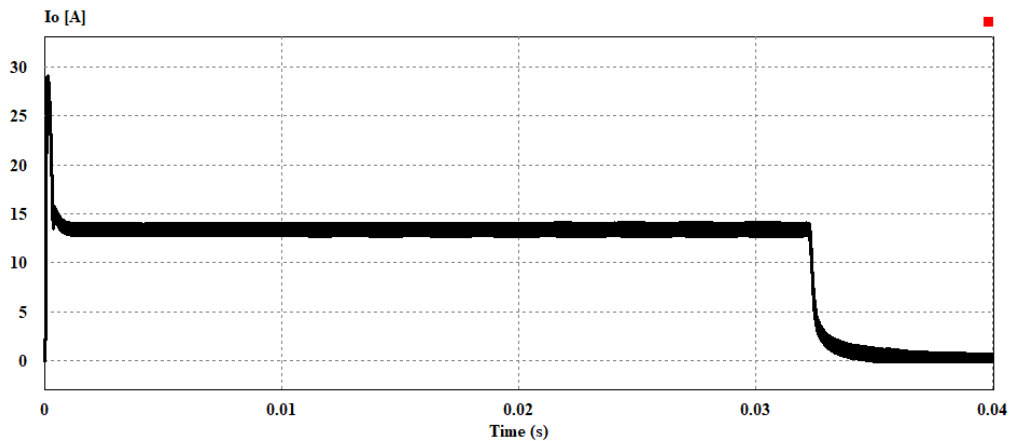
Fonte: Próprio Autor.

4.4 Curva de recarga das baterias

Utilizando o modelo simplificado das baterias ilustrado na Figura 4.2, tem-se as curvas de recarga das baterias, mostradas nas Figuras 4.21 e 4.22. É possível observar que o método de recarga é o de corrente constante e tensão constante devido ao modelo adotado, no qual inicialmente a corrente é mantida constante em valor nominal, e a tensão nos terminais da bateria aumenta gradualmente até atingir a tensão de flutuação. Após isso, a tensão é mantida constante (28 V) e a corrente para recarga das baterias torna-se pulsante para mantê-las no mesmo nível de tensão, conforme mostra a Figura 4.23.

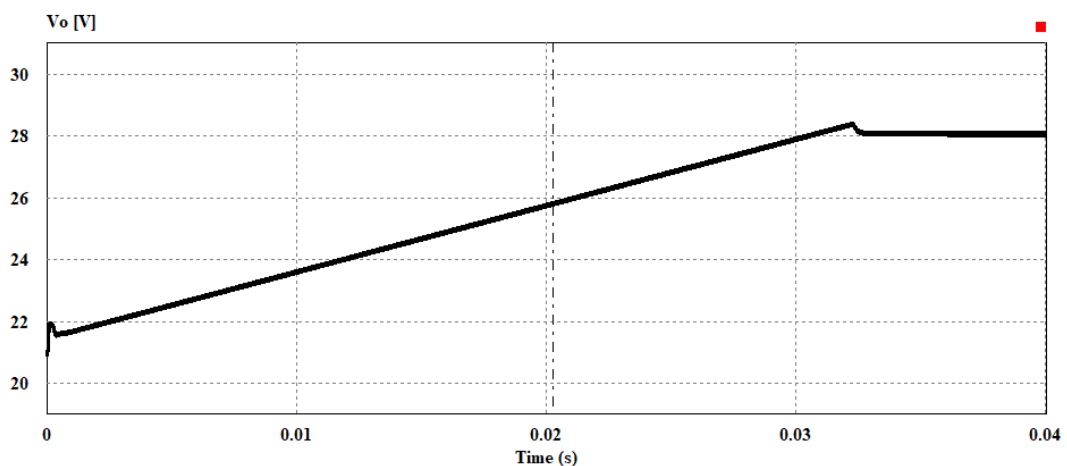
Vale ressaltar a importância de um diodo conectado à saída do conversor para evitar picos de corrente no sentido carga (bateria) para o conversor. A tensão inicial do capacitor de saída na simulação foi de 21 V.

Figura 4.21 – Corrente de saída I_o durante a recarga das baterias.

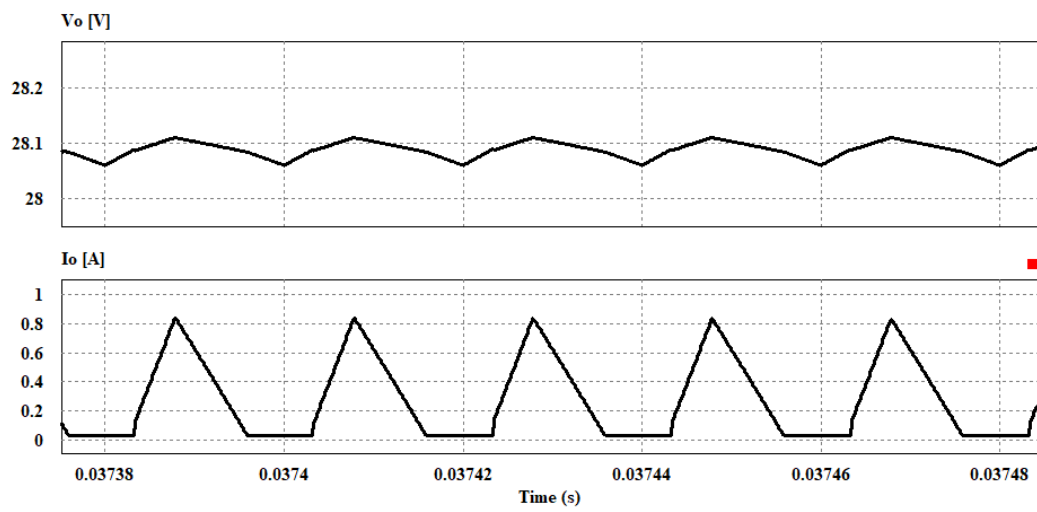


Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.22 – Tensão de saída V_o durante a recarga das baterias.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.23 – Corrente de saída I_o e tensão de saída V_o após a recarga das baterias.

Fonte: Próprio Autor.

5 CONCLUSÃO

Esse trabalho teve como objetivo analisar a aplicação de um conversor CC-CC *Buck* com célula de comutação de três estados associado a um sistema formado por uma bicicleta ergométrica e um gerador de imã permanente, a fim de carregar baterias VRLA estacionárias através do esforço humano com exercícios na bicicleta.

Na parte introdutória do trabalho, foi possível perceber a importância do controle e monitoramento das tensões e das correntes submetidas às baterias durante o processo de recarga, tendo em vista os diversos métodos, assim como as faixas restritas de valores para tais variáveis durante a recarga, que são especificadas por cada fabricante. Além disso, foi notável a grande quantidade de fatores que podem influenciar o desempenho e vida útil das baterias, com destaque para temperatura e a profundidade de descarga.

Com a simulação do circuito proposto, foi possível obter formas de onda em regime permanente satisfatórias, de acordo com as provenientes da análise do conversor. Os valores dos parâmetros principais de tensão e corrente resultantes da simulação foram condizentes com os valores teóricos. Com relação à curva de recarga da bateria, foi obtido o método de recarga mais popular entre as baterias VRLA, de corrente constante e tensão constante.

Tendo em vista a importância do controle da tensão e da corrente durante a recarga, foi verificada a atuação das malhas de controles após a adição ou remoção de carga conectada ao conversor, com o restabelecimento dos valores nominais para tensão e corrente em ambos os casos. Para o teste de curto-circuito, foi constatado a atuação das malhas de controle, com a limitação do valor da corrente durante a presença do curto-circuito, e o restabelecimento da tensão após seu fim.

Trabalhos futuros

Como possibilidade de melhorias desse trabalho, sugere-se a implementação de um sistema de controle que permita a obtenção de novos métodos de recarga e uma possível comparação entre eles. A utilização de um outro conversor também pode ser sugerida, como o conversor *Boost*, apesar deste possuir uma complexidade maior no controle.

REFERÊNCIAS

ADVANCED BATTERY CARE. **A.B.C Training Manual Issue - Chapter 3 – Battery Theory**. Advance Power Care, 2002.

BALESTERO, J. P. R. **Conversor Buck utilizando célula de comutação de três estados**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista, 2006.

BARBI, Ivo, MARTINS, D. C. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC básicos não isolados**. 2ª ed.rev. Edição dos Autores, 2006.

BASCOPE, G. V. T. **Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.

BATTERY UNIVERSITY. **What's the Best Battery ?** Disponível em: <https://batteryuniversity.com/index.php/learn/archive/whats_the_best_battery>. Acesso em: 07 out 2019.

CARVALHO, J. A. da Rocha. **Modelagem de pequenos sinais dos conversores CC-CC Cûk, SEPIC e ZETA não isolados baseados na célula de comutação de três estados operando em modo de condução contínua**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de São João del-Rei e Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, 2017.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5ª ed. Porto Alegre: Editora AMGH, 2013.

CHOI, B. C.; CHO, Bo H. **Intermediate Line Filter Design to Meet Both Impedance Compatibility and EMI Specifications**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, No 5, 1995.

COELHO, K. D. **Estudo de uma fonte ininterrupta de corrente contínua de baixa potência gerenciada por um microcontrolador**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.

CONDOMÍNIOS VERDES. **Academia sustentável nos EUA produz energia elétrica durante as aulas**. Disponível em: <<https://www.condominiosverdes.com.br/academia-sustentavel-nos-eua-produz-energia-eletrica-durante-aulas/>>. Acesso em: 03 out. 2019.

CORREIO BRAZILIENSE. **Eco-academia na Inglaterra transforma as calorias perdidas em quilowatts**. Disponível em: <https://correiobraziliense.lugarcerto.com.br/app/noticia/ultimas/2014/10/03/interna_noticias,48531/eco-academia-na-inglaterra-transforma-as-calorias-perdidas-em-kilowatt.shtml>. Acesso em: 03 out 2019.

DIAS, L. R.; LIMA, G. B.; RODRIGUES, D. B. **Sistema de Geração de energia elétrica a partir de uma bicicleta ergométrica**. Uberlândia: Universidade Federal de Uberlândia, 2016.

DIAS, R. **Conjuntura energética global – Insights em demanda de energia**. Disponível em: <<https://www.cubienergia.com/insights-demandadeenergia/>>. Acesso em: 03 out 2019.

DORF, R. C.; BISHOP, R.H. **Sistemas de controle modernos**. 8ª ed. Rio de Janeiro: Editora LTC, 2001.

EATON. **The large UPS battery handbook**. Eaton Corporation, 2012.

EPCOS. **Aluminum electrolytic capacitors – Capacitors with screw terminals - Series/Type: B43700, B43720**. TDK Group Company, 2018.

FERETTI, P. H. **Conversor Buck-Boost baseado na célula de comutação de três estados**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de São João del-Rei, 2017.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR, C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas**. 6ª ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência – análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: Editora AMGH, 2012.

HUNTER, P. M. **VRLA Battery Float Charge: Analysis and Optimisation**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – University of Canterbury, 2003.

JUNIOR, E. M. S. **Sistema Fotovoltaico para iluminação pública em horário de ponta**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, 2004.

KOSOW, I. L. **Máquinas Elétricas e transformadores**. v.1. Porto Alegre: Editora Globo, 1982.

LAZZARIN, T. B. **Estudo e implementação de um carregador de baterias com uma técnica de avaliação de sua vida útil**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.

LEÃO, R. P. S. **GTD – Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica**. Fortaleza: Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, 2012.

LINDEN, D.; REDDY, T. B. **Handbook of Batteries**. 3ª ed. New York: Editora McGraw-Hill, 2001.

MOURA. **Manual Técnico Moura Clean Baterias Estacionárias – Acumuladores Moura S.A.** Grupo Moura, 2011.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. **Circuitos Elétricos**. 8ª ed. São Paulo: Editora Pearson Prentice Hall, 2009.

NISE, S. N. **Engenharia de sistemas de controle**. 3ª ed. Rio de Janeiro: Editora LTC, 2002.

ROMANZOTI, N. **Presos brasileiros pedalam para gerar energia e reduzir sua pena.** Disponível em: <<https://hypescience.com/presos-brasileiros-pedalam-para-gerar-energia-e-reduzir-sua-pena/>>. Acesso em 03 out 2019.

SADIKU, M. N. O. **Elementos do Eletromagnetismo.** 3ª ed. Porto Alegre: Editora Bookman, 2004.

SBS. **IR Testing for Valve Regulated Lead-acid batteries – The benefits of testing IR.** SBS Battery Testing Equipment, [s.d.].

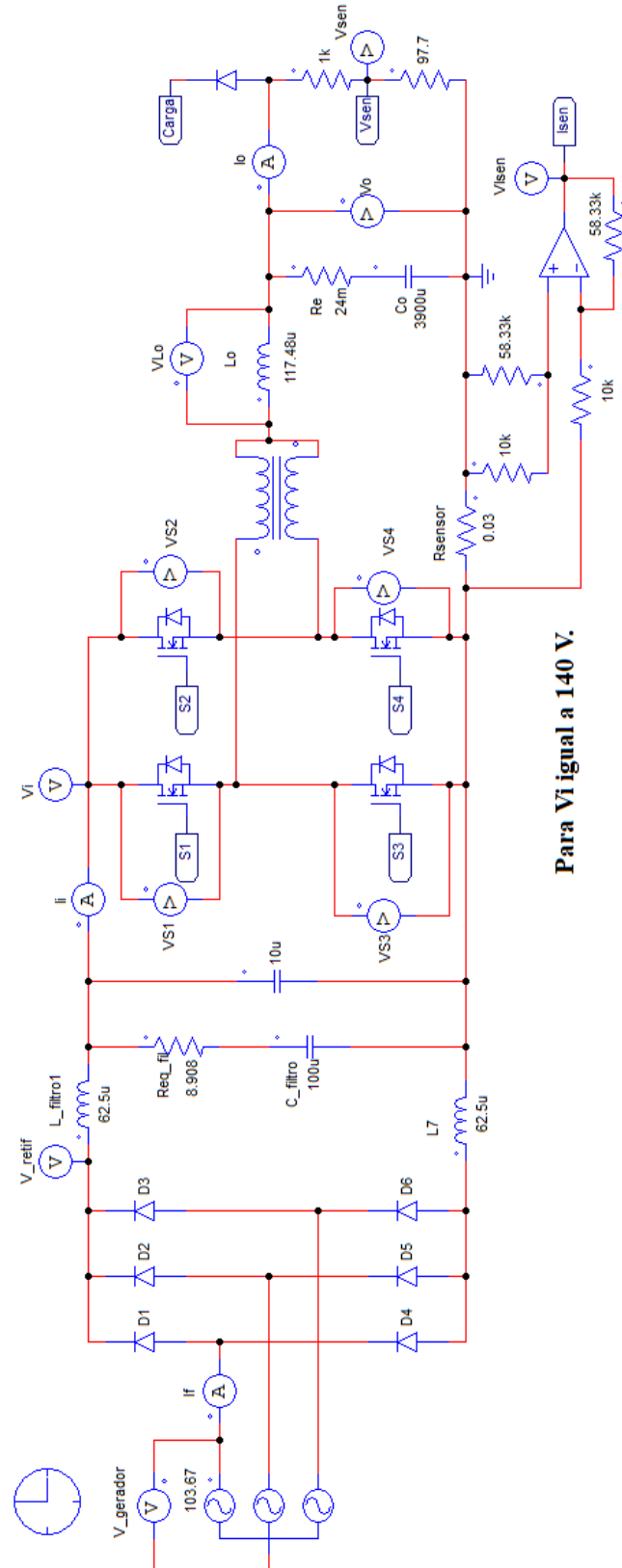
SOUSA, Jefferson Maia de; SOUZA, José Janiere Silva de. **Conversor Buck com retificação síncrona baseado na célula de comutação de três estados.** Projeto da Disciplina de modelagem e controle de conversores estáticos. Fortaleza: Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, 2018.

STRZELECKI, R.; JARNUT, M.; BENYSEK, G. **Exercise bike powered electric generator for fitness club appliances.** 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007.

WONG, Y. S.; HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W.H. **Charge regimes for valve-regulated lead-acid batteries: Performance overview inclusive of temperature compensation.** Journal of Power Sources, Elsevier, 2008.

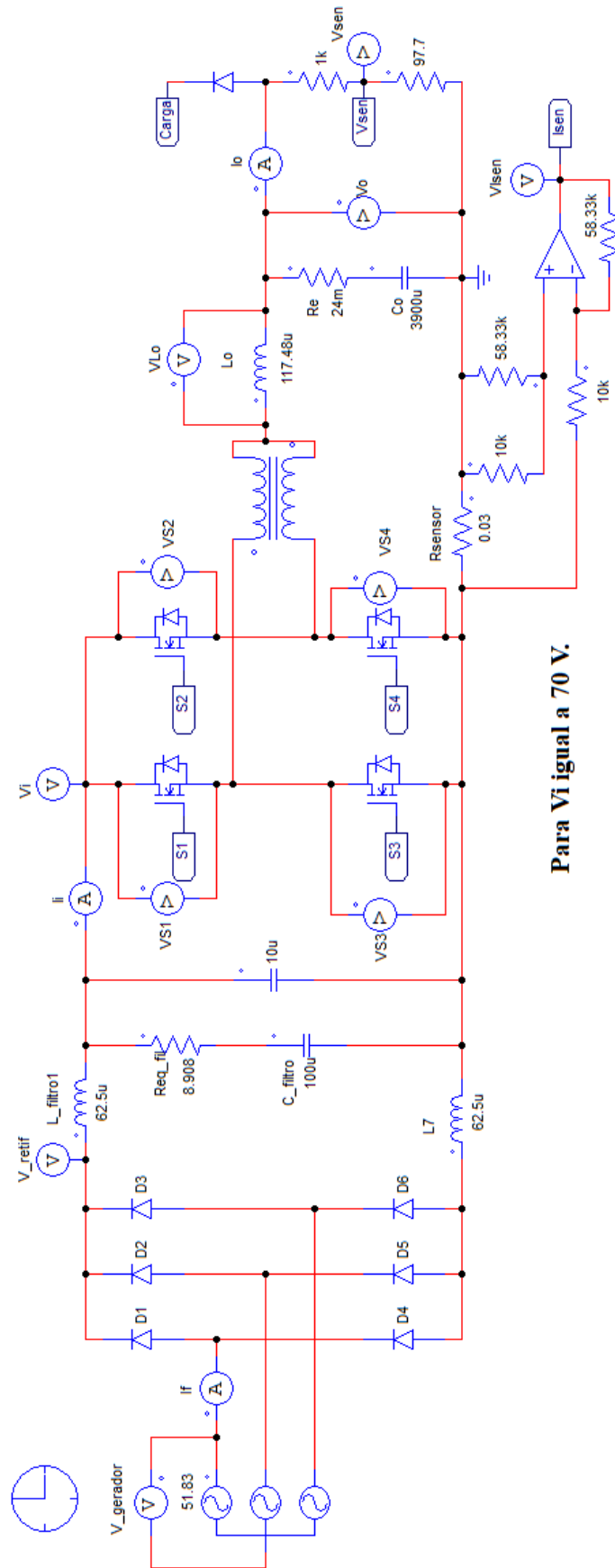
APÊNDICE A – ESQUEMÁTICOS DOS CIRCUITOS SIMULADOS

Figura A.1 – Esquemático do circuito para tensão de entrada V_i igual a 140 V.



Fonte: Próprio Autor.

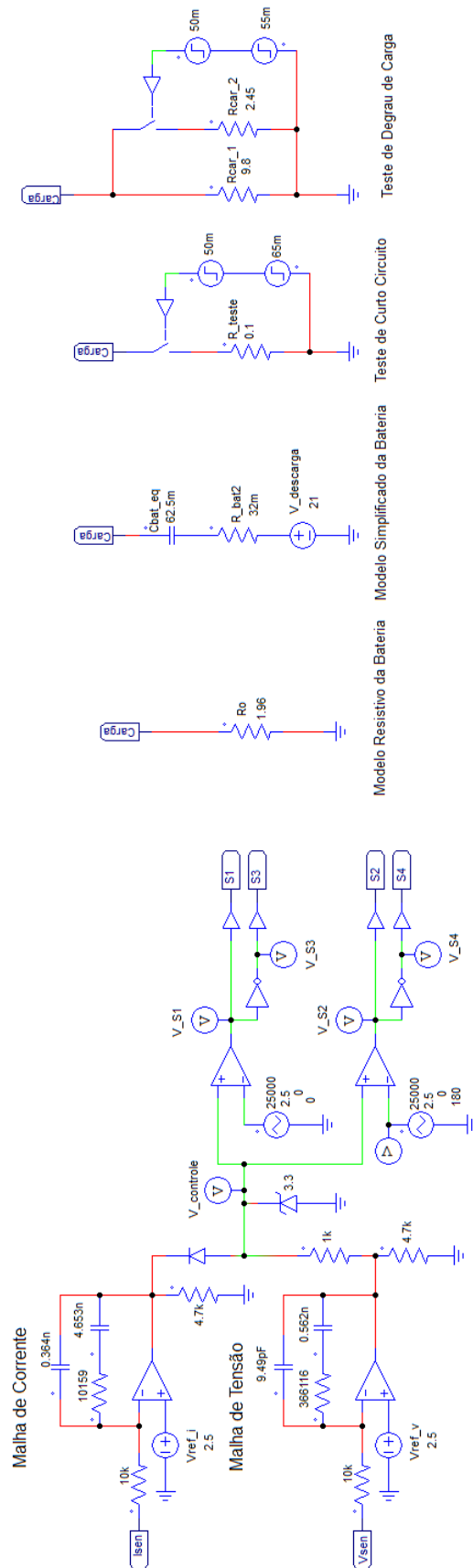
Figura A.2 – Esquemático do circuito para tensão de entrada V_i igual a 70 V.



Para V_i igual a 70 V.

Fonte: Próprio Autor.

Figura A.3 – Esquemático das malhas de controle e dos modelos de carga.



Fonte: Próprio Autor.

APÊNDICE B – SCRIPT NO MATLAB

```

%-----
% Projeto das Malhas de Controle
%-----
% Valores das variáveis
% Resistência de Carga (Ro)
R = 1.96;
% Capacitância de Saída (Co)
C = 3900*10^-6;
% Resistência série do Capacitor (Re)
Re= 24*10^-3;
% Indutância Lo
L = 117.48*10^-6;
% Tensão de Entrada (Vi)
Vi= 140;
%-----
% Malha de Tensão
%-----
% Função de Transferência em laço aberto sem compensador
% para malha de tensão:

% Função de Transferência da Planta
Gv = tf([Vi*Re*C Vi],[L*C*(1+Re/R) ((L/R)+Re*C) 1])
%FT do Elemento de medição
Hv = 0.089;
%FT da Moduladora Fm
Fm = 0.4;
FTLA_scv = Gv*Hv*Fm

%Diagrama de Bode para FTLA_scv
bode(FTLA_scv)

%Margem de fase e ganho para frequência de corte de 6kHz:
[MAG,PHASE] = bode(FTLA_scv,2*pi*6000)

```

$$\text{MAGDB} = 20 \cdot \log_{10}(\text{MAG})$$

%Compensador Tipo 2 p/ malha de tensão

$$G_{vc}=36$$

$$R1=10000;$$

$$k=7.7624;$$

$$f_{czv}=6000;$$

$$C2=1/(2 \cdot \pi \cdot f_{czv} \cdot G_{vc} \cdot k \cdot R1)$$

$$C1=C2 \cdot (k^2 - 1)$$

$$R2=k/(2 \cdot \pi \cdot f_{czv} \cdot C1)$$

$$F_{zero}=1/(2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot C1)$$

$$F_{polo}=(C1+C2)/(2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2)$$

$$C_v = \text{tf}([C1 \cdot R2 \ 1], [R2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot R1 \ (C1+C2) \cdot R1 \ 0])$$

$$\text{FTLA}_{ccv} = C_v \cdot \text{FTLA}_{scv}$$

%Diagrama de Bode para FTLA_ccv

bode(FTLA_ccv)

%-----

% Malha de Corrente

%-----

$$G_i = \text{tf}([(R+Re) \cdot C \cdot V_i \ V_i], [L \cdot C \cdot (R+Re) \ L+R \cdot Re \cdot C \ R])$$

$$H_i = 0.175$$

$$F_m = 0.4$$

$$\text{FTLA}_{sci} = G_i \cdot H_i \cdot F_m$$

$$f_{czi} = 12500$$

%Diagrama de Bode para FTLA_sci

bode(FTLA_sci)

%Compensador Tipo 2 p/ a malha de corrente

$$G_{vi}=0.9412$$

$$R1=10000;$$

```

k=3.7126;
C2=1/(2*pi*fczi*Gvi*k*R1)
C1=C2*(k^2-1)
R2=k/(2*pi*fczi*C1)
Fzero=1/(2*pi*R2*C1)
Fpolo= (C1+C2)/(2*pi*R2*C1*C2)
Ci= tf([C1*R2 1],[R2*C1*C2*R1 (C1+C2)*R1 0])
FTLA_cci = Ci*FTLA_sci

%Diagrama de Bode para FTLA_cci
bode(FTLA_cci)

% Margem e Ganho para frequência de corte de 12,5kHz.
[MAG,PHASE] = bode(FTLA_cci,2*pi*12500)
MAGDB = 20*log10(MAG)

```