

Rodrigo Patrício Dacol

**CARREGADOR DE BATERIAS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM FILTRO
ATIVO**

Qualificação submetido(a) ao Programa de Pós Graduação da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Gierry Waltrich

Coorientador: Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd

Joinville/SC
2019



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE SISTEMAS ELETRÔNICOS - PPGESE

Avaliação de Exame de Qualificação

No 08/02/2019 a partir das 10h, sala U155, Bloco U do Centro Tecnológico de Joinville da UFSC, reuniu-se a Banca Avaliadora de Exame de Qualificação composta pelos seguintes membros:

Nome	Instituição	Função
Prof. Dr. Gierry Waltrich	Universidade Federal de Santa Catarina	Presidente
Prof. Dr. Sergio Vidal Garcia de Oliveira	Universidade do Estado de Santa Catarina	Membro
Prof. Dr. Moises Ferber de Vieira Lessa	Universidade Federal de Santa Catarina	Membro

para a avaliação do Projeto de Pesquisa do estudante **Rodrigo Patrício Dacol**, orientado pelo Prof. **Gierry Waltrich**, com trabalho intitulado **CARREGADOR DE BATERIAS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM FILTRO ATIVO**.

Da avaliação da Banca, o estudante foi considerado APROVADO () REPROVADO no Exame de Qualificação.

Para o caso de reprovação, a Banca levou em conta os seguintes aspectos, que devem ser considerados pelo estudante para nova submissão de requerimento de Exame de Qualificação, nos termos da resolução específica vigente:

Nestes termos, assinam:

Presidente

Membro

Membro

Membro

Estudante

Rodrigo Patrício Dacol

CARREGADOR DE BATERIAS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA COM FILTRO ATIVO

Esta Qualificação foi julgada adequada e aprovada em sua forma final pelo Programa Pós Graduação em Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

Joinville, 2 de Fevereiro de 2019.

Prof. Alexandro Garro Brito, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof.^a Gierrí Waltrich, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof.^a Joselito Heerdt, Dr.
Orientador
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Diego Santos Greff, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

RESUMO

Este trabalho aborda o estudo e a futura implementação de uma estrutura de carregador de baterias de Íon de Lítio, com um elevado fator de potência. O Carregador de baterias é um conversor Buck *Interleaved* de dois braços utilizando indutores acoplados, para a correção de fator de potência será empregado um filtro ativo paralelo monofásico. O primeiro capítulo desse trabalho faz um estudo das topologias utilizadas no projeto do carregador de baterias detalhando o funcionamento e o controle do filtro ativo e do conversor Buck *Interleaved*. O segundo capítulo destina-se ao projeto do carregador de bateria, integrando todas as estruturas escolhidas. O terceiro capítulo apresenta a análise de alguns resultados de simulações do carregador de baterias operando. A implementação do protótipo ficará para ser realizada na sequência dos trabalhos dessa dissertação, com apresentado no cronograma do capítulos 4.

Palavras-chave: Carregador de Baterias. Filtro Ativo Paralelo Monofásico. Correção de Fator de Potência.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Estrutura do projeto proposto.....	13
Figura 1.2 Bateria de Ion-Litium 18650 [3].....	14
Figura 1.3 Banco de Baterias 48V 25000mA/A [26]	14
Figura 2.1 Conversor BUCK	15
Figura 2.2 Primeira etapa de operação do conversor BUCK.....	15
Figura 2.3 Segunda etapa de operação do conversor BUCK.....	15
Figura 2.4 Tensão sobre o indutor	16
Figura 2.5 Conversor Buck <i>Interleaved</i>	16
Figura 2.6 Primeira etapa de operação.....	17
Figura 2.7 Segunda e quarta etapa de operação.....	17
Figura 2.8 Terceira etapa de funcionamento	18
Figura 2.9 Formas de onda da corrente nos semicondutores	18
Figura 2.10 Forma de onda da corrente nos indutores.....	19
Figura 2.11 modelo de pequenos sinais	20
Figura 2.12 Planta de corrente do conversor Buck.....	21
Figura 2.13 Modulo do diagrama de bode.....	21
Figura 2.14 Fase do diagrama de bode	21
Figura 2.15 Modelo de pequenos sinais para tensão	22
Figura 2.16 Planta de tensão do conversor Buck.....	22
Figura 2.17 Modulo do diagrama de bode	22
Figura 2.18 Fase do diagrama de bode	23
Figura 2.19 Tensão e corrente na entrada do retificador de entrada.....	23
Figura 2.21 inversor de tensão em ponte completa	24
Figura 2.22 Diagrama de blocos de um inversor de tensão operando como filtro ativo	24
Figura 2.23 Etapas de funcionamento do filtro ativo [25].....	25
Figura 2.24 Modulação a três níveis: (a) sinal de controle e triangulares de comparação, (b) e (c) comando dos interruptores e (d) tensão na entrada do filtro ativo [24].....	25
Figura 2.25 Diagrama de blocos do controle por valores médios [23].....	26
Figura 2.26 Formas de onda básicas para a modulação a três níveis [23].....	26
Figura 2.27 Variação da ondulação de corrente em função de ωt para três níveis [23]	27
Figura 2.28 Modelo de grandes sinais para três níveis da tensão V_{ab}	27
Figura 2.29 Controlador de corrente.....	28
Figura 2.30 Controlador de corrente.....	29
Figura 3.1 Estrutura do carregador de bateria com filtro ativo.....	30
Figura 3.2 Diagrama de bode da planta de corrente e controlador de corrente	32
Figura 3.3 Diagrama de bode da malha de corrente do filtro ativo	34
Figura 3.4 Diagrama de Bode para malha de tensão do filtro ativo.	35
Figura 3.5 Simulação do carregador de baterias com filtro ativo paralelo	36
Figura 3.6 Controlador do filtro ativo.....	36
Figura 3.7 Tensão no barramento do filtro ativo	36
Figura 3.8 Corrente na entrada do conversor Buck e corrente compensada pelo filtro ativo...37	
Figura 3.9 Tensão e corrente na entrada do carregador com filtro ativo	37
Figura 3.10 controlador do carregador de baterias	37
Figura 3.11 Curvas de tensão e corrente do Buck como carregador de baterias	38
Figura 3.12 Ondulação de corrente na saída.....	38

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Análise qualitativa das baterias	11
Tabela 2 Análise quantitativa das baterias	12
Tabela 3-1 Especificações do carregador de baterias.....	30
Tabela 3-2 Especificações do filtro ativo paralelo	32
Tabela 5 Planejamento das atividades do projeto de mestrado.....	39

LISTA DE ABREVIATURAS

Pb-Acid	Chumbo acido
NiCd	Níquel Cadmio
NiMH	Níquel Hidreto Metálico
Li-Ion	Ion de Lítio
PFC	“ <i>Power Factor Correction</i> ” , Correção do Fator de Potência
IEC	“ <i>International Electrotechnical Commission</i> ”
FP	Fator de Potência
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia
BMS	“ <i>Battery Management System</i> ” sistema de gerenciamento de bateria
DNAEE	Departamento Nacional de Aguas e Energia Elétrica
FAP	Filtro Ativo Paralelo
THD	“ <i>Total Harmonic Distortion</i> ” , Distorção Harmônica Total”
VSI	“ <i>Voltage Source Inverter</i> ” , Inversor de Tensão
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PWM	“ <i>Pulse Width Modulation</i> ” , Modulação por Largura de Pulso
RSE	Resistência Série Equivalente
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
MF	Margem de Fase
AMPOP	Amplificador Operacional
LR	Lugar das Raízes

LISTA DE SIMBOLOS

V_s	Tensão da rede elétrica	V
V_{in}	Tensão de entrada	V
I_{in}	Corrente de entrada	A
P_{out}	Potência na carga	W
G_V	Ganho Estático	
I_{RMS}	Corrente Eficaz	A
I_1	Corrente da Harmônica fundamental	A
I_s	Corrente drenada da rede	A
I_f	Corrente drenada pelo filtro ativo	A
I_o	Corrente drenada pela carga	A
I_{oMAX}	Máxima Corrente drenada pela carga	A
ΔI_o	Ondulação de Corrente na Saída	A
V_f	Tensão do Barramento do Filtro Ativo	V
V_o	Tensão de Saída	V
V_{oMAX}	Máxima Tensão de Saída	V
V_{oMIN}	Mínima Tensão de Saída	V
L	Indutor	H
L_c	Indutor Acoplado	H
L_s	Indutor de Saída	H
M	Indutância Mutua	H
k	Fator de acoplamento do indutor acoplado	
L_f	Indutor do Filtro Ativo	H
L_{rede}	Indutor de Entrada do Carregador	
S_1, S_2, S	Interruptores	

D_1, D_2, i	Diodos	
C_o	Capacitor de saída	F
R_{Load}	Resistor de saída	Ω
V_{ab}	Tensão nos terminais ab do inversor de tensão em ponte completa	V
L_f	Indutor de acoplamento do FAP	H
C_f	Capacitor do barramento CC do FAP	F
V_{L_f}	Tensão sobre o indutor L_f	V
ΔI_{L_f}	Ondulação da corrente no indutor L_f	A
D	Razão cíclica	
V_{C_f}	Tensão no capacitor do barramento CC do FAP	V
M_i	Índice de modulação	
S	Potência Aparente	VA
P	Potência Ativa	W
$\cos(\varphi)$	Cosseno do Ângulo de Carga ou Fator de Deslocamento	
I_{ef}	Corrente Eficaz	A
V_{ef}	Tensão Eficaz	V
I_{rede}	Corrente da Rede	A
V_{rede}	Tensão da Rede	V
I_{L_f}	Corrente no Indutor do Filtro Ativo	A
I_{C_f}	Corrente no Capacitor do Filtro Ativo	A
I_{C1}, I_{C2}	Corrente no Indutor acoplado	A
I_{S1}, I_{S2}	Corrente nos Interruptores do Carregador	A
I_{D1}, I_{D2}	Corrente nos Diodos do Carregador	A
I_s	Corrente no Indutor de Saída	A
f_{rede}	Frequência da Rede	Hz
f_s	Frequência de Comutação	Hz
T_s	Período de Comutação	s
t_{on}	Período com Interruptor Conduzindo	
t_{off}	Período com Interruptor Bloqueado	
V_{ref}	Tensão de Referência	V
I_{ref}	Corrente de Referência	A
D	Razão Cíclica	
D_{Min}	Razão Cíclica Mínima	
D_{Max}	Razão Cíclica Máxima	
$D(t)$	Razão Cíclica Instantânea	
Δi_{L_f}	Porcentagem de Ondulação de Corrente no Indutor do FA	
$V_{Tpico-1}$	Tensão Triangular de Pico a Pico	V
K_{I_s}	Ganho da planta de corrente	
$G_i(s)$	Controlador de Corrente	
$G_I(s)$	Planta de Corrente do Carregador	
G_{PWM}	Ganho do PWM	
$G_v(s)$	Planta de Tensão do Carregador	
$C_v(s)$	Controlador de Tensão	
R_{i1}, R_{i2}	Resistores do Controlador de corrente	Ω
C_{i1}, C_{i2}	Capacitores do Controlador de corrente	Ω
R_{v1}, R_{v2}	Resistores do Controlador de Tensão	Ω
C_{v1}, C_{v2}	Capacitores do Controlador de Tensão	Ω

K_{Ci}
 ω_{zi}

Ganho do controlador de corrente
Frequência do Zero do controlador de corrente

Rad/s

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	11
2	ESTUDO DAS TOPOLOGIAS UTILIZADAS	15
2.1	CONVERTOR BUCK	15
2.1.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO	15
2.1.2	Princípio de funcionamento do conversor Buck.....	16
2.1.3	Conversor Buck <i>Interleaved</i>	16
2.1.4	Indutores acoplados	18
2.1.5	Estrutura de controle.....	20
2.1.6	Retificador monofásico com carregador de baterias	23
2.2	FILTROS ATIVOS MONOFÁSICOS	24
2.2.1	Etapas de funcionamento	24
2.2.2	Estratégias de controle	26
3	CARREGADOR DE BATERIAS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA EMPREGANDO FILTRO ATIVO.....	30
3.1	Procedimentos de projeto do conversor BUCK como carregador de baterias.....	30
3.1.1	Conversor Buck	30
3.2	Filtro ativo paralelo	32
3.3	Resultado das simulações	35
4	PLANEJAMENTO ATIVIDADES.....	39
5	REFERÊNCIAS.....	40

1 INTRODUÇÃO

Recentemente o armazenamento de energia tem tornando-se indispensável em aplicações cotidianas, industriais e de transporte, devido à crescente preocupação ambiental com a poluição decorrente do uso de combustíveis fósseis. Desde vastamente utilizada em dispositivos de baixos consumo como computadores, smartphones e outros dispositivos portáteis, desempenha papel importante na indústria em equipamentos que necessitam de fornecimento ininterrupto de energia. A popularização de sistemas eólicos e fotovoltaicos tem feito com que se popularizem sistemas de armazenamento da energia sobressalentes.

A crescente procura por veículos elétricos, criou a necessidade de sistemas com alta capacidade de armazenamento de energia, entre eles as baterias têm preponderância quando comparadas com outros sistemas como supercapacitores, células a combustível e até mesmo ar comprimido. Para sistemas de mobilidade, as baterias são ainda a principal fonte de energia, pela sua alta densidade de energia, segurança.

Entre as tecnologias de baterias recarregáveis mais empregadas comercialmente hoje estão as baterias de Chumbo-ácido(Pb-acid), Níquel-cadmio(NiCd), Hidretos metálicos de níquel(NiMH) e Ion-Lítio(Li-ion) [1]. A Tabela 1 apresenta uma comparação qualitativa entre as características de cada um desses tipos de baterias, a Tabela 2 mostra um comparativo técnico entre as células das baterias.

Tabela 1 Análise qualitativa das baterias.

COMPARAÇÃO QUALITATIVA DAS BATERIAS

<i>Característica</i>	Pb-acid	NiCd	NiMH	Li-ion
<i>Custo</i>	Baixo	Elevado	Elevado	Elevado
<i>Densidade de energia</i>	Baixa	Média	Média	Elevada
<i>Densidade de potência</i>	Baixa	Média	Média	Elevada
<i>Vida útil</i>	Baixo	Alto	Alto	Alto
<i>Reciclagem</i>		Possível (Risco elevado)	Possível	Possível (Risco elevado)
<i>Risco de sobre aquecimento</i>	Muito reduzido	Reduzido	Médio	Elevado
<i>Elementos tóxicos</i>	Sim	Sim	Não	Não
<i>Segurança de utilização</i>	Segura	Insegura	Segura	Insegura
<i>Efeito da temperatura na vida útil</i>	Baixo	Muito alto	Alto	Médio
<i>Carga rápida</i>	Não	Sim	Sim	Sim
<i>Manutenção</i>	3 a 6 meses	30 a 60 dias	30 a 60 dias	Não necessária

As baterias de chumbo ácido (Pb-acid), possuem baixa densidade de potência, baixa quantidade de ciclos de vida, necessitam de manutenção frequente. São o modelo mais comum de baterias recarregáveis e vem sendo substituídas por tecnologias mais modernas [2] [3].

As baterias de níquel cádmio (NiCd), são mais caras do que as baterias de chumbo, apresentam uma densidade de energia maior que as baterias de chumbo. Devido sua alta capacidade de carga, esse modelo de bateria era utilizado nos primeiros modelos de veículos elétricos [1] [3] [4]. A maior vantagem desse tipo de bateria é sua capacidade de ser carregada rapidamente. Entre as principais desvantagens, estão a baixa capacidade de suportar sobre carregamentos, que podem ocasionar explosões. Além disso Cádmio é um elemento químico altamente tóxico, o que dificulta o processo de reciclagem e descarte das baterias.

As baterias de hidretos metálicos de níquel(NiMH), tem características próximas as das baterias de Níquel Cádmio, tendo como principal vantagem a inexistência de efeito memória e sendo construídas por matérias que não são tóxicos e de reciclagem simples. Essas baterias tem como

desvantagem uma taxa de auto descarga um pouco mais elevada que as anteriores e uma baixa tolerância a sobre carregamento, sendo necessário sistemas mais complexos de monitoramento e controle da carga [1] [4] [3].

As baterias de Íon-Lítio atualmente são a principal tecnologia empregada em uma vasta gama de aplicações, desde aplicações de baixo consumo até mesmo sendo a tecnologia mais utilizada no setor de mobilidade elétrica. Distinguem-se das demais por uma maior segurança, elevada densidade de energia, e baixo custo de manutenção, por todas essas vantagens é altamente empregada em sistemas de armazenamento de energia como de veículos elétricos. Essas baterias tem como principal desvantagem a sensibilidade à temperatura [1] [4] [3].

Tabela 2 Análise quantitativa das baterias.
COMPARAÇÃO QUANTITATIVA DAS BATERIAS

<i>Característica</i>	Pb-acid	NiCd	NiMH	Li-ion
<i>Tensão nominal da célula(V)</i>	2	1,25	125	3,6
<i>Densidade de energia(Wh/dm³)</i>	[8;16]	45-80	60-120	110-160
<i>Energia específica(Wh/dm³)</i>		[30;60]	[50;90]	[90;115]
<i>Densidade de potência (W/dm³)</i>	60	60	320	2900
<i>Potência específica(W/kg)</i>	250	<1000	<1000	<2000
<i>Resistência interna(mΩ)</i>	<100	100-200	200-300	150-250
<i>Vida útil (80% da capacidade inicial)</i>	[200;300]	[300;1500]	[300;2000]	[500;2000]
<i>tempo de carga(horas)</i>	[8;16]	1	[2;4]	[2;4]
<i>Auto descarga (%/mês a 20°C)</i>	5	[10;20]	[20;30]	[5;10]
<i>Carga contínua máxima (C)</i>	5	20	5	>2

Em virtude dessa vasta utilização de baterias recarregáveis, por aplicações com as mais variadas necessidades, tem surgido interesse no desenvolvimento de carregadores de baterias [5] [6] [7], para aplicações de baixa, média e alta potência. Os carregadores de baterias são de diversas topologias, segundo [6], as topologias mais empregadas como carregadores são conversores Buck *Interleaved* [8] [9] [10] [11], Buck-Boost *Interleaved*, Boost-PFC [12] e Forward. Uma característica necessária aos carregadores de baterias é a de ser uma fonte de corrente e ter a capacidade de adequar sua tensão de saída a tensão da bateria [13].

O conversor Buck *Interleaved* [14] [15], ou conversor abaixador multifase, é uma técnica útil para reduzir os esforços nos componentes do conversor. Os conversores *Interleaved* são equivalentes a versão da combinação paralela de dois ou mais conjuntos de conversores [16]. Para a versão com dois conjuntos, os interruptores operam com uma defasagem de 180° entre eles, produzindo correntes com essa defasagem entre cada um dos ramos paralelos. A corrente na saída é a soma dessas duas correntes, produzindo uma corrente de saída com menor ondulação e do dobro da frequência.

Muitos dos carregadores de baterias, utilizam retificadores monofásicos ou trifásicos a diodo na entrada isso faz com que exista uma defasagem entre a corrente de entrada e a tensão de alimentação, essa defasagem ocasiona em um fator de potência reduzido devido a inserção de harmônicos na rede.

O fator de potência é definido pela equação (1.1), sendo a relação entre a potência ativa e aparente, e indica a eficiência com a qual a energia é consumida.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) i_i(t) dt}{V_{RMS} I_{RMS}} \quad (1.1)$$

Quando a tensão da rede é senoidal, o fator de potência é expresso pela equação

$$FP = \frac{I_1}{I_{RMS}} \cos \phi \quad (1.2)$$

A corrente de entrada pode ser expressa em função de suas componentes harmônicas

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (1.3)$$

A Distorção Harmônica Total (DHT), é definida pela relação entre o valor RMS das componentes harmônicas e sua componente fundamental

$$DHT = \frac{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (1.4)$$

Assim de forma simplificada o fator de potência pode ser reescrito como:

$$FP = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + DTH^2}} \quad (1.5)$$

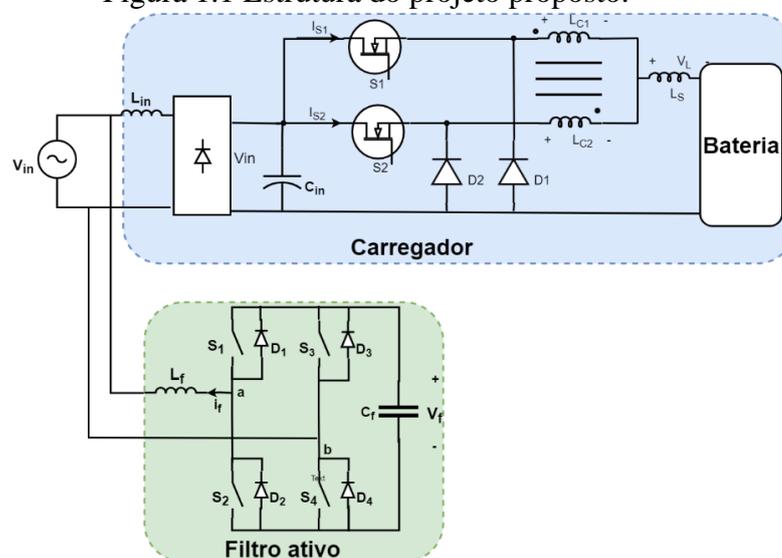
Existe uma relação entre o fator de potência e as harmônicas que distorcem a corrente. Assim sendo existem normas que regulamentam a o máximo de harmônicos que um equipamento pode injetar na rede.

A norma IEC 61000-3-2 [17] [18], trata da limitações de harmônicos de corrente na rede pública de alimentação causadas por um equipamento. Aplica-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que tenham uma corrente de entrada inferior a 16 A por fase, para uma rede de alimentação de baixa tensão alternada, com frequência de 50Hz ou 60Hz, e tensão de fase de 220 ou 240 V. A norma IEEE 519 [19] [17] descreve os principais os limites da emissão de harmônicos para um instalação elétrica, do ponto de vista do acoplamento da instalação com a rede, não importando o que ocorre dentro da instalação, mas como isso impacta o sistema.

Aqui no Brasil as poucas limitações que existem com relação a emissão de harmônicos por equipamentos, são normas do INMETRO, uma das poucas restrições trata da emissão de harmônicos por dispositivos de iluminação, que devem ter fator de potência superior a 0.95, mas não define limites para emissão de harmônicos. A portaria 1569/93 [20] do DNAEE (departamento nacional de água e energia elétrica), regulamenta o limite para o fator de potência em um instalação em 0.92, determinando o faturamento dos reativo excedente.

Muitas propostas vem sendo feitas para melhorar o fator de potência dos carregadores de baterias. Algumas técnicas propostas passam pelo próprio carregador reduzir os harmônicos gerados ou a correção do fator de potência (PFC), com um estágio Boost-PFC [12] na entrada ou mesmo um até mesmo o carregador sendo um conversor Buck-PFC [21]. Outra técnica bastante proposta é a utilização de filtros ativos paralelos ao carregador [22] [23] [24] [25], afim de eliminar os harmônicos gerados pelo carregador. A principal vantagem da utilização do filtro ativo é conseguir manter um fator de potência elevado independente da carga que esteja sendo corrigida.

Figura 1.1 Estrutura do projeto proposto.



Esse trabalho irá propor um carregador de baterias de Lítio-Ion para banco de baterias de 48V, com uma corrente de saída máxima de 32A. A topologia a ser implementada é apresentada na Figura 1.1. Para o carregador de baterias será utilizado um conversor Buck *Interleaved*, utilizando indutores acoplados. A correção do fator de potência utilizará um filtro ativo em paralelo ao carregador de baterias. A topologia do filtro ativo será de um inversor de tensão em ponte completa.

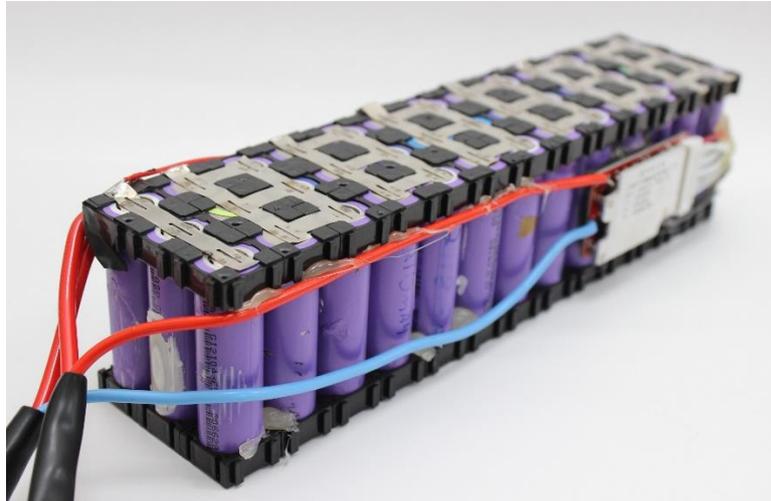
O objetivo dessa estrutura é atuar como um carregador de baterias com elevado fator de potência, ou seja com baixa distorção da corrente de entrada e baixa injeção de harmônicos na rede de alimentação e corrente reduzida nos interruptores devido a conexão em *interleaving*.

Figura 1.2 Bateria de Ion-Lítio 18650 [3].



Para a realização dos testes do conversor como um carregador de baterias foi construído um banco de baterias. A configuração do banco de baterias é de 3 células em paralelo com 13 células em séries (13S3P), sendo cada uma das células do modelo 18650 de 2200mA/h, como mostrado na Figura 1.2. A Figura 1.3 mostra o banco de baterias de Ion-lítio construído, com 48V e 6600mA/h.

Figura 1.3 Banco de Baterias 48V 6600mA/h.



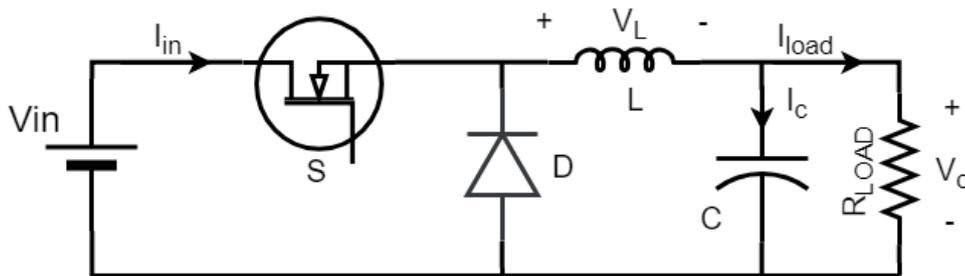
2 ESTUDO DAS TOPOLOGIAS UTILIZADAS

Esse capítulo apresenta uma revisão das topologias a serem utilizadas, como carregador de baterias e como filtro ativo paralelo. Será empregado um conversor Buck *Interleaved* com indutor paralelo como estrutura de carregador de baterias e um inversor em ponte completa como estrutura do filtro ativo paralelo, para realizar a correção do fator de potência.

2.1 CONVERSOR BUCK

O conversor BUCK, ou abaixador, é um conversor estático de energia CC-CC, tem como finalidade compatibilizar dois níveis de tensões diferentes, sendo a tensão média de entrada maior ou igual a tensão de saída [27]. A topologia mais clássica do conversor BUCK é apresentada na Figura 2.1.

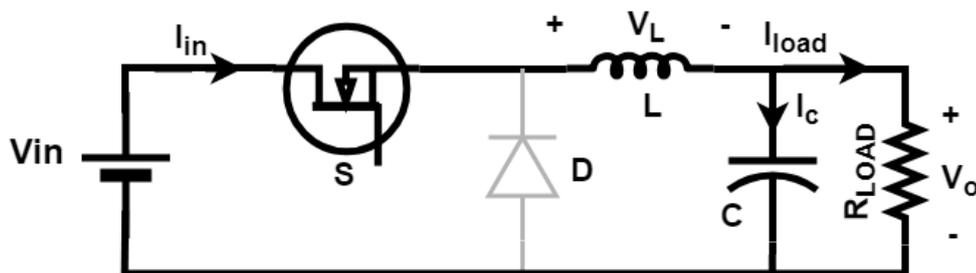
Figura 2.1 Conversor BUCK.



2.1.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

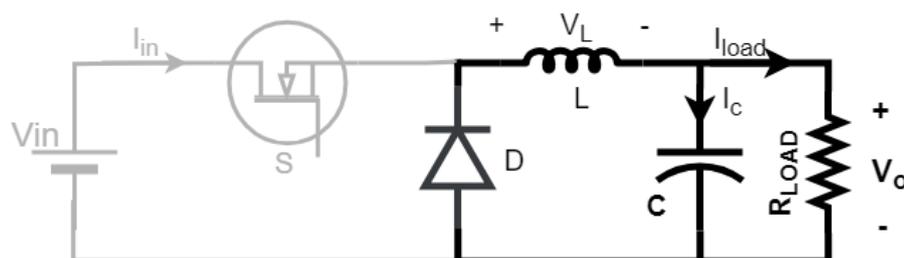
A primeira etapa de operação do conversor Buck [27], inicia-se com o comando para o interruptor iniciar a condução. Durante essa etapa de funcionamento, a corrente flui da fonte em direção a carga, circulando pelo interruptor e pelo indutor, carregando o capacitor e fornecendo energia a carga, como mostra a Figura 2.2.

Figura 2.2 Primeira etapa de operação do conversor BUCK.



A segunda etapa de operação do conversor Buck [27], ocorre quando o interruptor deixa de conduzir, e a corrente que está circulando pelo indutor passa a ser conduzida pelo diodo. Como é apresentado na Figura 2.3 a corrente acumulada no indutor irá circular pelo diodo e fornecerá energia para carga.

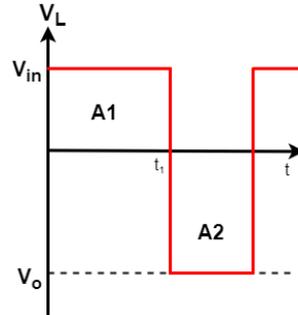
Figura 2.3 Segunda etapa de operação do conversor BUCK.



2.1.2 Princípio de funcionamento do conversor Buck

Sendo o valor médio da tensão no indutor nulo como apresenta a Figura 2.4, temos que durante a primeira etapa de operação a tensão sobre o indutor será a diferença entre a tensão de entrada e saída, e durante a segunda etapa de operação a tensão sobre o indutor é inversamente o valor da tensão de saída, como apresentado na equação ((2.1) [27].

Figura 2.4 Tensão sobre o indutor.



$$(V_{in} - V_o)T_{on} + (-V_o) * (1 - D)T_{off} = 0 \quad (2.1)$$

A razão cíclica de operação do conversor \$D\$ (Equação (2.2), é a relação entre o tempo de condução do interruptor (\$T_{on}\$) e período de chaveamento (\$T_s\$).

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.2)$$

Substituindo a equação ((2.2) na equação(2.1), obtemos a expressão.

$$(V_{in} - V_o)DT_s + (-V_o) * (1 - D)T_s = 0 \quad (2.3)$$

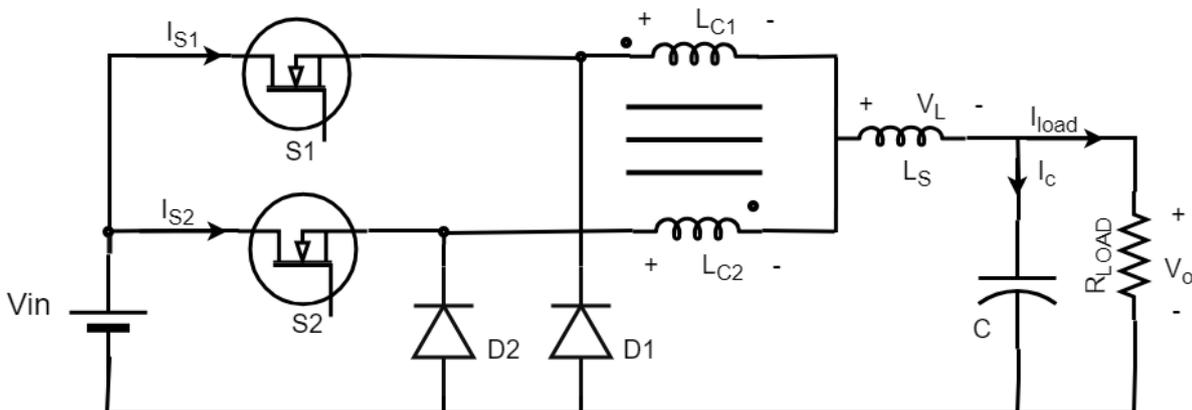
Isolando a razão cíclica, obtemos o ganho estático do conversor Buck, que é apresentado na equação (2.4).

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (2.4)$$

2.1.3 Conversor Buck Interleaved

O conversor Buck *Interleaved*, é uma alternativa ao conversor Buck convencional. Nessa topologia as os esforços nos semicondutores são divididos proporcionalmente entre cada um dos braços, na Figura 2.5 é apresentada a topologia do conversor Buck *Interleaved* com dois braços [14] [28], utilizando indutor acoplado [29].

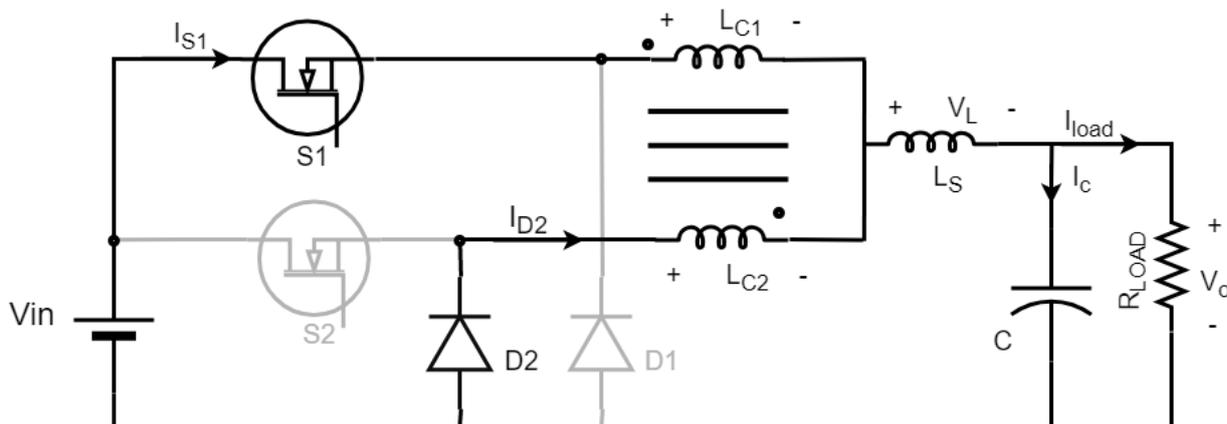
Figura 2.5 Conversor Buck *Interleaved*.



2.1.3.1 Etapas de operação

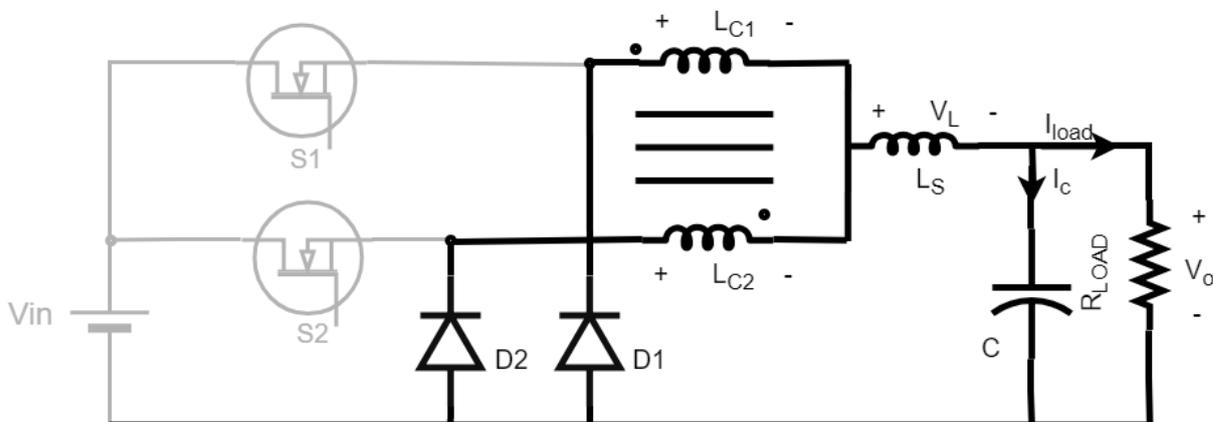
A primeira etapa de operação do conversor Buck *Interleaved*, inicia-se com o comando para o interruptor do braço superior iniciar a condução, mantendo o interruptor do braço inferior bloqueado. Durante essa etapa de funcionamento, a corrente flui da fonte em direção a carga, circulando pelo interruptor do braço superior e pelo indutor acoplado e indutor de saída carregando o capacitor e fornecendo energia a carga, como mostra a Figura 2.6. Durante essa etapa, no braço inferior a corrente circula através do diodo de roda livre.

Figura 2.6 Primeira etapa de operação.



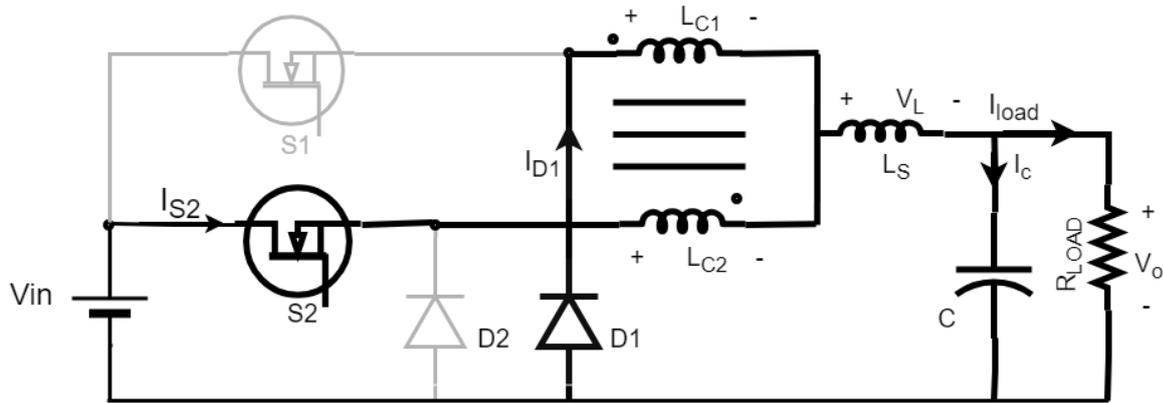
A Segunda etapa de funcionamento, como mostrado na Figura 2.7. Nessa etapa ambos os interruptores estão bloqueados, a corrente no indutor flui através dos diodos D1 e D2.

Figura 2.7 Segunda e quarta etapa de operação.



A terceira etapa de operação do conversor Buck *Interleaved*, inicia-se com o comando para o interruptor do braço inferior iniciar a condução, mantendo o interruptor do braço superior bloqueado. Durante essa etapa de funcionamento, a corrente flui da fonte em direção a carga, circulando pelo interruptor do braço inferior e pelo indutor acoplado e indutor de saída carregando o capacitor e fornecendo energia a carga, como mostra a Figura 2.8. Durante essa etapa, no braço superior a corrente circula através do diodo de roda livre.

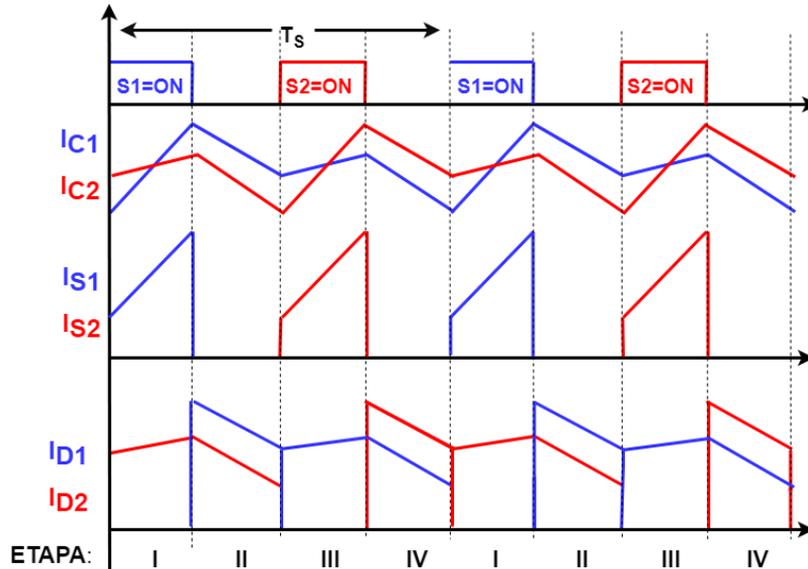
Figura 2.8 Terceira etapa de funcionamento.



A quarta etapa de funcionamento é idêntica a segunda etapa, os interruptores encontram-se bloqueados, a corrente circula na carga através dos diodos D1 e D2.

As formas de onda das correntes nos interruptores e diodos, em cada uma das etapas de operação são apresentadas na Figura 2.9 ilustrando o funcionamento de cada uma das etapas de operação.

Figura 2.9 Formas de onda da corrente nos semicondutores.

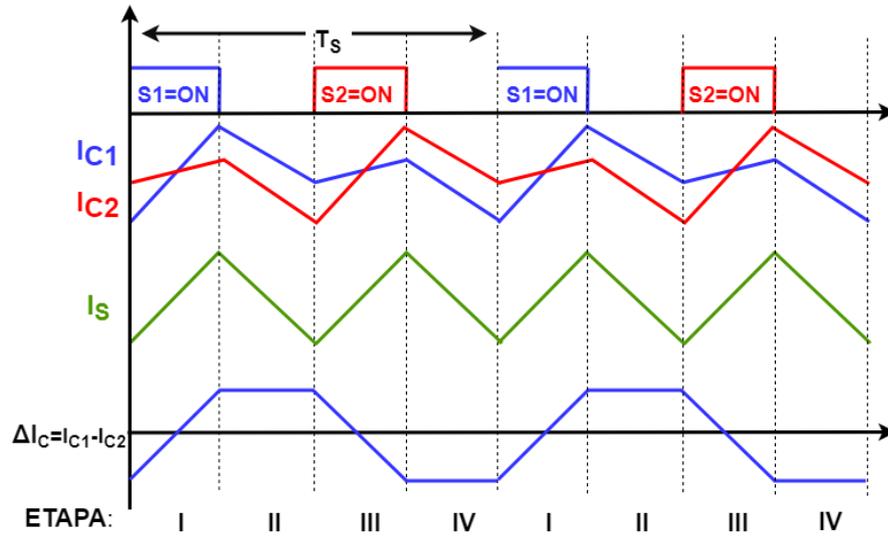


2.1.4 Indutores acoplados

Nesse trabalho o indutor em cada um dos braços do conversor Buck *Interleaved* foi substituído por um indutor acoplado [29], a vantagem de utilizar um indutor acoplado é diminuição dos volumes dos elementos magnéticos do circuito. Isso é resultado de um menor fluxo magnético no indutor acoplado, que será proporcional a diferença das correntes ΔI_C (Figura 2.10).

Faremos a modelagem do indutor acoplado e do indutor de saída para razão cíclica menor que 50%. Considerando a primeira etapa de funcionamento do indutor acoplado (Figura 2.6), representadas pelas equações (2.5) e (2.6), sendo $M = kL_C$ a indutância mutua do indutor acoplado.

Figura 2.10 Forma de onda da corrente nos indutores.



$$V_{in} - L_C \frac{dI_{C1}}{dt} + M \frac{dI_{C2}}{dt} - L_S \frac{d(I_{C2} + I_{C1})}{dt} = V_{out} \quad (2.5)$$

$$-L_C \frac{dI_{C2}}{dt} + M \frac{dI_{C1}}{dt} - L_S \frac{d(I_{C2} + I_{C1})}{dt} = 0 \quad (2.6)$$

Somando as equações (2.5) e (2.6).

$$(2L_S + L_C + M) \frac{d(I_{C2} + I_{C1})}{dt} = V_{in} - 2V_{out} \quad (2.7)$$

A ondulação da corrente de pico a pico I_S .

$$I_S = \frac{d(I_{C2} + I_{C1})}{dt} DT_S \quad (2.8)$$

Substituindo a equação (2.8) na equação (2.7), obtemos a ondulação de saída $I_S = \Delta I_o$, sendo k o fator de acoplamento entre os indutores.

$$I_S = \frac{V_{in}(1 - 2D)DT_S}{2L_S + L_C(1 - k)} \quad (2.9)$$

Subtraindo as equações (2.5) e (2.6).

$$L_C(1 + k) \frac{d(I_{C1} - I_{C2})}{dt} = V_{in} \quad (2.10)$$

A ondulação de corrente no indutor acoplado ΔI_C .

$$\Delta I_C = \frac{d(I_{C1} - I_{C2})}{dt} DT_S \quad (2.11)$$

Substituindo (2.11) em (2.10)

$$\Delta I_C = \frac{V_{in}DT_S}{L_C(1 + k)} \quad (2.12)$$

De conhecimentos elementares de eletromagnetismo sabe-se que:

$$L \cdot I = \phi \cdot N \quad (2.13)$$

Onde o fluxo é a equação (2.14)

$$\phi = B \cdot A \quad (2.14)$$

Assim a indução magnética gerado no núcleo dos indutores são respectivamente B_S e B_C . Assim L_S e L_C podem ser obtidas através das equações (2.15) e (2.16).

$$B_S = \frac{L_S I_{out}}{N_S A_S} + \frac{L_S I_S}{2 N_S A_S} \quad (2.15)$$

$$B_C = \frac{L_C \frac{\Delta I_C}{2}}{N_C A_C} \quad (2.16)$$

Onde N_S e N_C são o número de espiras dos indutores, A_S e A_C são as áreas das secções transversais dos núcleos. Substituindo a equação (2.9) em (2.15), obtemos a expressão para o fluxo no indutor de saída.

$$B_S = \frac{L_S I_{out}}{N_S A_S} + \frac{L_S V_{in} (1 - 2D) DT_S}{2N_S A_S (2L_S + L_C (1 - k))} \quad (2.17)$$

Substituindo a equação (2.12) em (2.16) obtemos a expressão para o fluxo no indutor acoplado.

$$B_C = \frac{L_C V_{in} DT_S}{2N_C A_C L_C (1 + k)} \quad (2.18)$$

As expressões (2.17) e ((2.18) são fundamentais para o cálculos dos indutores desse projeto.

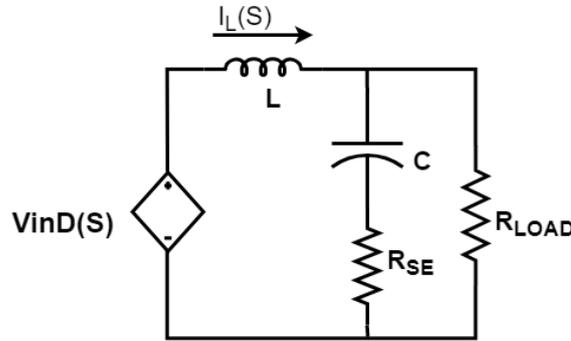
2.1.5 Estrutura de controle

2.1.5.1 Malha de corrente

Para obter a função de transferência $G_I(S)$ em um conversor Buck, operando no modo de condução contínua, pode-se simplificar o conversor para o modelo apresentado na Figura 2.11. Nesse modelo o interruptor e o diodo de roda livre são substituídos por uma fonte de tensão controlado em função da razão cíclica, para assim obter um modelo com parâmetros lineares e assim poder trabalhar no domínio da frequência, que a transformada de Laplace pode ser utilizada em modelos lineares e invariantes no tempo.

A partir desse modelos obtemos o a função de transferência da corrente de saída em função da razão cíclica do conversor, apresentada pela equação (2.19).

Figura 2.11 modelo de pequenos sinais.



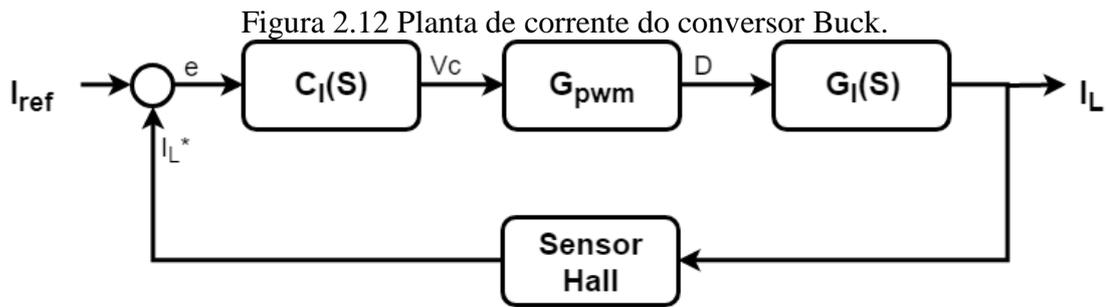
$$G_I(S) = \frac{I_L(S)}{D(S)} = \frac{V_{in} \omega_o^2 (SRC + 1)}{R_o (S^2 + 2\omega_o \xi S + \omega_o^2)} \quad (2.19)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.20)$$

$$\xi = \frac{1}{2RC\omega_o} \quad (2.21)$$

2.1.5.1.1 Controlador de corrente

A malha de corrente do conversor Buck é a malha mais rápida do sistema, ela tem uma uma função importante e quando tratarmos o conversor buck como um carregador de bateria somente estaremos atentos a ela.



As Figura 2.13 e Figura 2.14, apresentam o diagrama de Bode, modulo e fase respectivamente, para a função de transferência da planta de corrente, do controlador de corrente e da função de transferência de laço aberto.

Observando a função de transferência da equação (2.19), observa-se que não há polos na origem, sendo assim somente um controlador com um polo na origem seria suficiente, mas para rejeitar parte dos ruídos foi adicionado uma parte proporcional.

Figura 2.13 Modulo do diagrama de bode.

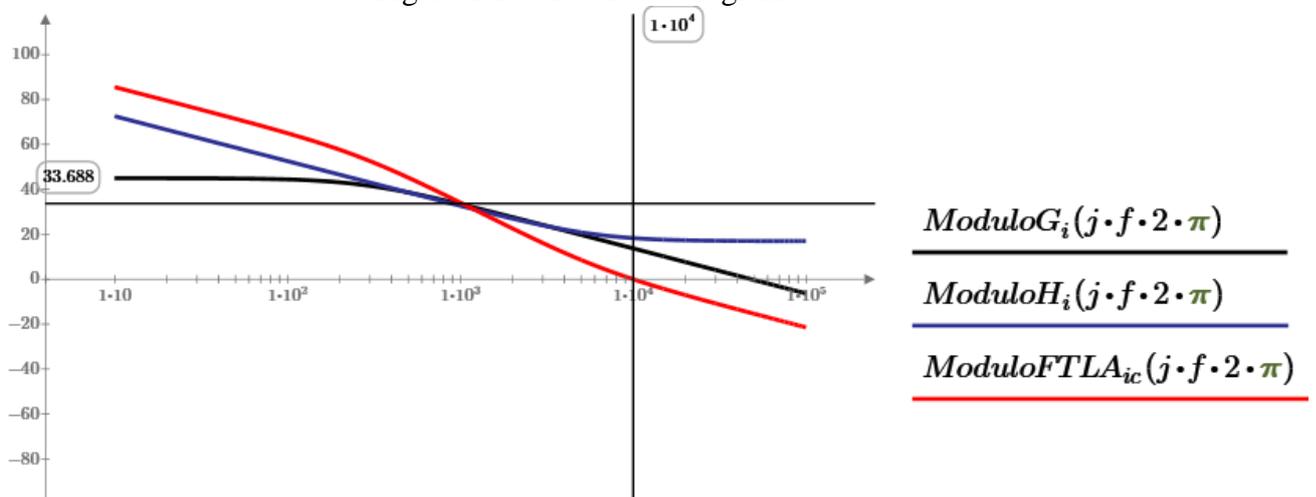
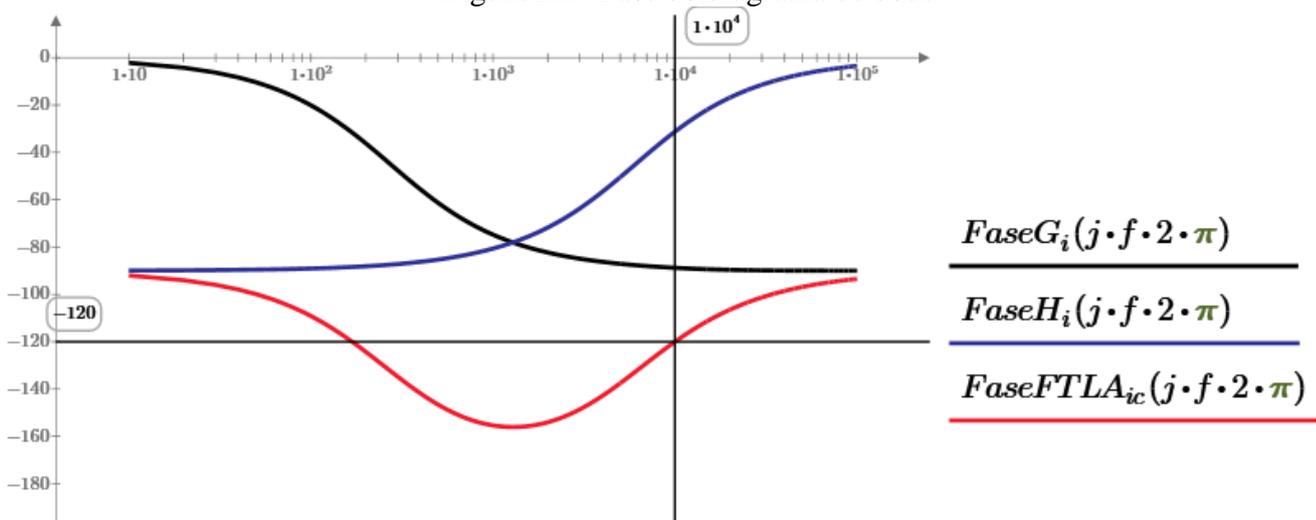


Figura 2.14 Fase do diagrama de bode.

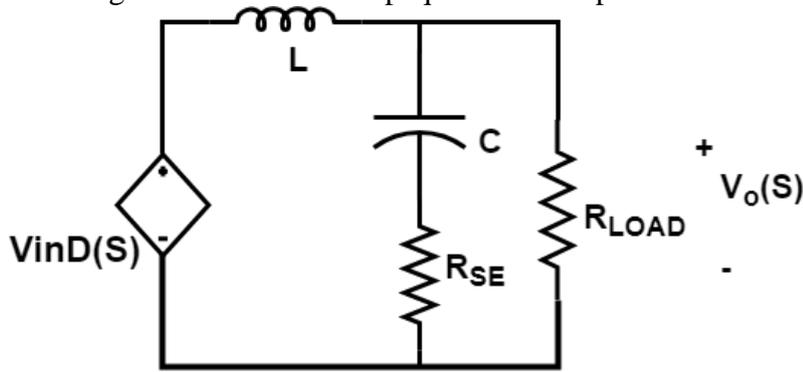


2.1.5.2 Malha de tensão

Para obter a função de transferência $G_V(S)$, equação ((2.22), em um conversor Buck, operando no modo de condução contínua, pode-se simplificar o conversor para o modelo apresentado na Figura 2.15. Nesse modelo o interruptor e o diodo de roda livre são substituídos por uma fonte de tensão controlado em função da razão cíclica.

A partir desse modelos obtemos o a função de transferência de tensão de saída em função da razão cíclica do conversor, apresentada pela equação (2.22).

Figura 2.15 Modelo de pequenos sinais para tensão.

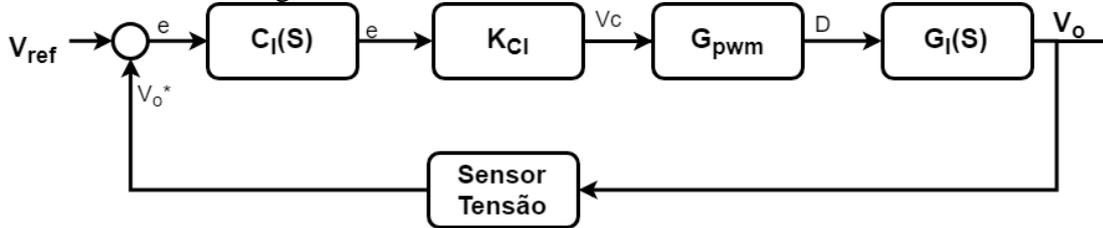


$$G_v(S) = \frac{V_o(S)}{D(S)} = \frac{V_{in}R(SR_{se}C + 1)}{S^2(LC(R_{se} + R) + S(L + RR_{se}C) + R)} \quad (2.22)$$

2.1.5.2.1 controlador de tensão

A malha de tensão do conversor Buck é a malha mais lenta do sistema, ela tem internamente a malha de corrente K_{CI}. Quando utilizamos o conversor Buck como carregador de baterias, essa malha é transformada em apenas um ganho.

Figura 2.16 Planta de tensão do conversor Buck.



As Figura 2.17 e Figura 2.18 apresentam o diagrama de Bode, para a função de transferência da planta de tensão, do controlador de tensão e da função de transferência de laço aberto.

Observando a função de transferência da equação (2.22), não há polos na origem, sendo assim somente um controlador com um polo na origem seria suficiente, mas para rejeitar parte dos ruídos foi adicionado uma parte proporcional.

Figura 2.17 Modulo do diagrama de bode.

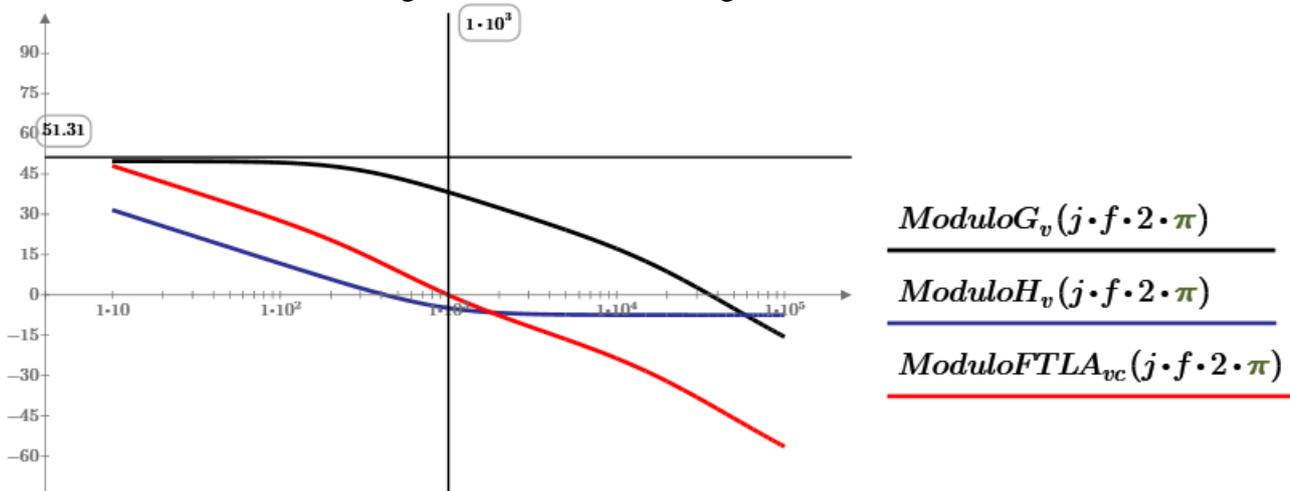
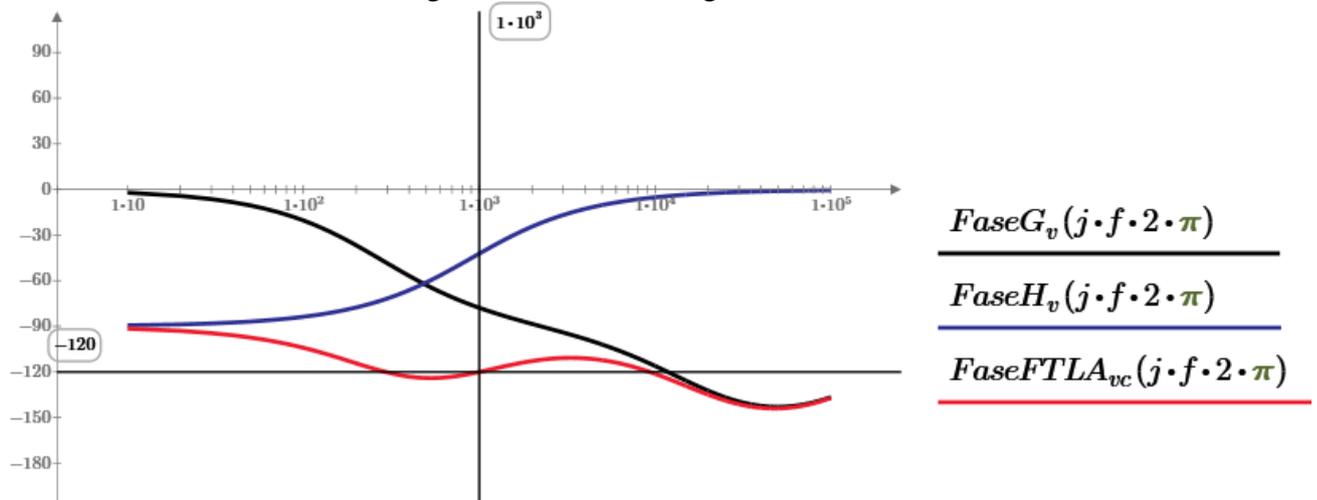


Figura 2.18 Fase do diagrama de bode.



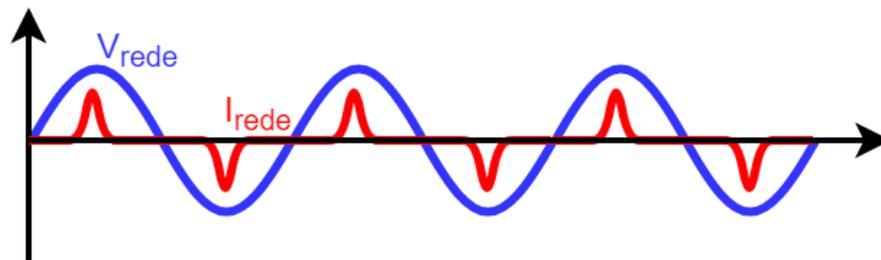
2.1.6 Retificador monofásico com carregador de baterias

Um conversor estático operando como um carregador de bateria necessita de uma fonte de alimentação, para fornecer a corrente contínua da alimentação de entrada é utilizado um retificador monofásico conectado à rede.

Um retificador monofásico tem um baixo fator de potência, pois é uma carga não linear, apresentam defasagem entre a corrente drenada da rede e a tensão da rede, como apresentado na

Figura 2.19 os retificadores monofásicos de onda completa apresentam um fator de potência baixo, aproximadamente 54%.

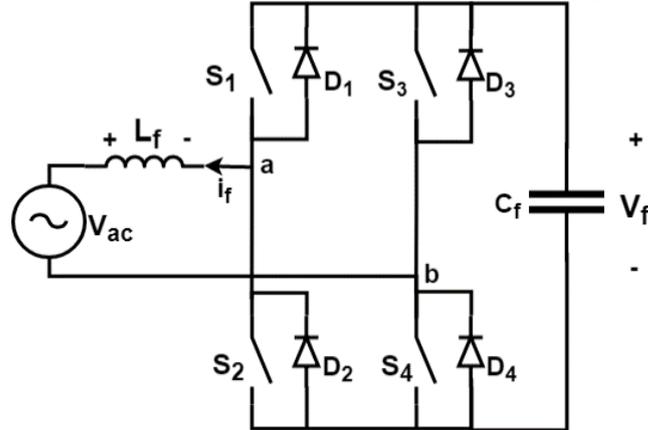
Figura 2.19 Tensão e corrente na entrada do retificador de entrada.



2.2 FILTRO ATIVO MONOFÁSICO

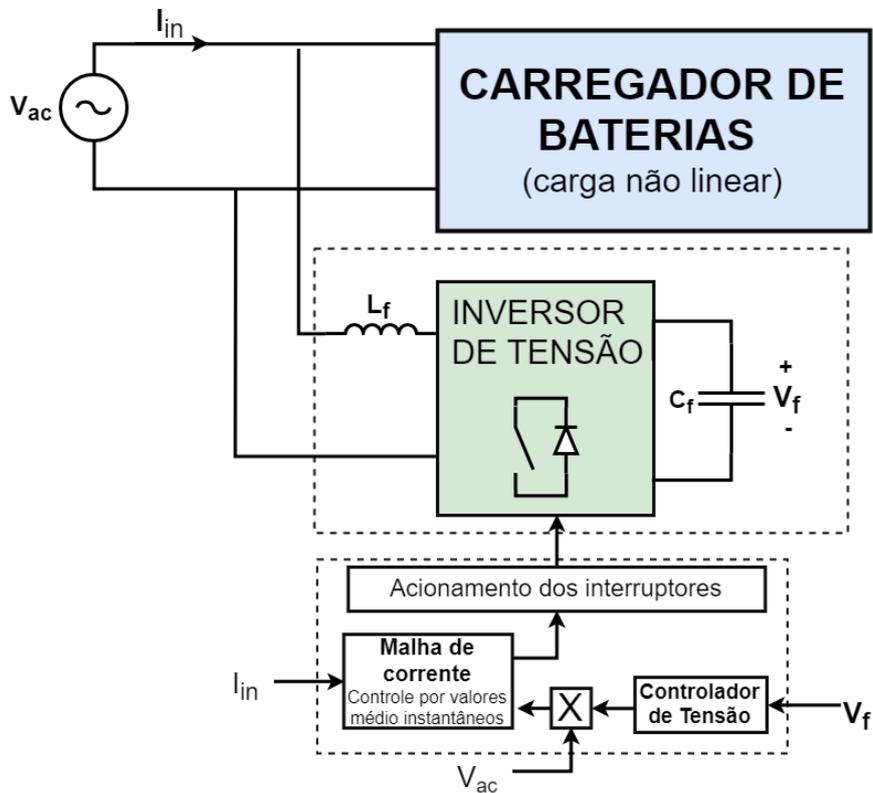
De acordo com [23], para o funcionamento como filtro ativo qualquer conversor bidirecional em corrente pode ser empregado. No entanto, o inversor de tensão em ponte completa é a topologia mais utilizada.

Figura 2.20 inversor de tensão em ponte completa.



Para o utilização do inversor de tensão como filtro ativo, como apresentada em [23], este é conectado em paralelo com a carga não linear. O filtro ativo se comportará como um caminho alternativo por onde irão circular os harmônicos de corrente, de modo que visto pela rede, o conjunto da carga não linear e filtro ativo sejam vistos como uma carga resistiva. A Figura 2.21 apresenta o diagrama de blocos do conjunto carga não linear e filtro ativo.

Figura 2.21 Diagrama de blocos de um inversor de tensão operando como filtro ativo.



2.2.1 Etapas de funcionamento

O filtro ativo operando em três níveis de tensão tem quatro etapas de operação. A primeira etapa de operação (Figura 2.22(a)) ocorre a condução através dos interruptores $S1$ e $S3$, a tensão nos pontos ab é nula, sendo que a corrente fica limitada pela indutância de entrada do filtro ativo. Na segunda etapa de operação (Figura 2.22(b)) o ocorre a condução através dos interruptores $S2$ e $S4$, a tensão nos pontos ab é nula, sendo que a corrente fica limitada pela indutância de entrada do filtro ativo. A

terceira etapa de operação (Figura 2.22(c)) a condução ocorre através dos interruptores $S1$ e $S4$, a tensão nos pontos ab é a tensão do barramento, a corrente irá aumentar progressivamente. A quarta etapa de operação (Figura 2.22 (d)) a condução ocorre através dos interruptores $S2$ e $S3$ tensão nos pontos ab é a tensão do barramento(negativa), a corrente irá aumentar progressivamente.

Figura 2.22 Etapas de funcionamento do filtro ativo [25].

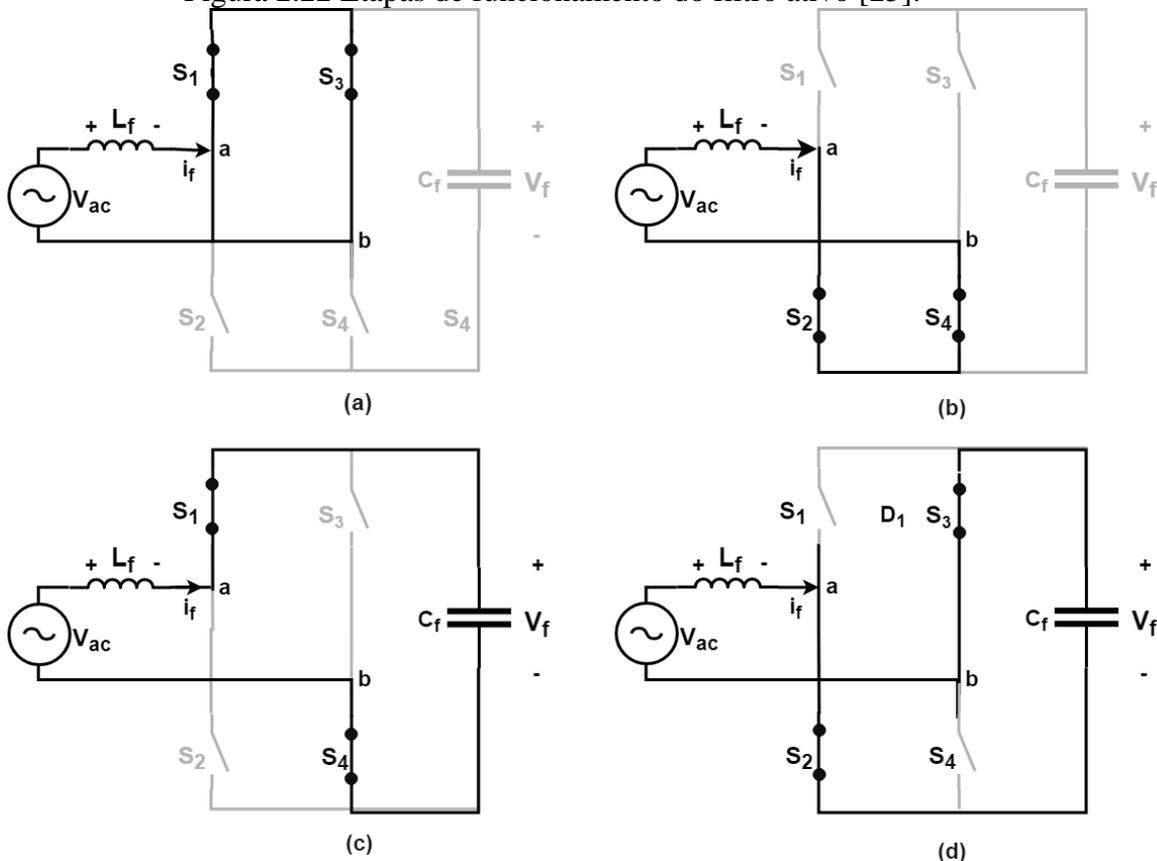
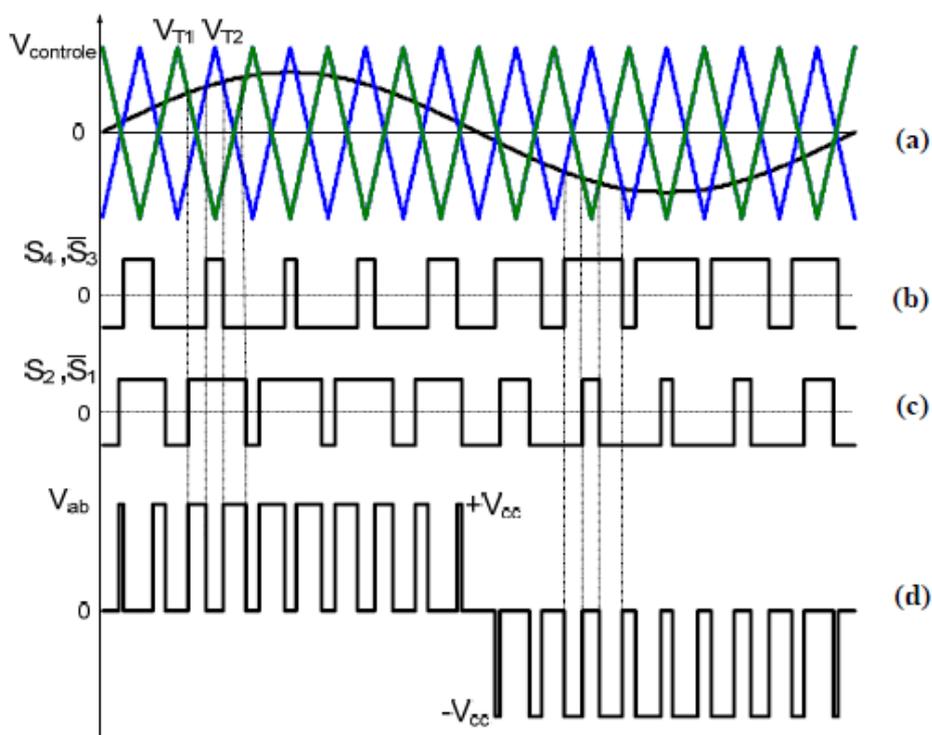


Figura 2.23 Modulação a três níveis: (a) sinal de controle e triangulares de comparação, (b) e (c) comando dos interruptores e (d) tensão na entrada do filtro ativo [24].



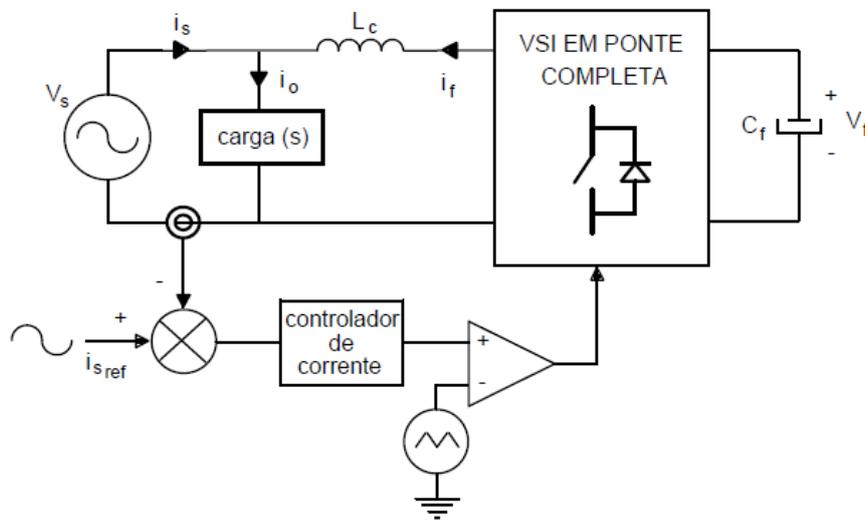
2.2.2 Estratégias de controle

2.2.2.1 Controle da corrente

Essa é a malha que efetivamente faz com que o filtro ativo compense as harmônicas de corrente da carga, impondo uma corrente no filtro ativo ou na rede, de acordo com a estratégia de controle empregada. Esta malha deve ser rápida para que o filtro ativo possa gerar as harmônicas de corrente desejadas [25].

O controle da corrente por valores médios instantâneos consiste na comparação da corrente da rede com uma corrente de referência senoidal, proporcional e em fase com a tensão da rede. O sinal de erro passa por um controlador de corrente, cuja saída é comparada com um sinal triangular, gerando as ordens de comando para os interruptores [23].

Figura 2.24 Diagrama de blocos do controle por valores médios [23].

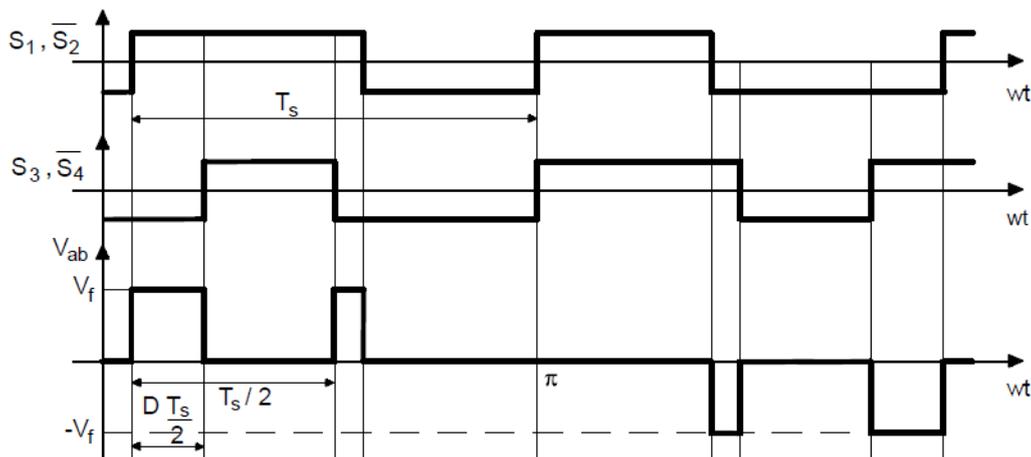


Nessa técnica de controle da corrente, a frequência de chaveamento constante, variando a ondulação de corrente sobre o indutor do filtro ativo. Para esse caso é necessário determinar a ondulação da corrente máxima e mínima.

2.2.2.1.1 Modulação a três níveis de tensão

Na operação com modulação em três níveis a tensão sobre o indutor do filtro ativo varia entre um valor positivo, zero e um valor negativo. A Figura 2.25 apresenta as formas de onda nos interruptores e no indutor.

Figura 2.25 Formas de onda básicas para a modulação a três níveis [23].



$$V_{ab} = \frac{1}{\frac{T_s}{2}} \int_0^{\frac{T_s}{2}} V_f dt = DV_f \quad (2.23)$$

Sabendo que a tensão V_{ab} é a tensão da rede, portanto uma componente senoidal, obtemos (2.24) quando substituído em (2.23).

$$\frac{V_{ab} \sin \omega t}{V_f} = D(t) \quad (2.24)$$

Calcula-se a indutância em função da variação máxima de corrente.

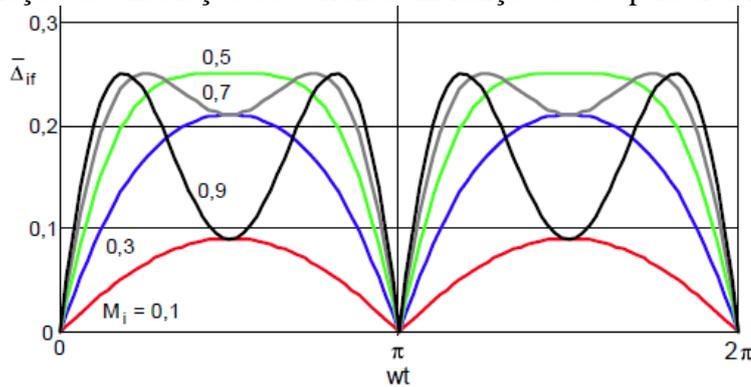
$$V_f - V_{ab} \sin \omega t = L_c \frac{\Delta i_f}{\Delta t} \quad (2.25)$$

Substituindo (2.24) em (2.25) e considerando que $\Delta t = D \frac{T_s}{2}$, obtemos a expressão parametrizada para $0 \leq \omega t \leq \pi$.

$$\overline{\Delta i_f} = \frac{2L_c \Delta i_f}{V_f T_s} = M_i \sin \omega t - (M_i \sin \omega t)^2 \quad (2.26)$$

$$L_c \geq \frac{\overline{\Delta i_{fMAX}} V_f}{2 \Delta i_{fMAX} f_s} \quad (2.27)$$

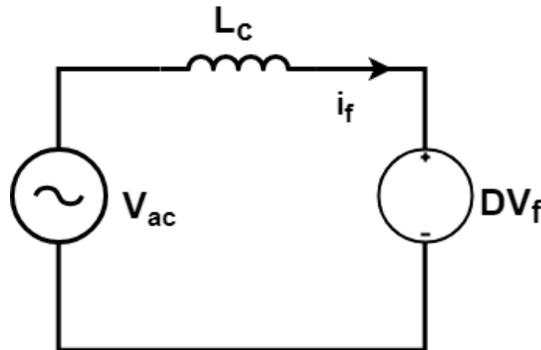
Figura 2.26 Variação da ondulação de corrente em função de ωt para três níveis [23].



2.2.2.1.1.1 Função de transferência para três níveis

Representando o conversor pelo seus valores médios, obtemos o modelo da Figura 2.27 para grandes sinais.

Figura 2.27 Modelo de grandes sinais para três níveis da tensão V_{ab} .



Com o conversor em operação contínua, tem-se a equação (2.28).

$$V_{ac} + L_c \frac{di_f(t)}{dt} = V_f D \quad (2.28)$$

Reescrevendo a equação (2.28) obtém-se a equação (2.29).

$$\frac{di_f(t)}{dt} = \frac{V_f D - V_{ac}}{L_c} \quad (2.29)$$

A obtenção da função de transferência da corrente i_f em relação à variação da razão cíclica D . Logo para pequenas variações na razão cíclica ΔD , tem-se a equação (2.30).

$$\frac{di_f(t)}{dt} + \frac{d\Delta i_f(t)}{dt} = \frac{V_f(D + \Delta D) - V_{ac}}{L_c} \quad (2.30)$$

Comparando as equações (2.29) e ((2.30), obtém-se a equação (2.31).

$$\frac{d\Delta i_f(t)}{dt} = \frac{V_f \Delta D}{L_c} \quad (2.31)$$

A função de transferência da malha de corrente, operando em dois níveis é obtida aplicando-se a transformada de Laplace na equação(2.31).

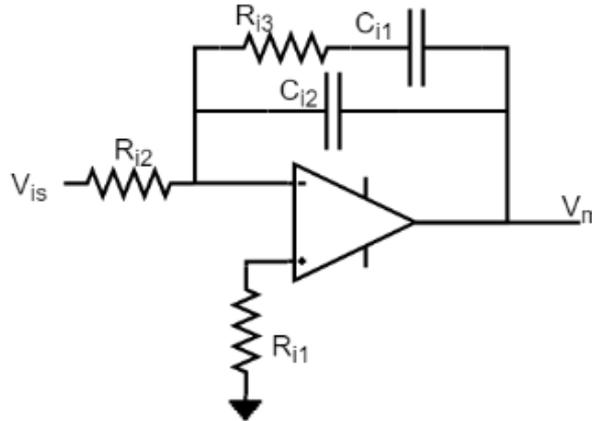
$$G_i(S) = \frac{\Delta i_f(S)}{\Delta D(S)} = \frac{V_f}{S L_c} \quad (2.32)$$

A equação (2.32) é a função de transferência da malha de corrente em dois níveis.

2.2.2.1.1.2 Controlador de corrente

O controlador de dois pólos e dois zeros é empregado para o controle de corrente, é apresentado na Figura 2.28. A função de transferência do controlador é a equação (2.33).

Figura 2.28 Controlador de corrente.



$$H_i(S) = \frac{V_m}{V_{is}} = \frac{-(1 + S R_{i1} C_{i1})}{S R_{i2} (C_{i1} + C_{i2}) (1 + S R_{i3} \frac{C_{i1} C_{i2}}{C_{i1} + C_{i2}})} \quad (2.33)$$

A função de transferência de malha aberta da corrente, representada pela equação (2.34).

$$FTMA_i(S) = \frac{K_{is}}{V_{Tpico-pico}} G_i(S) H_i(S) \quad (2.34)$$

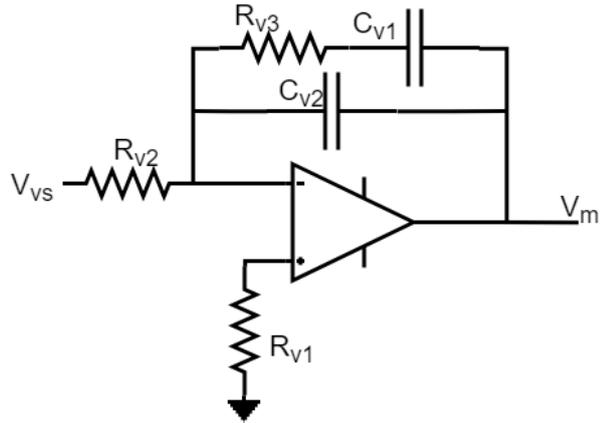
2.2.2.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC DO FILTRO ATIVO

Na operação do filtro ativo, o valor médio da tensão no barramento CC deve ser mantido constante e seu valor instantâneo deve ser superior ao valor de pico da tensão da rede, para que o filtro ativo processe apenas potência reativa.

A malha de tensão deve ser bastante lenta pois ela atua na amplitude da corrente senoidal que é drenada da rede e, sendo assim, se esta malha for rápida ela fará com que a corrente senoidal drenada da rede distorça devido ao surgimento picos de corrente de diferentes amplitudes e de distorções na corrente de referência.

O controlador de dois pólos e dois zeros é empregado para o controle de corrente, Figura 2.29. A equação (2.35) representa o controlador de corrente.

Figura 2.29 Controlador de corrente.



$$H_V(S) = \frac{V_m}{V_{is}} = \frac{(1 + SR_{v1}C_{v1})}{SR_{v2}(C_{v1} + C_{v2})(1 + SR_{v3} \frac{C_{v1}C_{v2}}{C_{v1} + C_{v2}})} \quad (2.35)$$

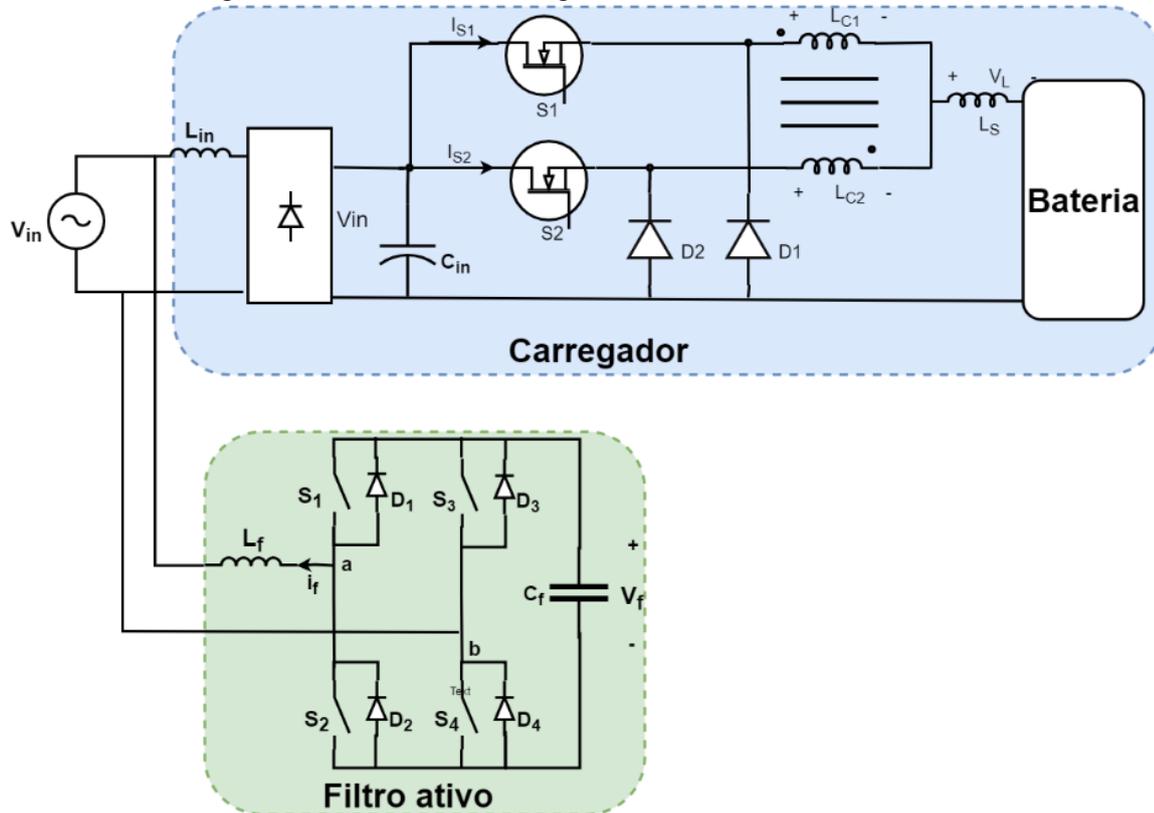
A função de transferência de malha aberta da tensão é apresentada na equação (2.36).

$$FTMA_V(S) = \frac{K_{is}}{V_{Tpico-pico}} G_V(S) H_V(S) \quad (2.36)$$

3 CARREGADOR DE BATERIAS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA EMPREGANDO FILTRO ATIVO

Nesse capítulo será apresentado um carregador de baterias de Íon-Lítio, com um elevado fator de potência. Para realizar a estrutura do carregador de utilizando um conversor Buck com *Interleaved*, e a estrutura de correção de fator de potência será realizada com um filtro ativo considerando o Buck como sua carga não linear, conforme apresentado na Figura 3.1.

Figura 3.1 Estrutura do carregador de bateria com filtro ativo.



3.1 Procedimentos de projeto do conversor BUCK como carregador de baterias

3.1.1 Conversor Buck

O carregador de baterias será especificado para bancos de bateria de 13 células em série, nominalmente 48V. Definiremos as seguintes especificações para o projeto do carregados de baterias:

Tabela 3-1Especificações do carregador de baterias.

Especificações de projeto do carregador de baterias

Tensão de entrada	$V_{in} = 311V$
Potência de saída	$P_{out} = 1500W$
Corrente máxima de saída	$I_{o_max} = 32A$
Tensão mínima de saída	$V_{o_min} = 39V$
Tensão máxima de saída	$V_{o_max} = 54.6V$
Ondulação máxima de corrente	$\Delta I_o = 32A$
Frequência de chaveamentos	$f_s = 50kHz$

A partir dos dados de especificação do carregador de baterias pode-se obter os valores máximos da razão cíclica, equação (3.1) e a razão cíclica mínima

$$D_{max} = \frac{V_{o_max}}{V_{in}} = 0.176 \quad (3.1)$$

$$D_{min} = \frac{V_{o_min}}{V_{in}} = 0.116 \quad (3.2)$$

3.1.1.1 Indutores

A partir dos valores máximos da ondulação de corrente na saída, pode-se definir o indutor acoplado, equação (3.3), e o indutor de saída, equação (3.4). A modelagem desses dois indutores foi apresentada no capítulo anterior.

$$L_{acoplado} = \frac{V_{o_max}}{\Delta I_o(1+k)f_s} = 588\mu H \quad (3.3)$$

$$L_{saída} = \frac{V_{in}(1-2D_{min})D_{min}}{2\Delta I_o f_s} - \frac{L_{acomplado}(1-k)}{2} = 289\mu H \quad (3.4)$$

3.1.1.2 Controlador de corrente

O projeto do controle do conversor Buck como carregador de baterias, é realizado somente através de um controlador de corrente, tendo em vista que a tensão de saída será a tensão da bateria que está sendo carregada, após atingir o valor máximo de tensão da bateria o controlador será saturado e assim a tensão permanecerá constante.

A função de transferência da planta de corrente do carregador de baterias, equação(3.5).

$$G_i(s) = \frac{V_{in}}{sL} \quad (3.5)$$

A função de transferência de laço aberto da planta de corrente não controlada, equação (3.6) leva em consideração o ganho do sensor de corrente, equação (3.7) e o ganho do PWM, equação (3.8).

$$FTLA_{inc}(s) = K_i G_i(s) K_{pwm} \quad (3.6)$$

$$K_i = 0.125V/A \quad (3.7)$$

$$K_{pwm} = \frac{1}{3.3} = 0.303 \quad (3.8)$$

A partir das características da planta apresentada na equação (3.5) que possui um integrador, ou seja é estável, portanto um simples controlador do tipo PI á será suficiente para controlar a planta.

$$H_i(s) = \frac{K_i(s + \omega_{zi})}{s} \quad (3.9)$$

A equação (3.10) refere-se ao cálculo do ganho do controlador PI de corrente, e a equação(3.11) é referente a zero do controlador.

$$K_{ci} = \frac{1}{\text{Modulo}FTLA_{inc} \frac{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2}}{\omega_{ci}}} = 4.757 \quad (3.10)$$

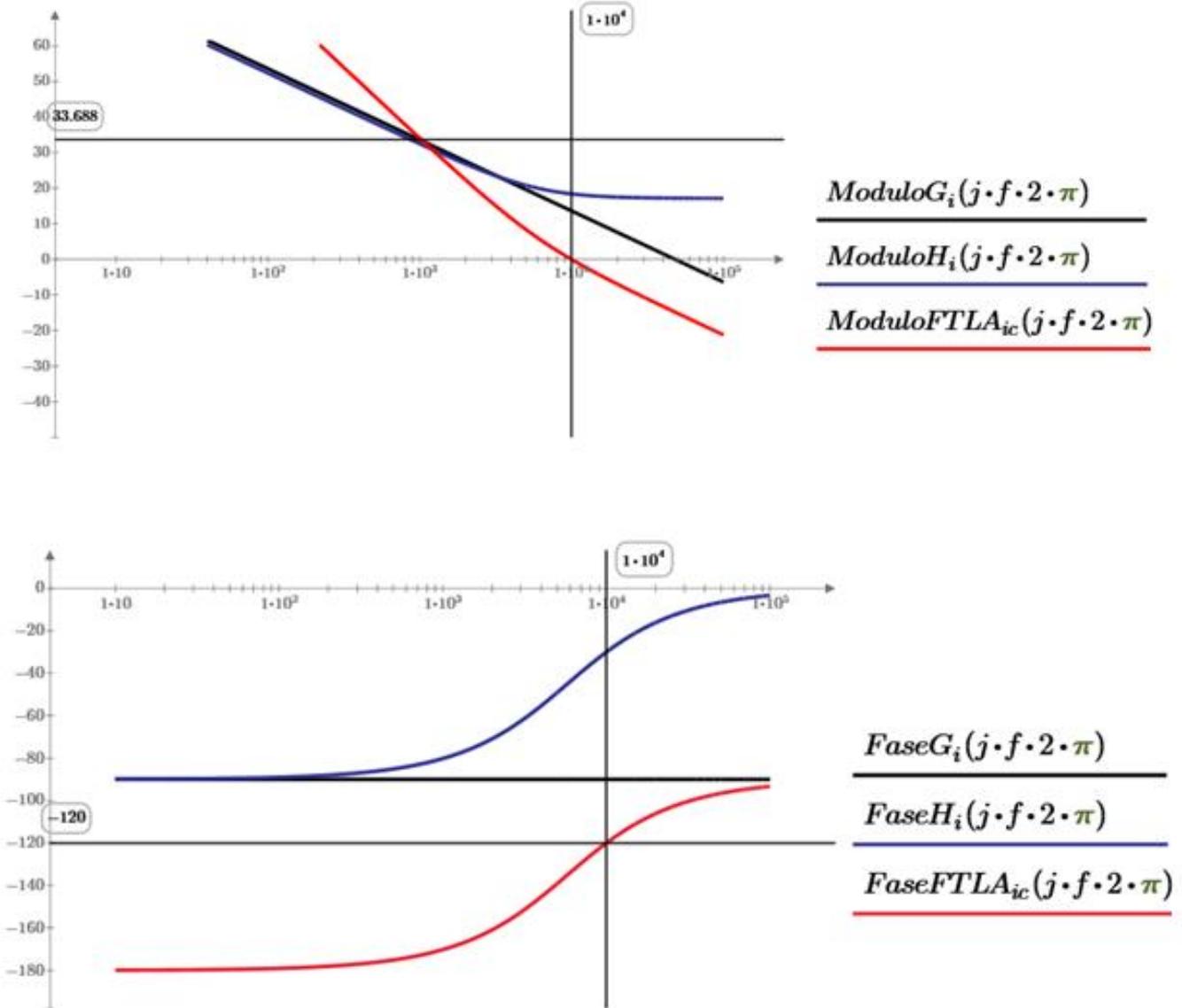
$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{ci}}{\tan(\frac{-\pi}{6} - \text{Fase}FTLA_{inc})} = 3.62810^4 \quad (3.11)$$

A equação (3.12) é a função de transferência de laço aberto da corrente controlada.

$$FTLA_{ic}(s) = K_i G_i(s) K_{pwm} H_i(s) \quad (3.12)$$

Foi traçado o diagrama de Bode da planta, controlador e da função de transferência de mala aberta da corrente controlada na Figura 3.2. A frequência de cruzamento é de 10kHz e a margem de fase é de 120°.

Figura 3.2 Diagrama de bode da planta de corrente e controlador de corrente.



3.2 Filtro ativo paralelo

O filtro ativo compensará como carga o conversor Buck, 1500W. O filtro ativo paralelo apresenta as seguintes especificações de projeto.

Tabela 3-2 Especificações do filtro ativo paralelo

Especificações do projeto do filtro ativo

Tensão de entrada	$V_{in} = 311V$
Potência da carga	$P_o = 1500W$
Tensão de barramento	$V_f = 400V$
Frequência da rede	$f_{rede} = 60Hz$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50kHz$

Supondo que o conjunto carregador e filtro ativo sejam visto pela rede como uma carga resistiva que tem como resultado uma corrente de entrada senoidal em fase com a tensão da rede, seu valor de pico será calculado na Equação(3.13).

$$I_{in_pico} = \frac{2P_o}{V_{in}} = 9.646A \quad (3.13)$$

A máxima ondulação de entrada de corrente no indutor, foi definida como 20% da corrente de pico de entrada.

$$\Delta i_{fMAX} = 0.2I_{in\text{pico}} = 1.929A \quad (3.14)$$

A relação entre a tensão de pico da rede e a tensão de barramento é o índice de modulação. Para suprir a demanda de corrente a tensão no barramento deve ser superior a tensão da rede, garantido um fluxo de corrente reativa. O índice de modulação é calculado pela equação (3.15).

$$M_i = \frac{V_{in}}{V_f} = 0.778 \quad (3.15)$$

A ondulação da corrente é obtida a partir da Equação (2.26), da variação da ondulação de corrente em função de ωt para três níveis.

$$\Delta i_{fp}(\theta) = 0.251 \quad (3.16)$$

A indutância do filtro ativo paralelo é obtida a partir da Equação ((2.27), considerando a ondulação de corrente parametrizada, e apresentada pela equação ((3.18)

$$L_f = \frac{\Delta i_{fp} V_f}{\Delta i_{fMAX} 2f_s} = 520\mu H \quad (3.17)$$

Um valor aproximado para o capacitor de barramento pode ser obtido por:

$$C_f = \frac{Q_{filtro}}{f_{rede}(V_{f,max}^2 - V_{f,min}^2)} = 1.8mF \quad (3.18)$$

3.2.1.1 Malha de corrente

A função de transferência é calculada de acordo com a Equação (2.32), assim é obtida a função de transferência de laço aberto, equação ((3.19).

$$FTLA_{inc}(s) = K_i G_{if}(s) K_{pwm} \quad (3.19)$$

O ganho do sensor de corrente é apresentado por:

$$K_i = 0.125V/A \quad (3.20)$$

O ganho do pwm é:

$$K_{pwm} = \frac{1}{3.3} = 0.303 \quad (3.21)$$

O ganho do controlador de corrente, é encontrado por:

$$K_i = \frac{1}{ModuloFTLA_{inc} \frac{\sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_{zi}^2}}{\omega_{ci}}} = 2.124 \quad (3.22)$$

O polo do controlador é:

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{ci}}{\tan(\frac{-\pi}{6} - FaseFTLA_{inc})} = 3.62810^4 \quad (3.23)$$

A equação (3.24, representa o controlador de corrente do filtro ativo paralelo

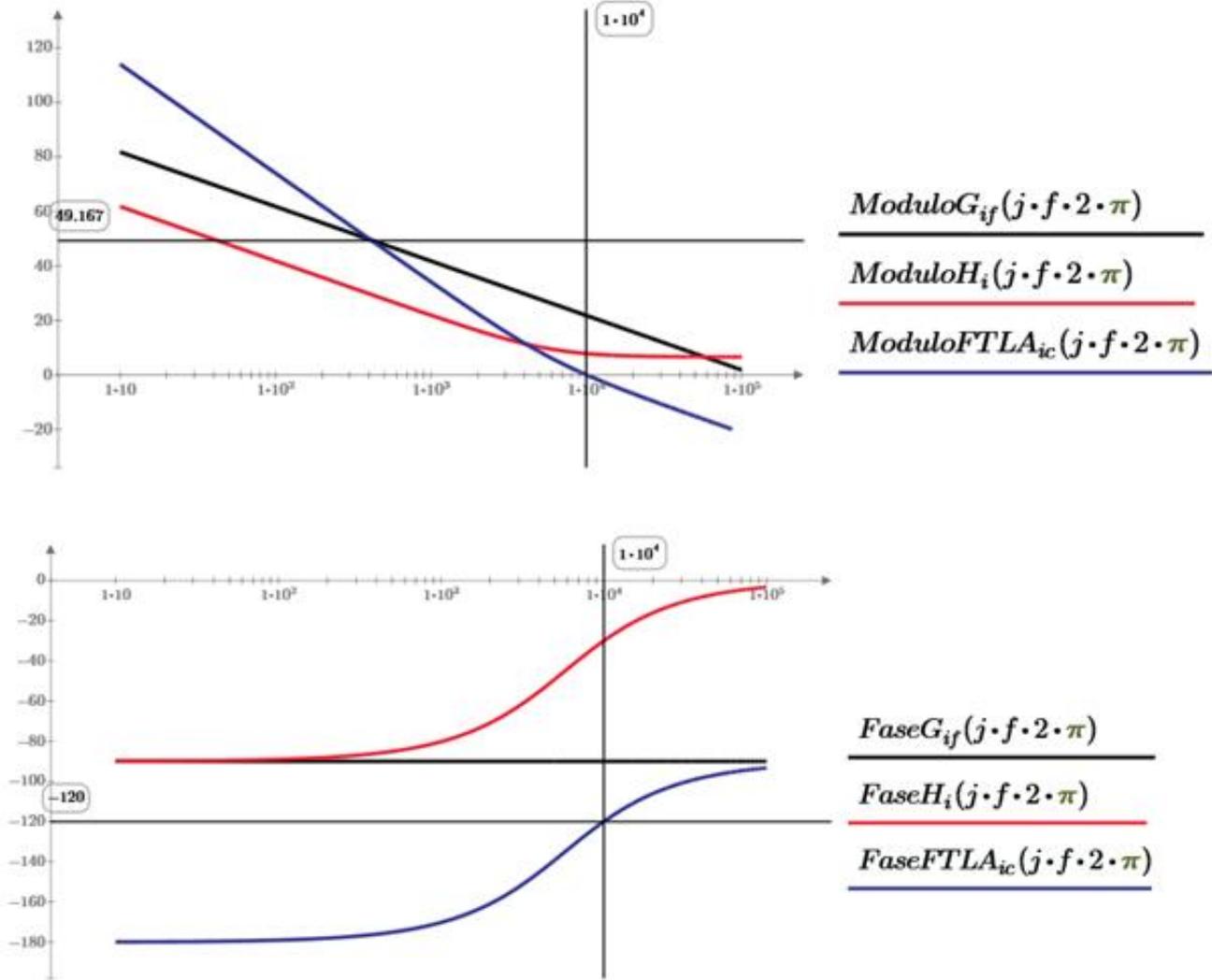
$$H_i(s) = \frac{K_i(s + \omega_{zi})}{s} \quad (3.24)$$

A função de transferência de laço aberto da corrente controlada, é dada por:

$$FTLA_{ic}(s) = K_i G_i(s) K_{pwm} H_i(s) \quad (3.25)$$

A Figura 3.3 apresenta o diagrama de bode do modulo e fase da planta de corrente, do controlador de corrente e da função de transferência de laço aberto da corrente controlada. Pode-se observar que a FTLA é estável, tendo margem de fase de 60°.

Figura 3.3 Diagrama de bode da malha de corrente do filtro ativo.



3.2.1.2 Malha de tensão

A função de transferência da malha de tensão do filtro ativo, equação ((3.26).

$$G_{vf}(s) = \frac{(2D - 1)}{sC_f} \quad (3.26)$$

A equação ((3.27), é a função de transferência de laço aberto da tensão não controlada.

$$FTLA_{vnc}(s) = K_v G_{vf}(s) K_{pwm} |FTLA_{inc}(\omega_{cv})| \quad (3.27)$$

O ganho do sensor de tensão, é representado por:

$$K_v = \frac{5}{400} = 0.013V/V \quad (3.28)$$

O ganho do PWM é representado pela equação ((3.29).

$$K_{pwm} = \frac{1}{3.3} = 0.303 \quad (3.29)$$

O controlador de tensão é um simples controlador PI, como mostra a equação ((3.32), tendo o seu ganho e seu polo representados pelas equações (3.31) e ((3.30) respectivamente.

$$K_{cv} = \frac{\omega_{cv}}{\text{ModuloFTLA}_{vnc} \sqrt{\omega_{cv}^2 + \omega_{zv}^2}} = 8.656 \quad (3.30)$$

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{ci}}{\tan\left(\frac{-\pi}{6} - \text{FaseFTLA}_{inc}\right)} = 181.38 \quad (3.31)$$

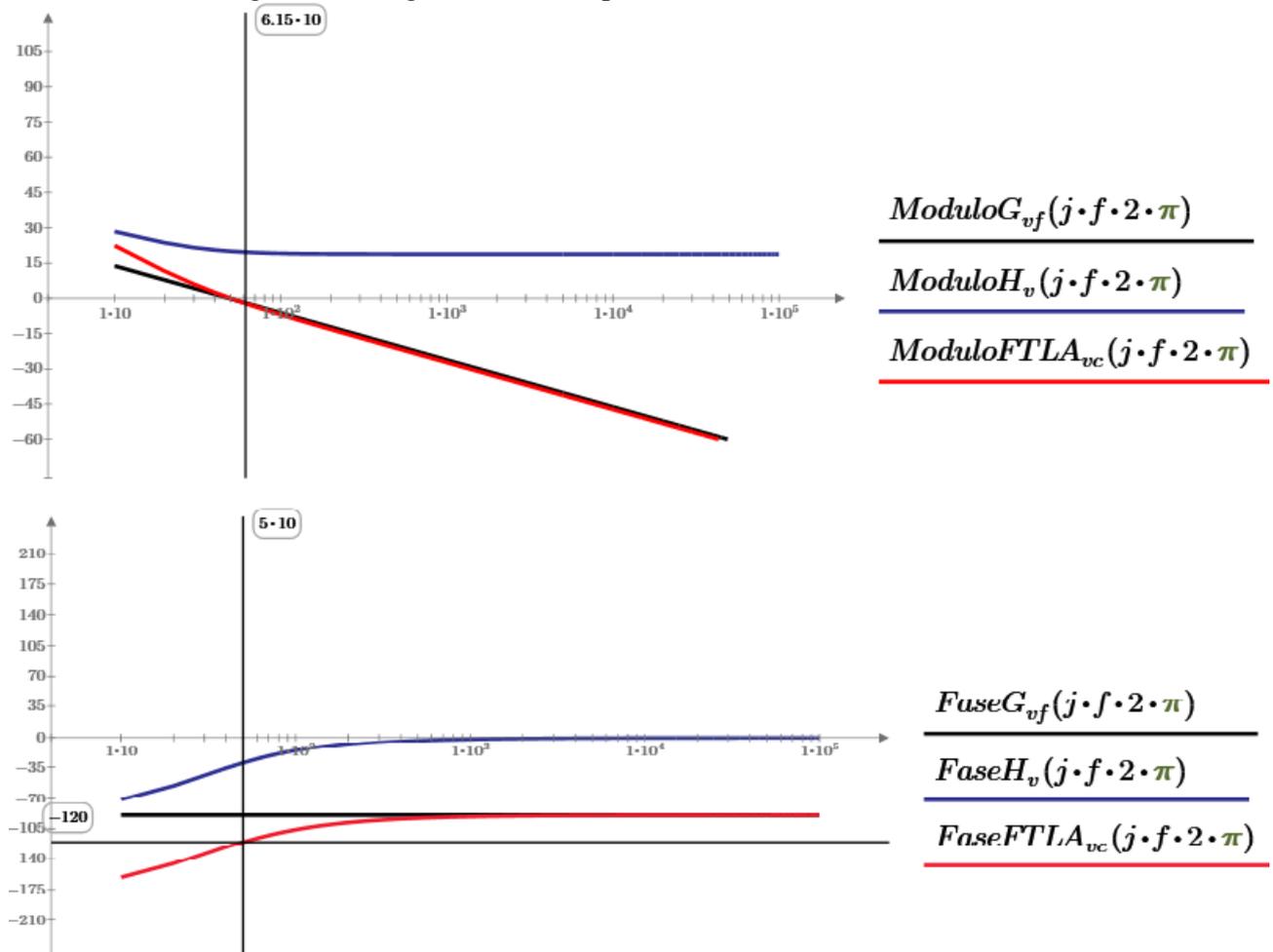
$$H_v(s) = \frac{K_v(s + \omega_{zv})}{s} \quad (3.32)$$

A função de transferência de laço aberto da tensão controlada é apresentada conforme a equação (3.33).

$$FTLA_{vc}(s) = K_v G_v(s) K_{pwm} H_v(s) \quad (3.33)$$

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de bode do modulo e fase da planta de tensão, do controlador de tensão e da função de transferência de laço aberto da tensão controlada. Pode-se observar que a FTLA é estável, tendo margem de fase de 60° no seu cruzamento por zero.

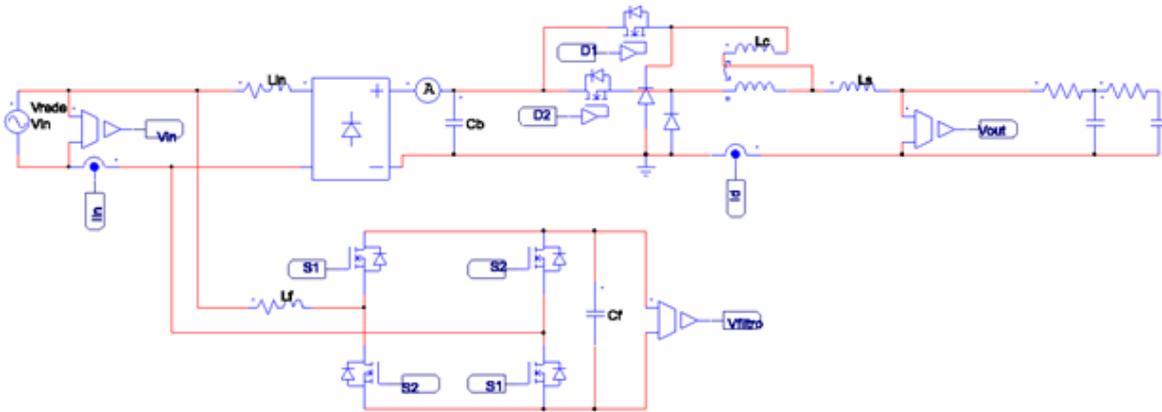
Figura 3.4 Diagrama de Bode para malha de tensão do filtro ativo.



3.3 Resultado das simulações

O protótipo proposto nesse capítulo, foi simulado para os estágios de potência e controle atuando conjuntamente, demonstrado na Figura 3.5. As simulações foram realizadas utilizando o software PSIM (versão 9.1), para a análise qualitativa e quantitativa de toda a estrutura.

Figura 3.5 Simulação do carregador de baterias com filtro ativo paralelo.



A Figura 3.6 apresenta o controlador da corrente do filtro ativo, que irá corrigir o fator de potência visto pela rede. O primeiro estágio consiste em um controlador de tensão do barramento como apresentado na Figura 3.7.

Figura 3.6 Controlador do filtro ativo.

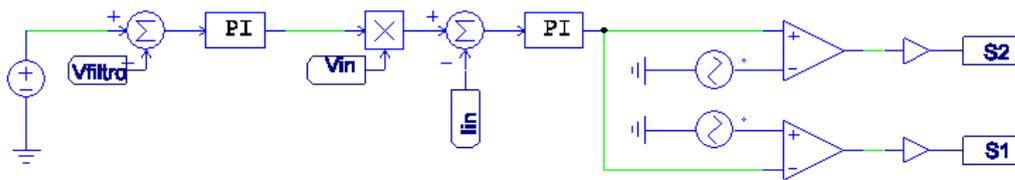
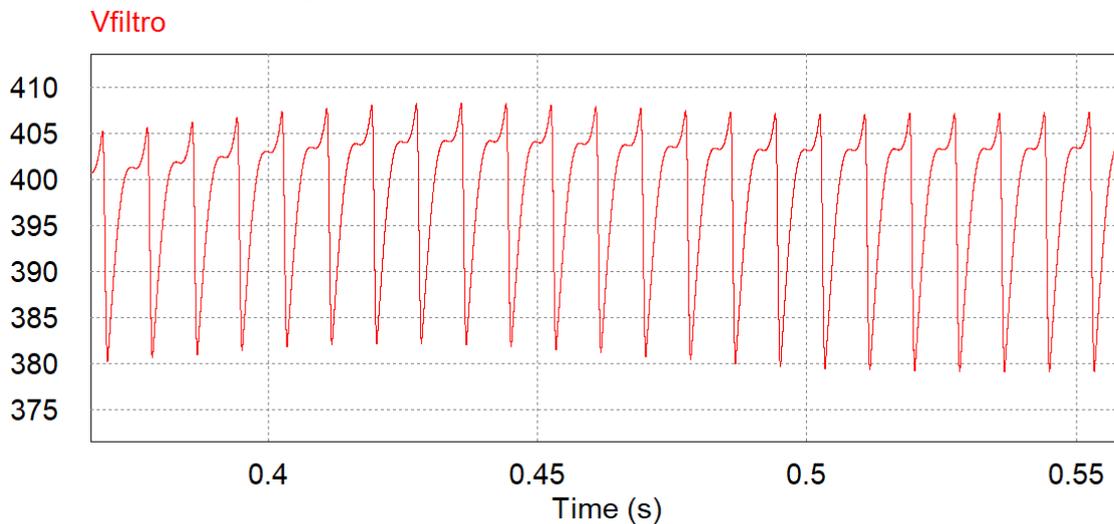


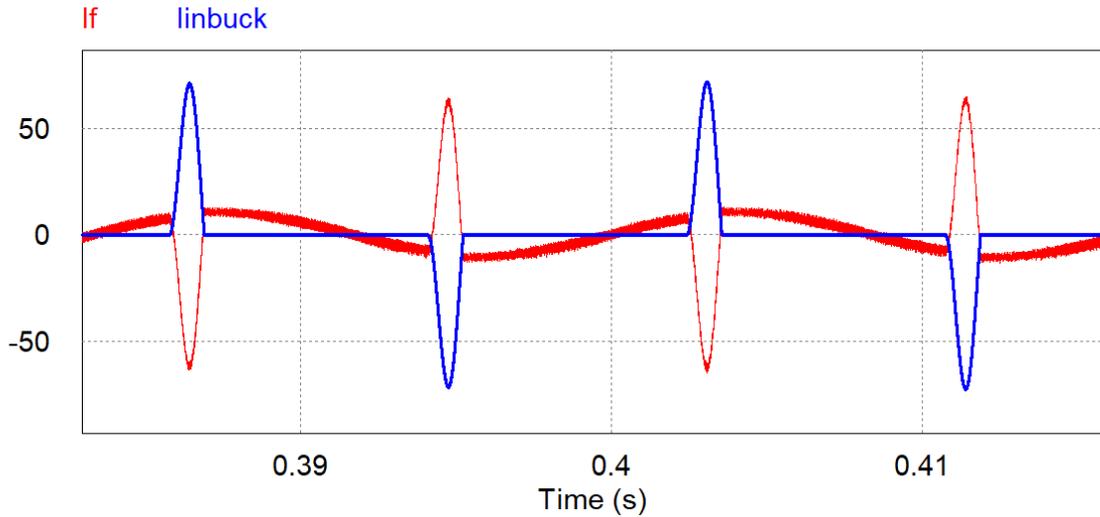
Figura 3.7 Tensão no barramento do filtro ativo.



A saída desse controlador de tensão de barramento é multiplicada por uma amostra da tensão senoidal da rede, essa será a referência para o controlador de corrente. O controlador de corrente terá uma referência senoidal e um sinal de realimentação da corrente que entra no protótipo, sendo o erro a diferença dos dois.

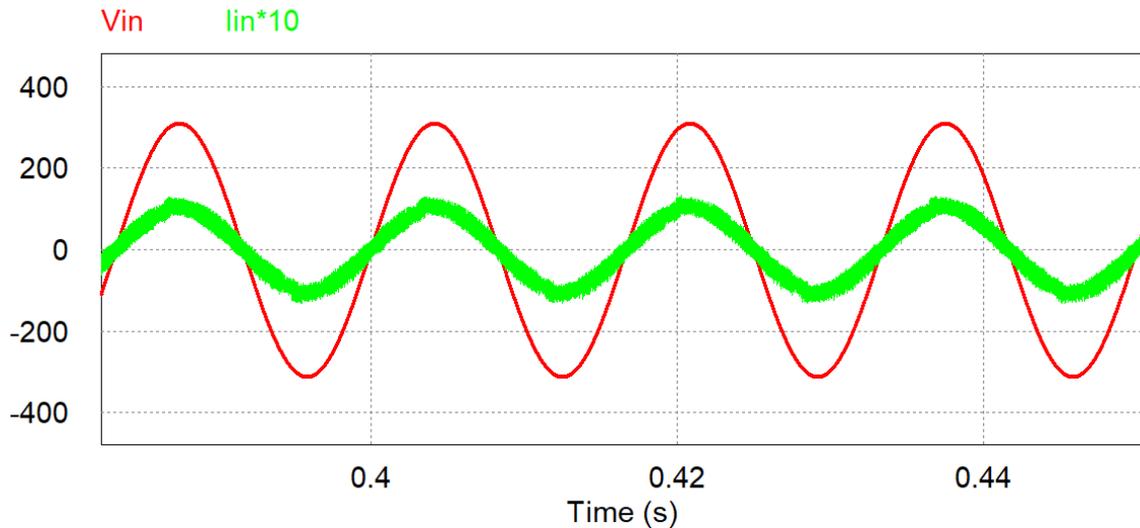
A Figura 3.8 apresenta a corrente de entrada do carregador de baterias e a corrente de compensação do filtro ativo, que tende a compensar a defasagem de corrente do carregador de baterias. A saída do controlador será um sinal que será complementar para cada par de interruptores do filtro ativo.

Figura 3.8 Corrente na entrada do conversor Buck e corrente compensada pelo filtro ativo.



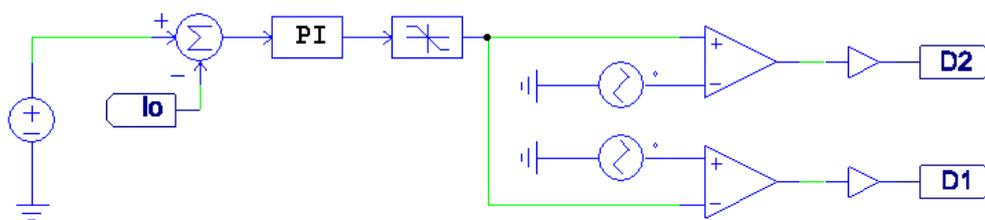
A corrente compensada resultante do filtro ativo, apresentada na Figura 3.9 é uma corrente em fase com a tensão da rede, com fator de potência de 98.8%.

Figura 3.9 Tensão e corrente na entrada do carregador com filtro ativo.



O controlador de corrente do carregador de baterias é um simples controlador PI, como apresentado na equação (3.9). O controlador tem um limitador para garantir a limitação de tensão na saída. Os sinais de acionamento dos interruptores são defasados em 180° entre eles.

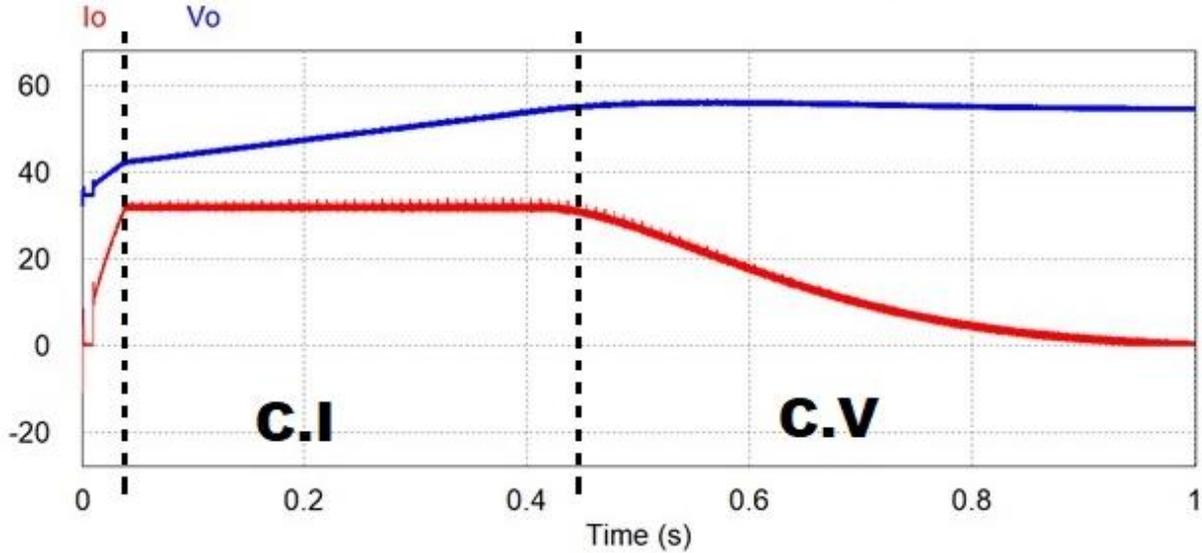
Figura 3.10 controlador do carregador de baterias.



A Figura 3.11 apresenta a simulação do processo de carga de uma bateria de ion-lítio, o processo de carga é dividido em duas etapas uma primeira etapa com corrente constante (C.I) e uma segunda etapa quando a bateria atinge sua tensão máxima (C.V). A primeira etapa se inicia com a tensão inicial de carga sendo de 39V e a corrente permanece constante na corrente nominal de 32A, essa etapa

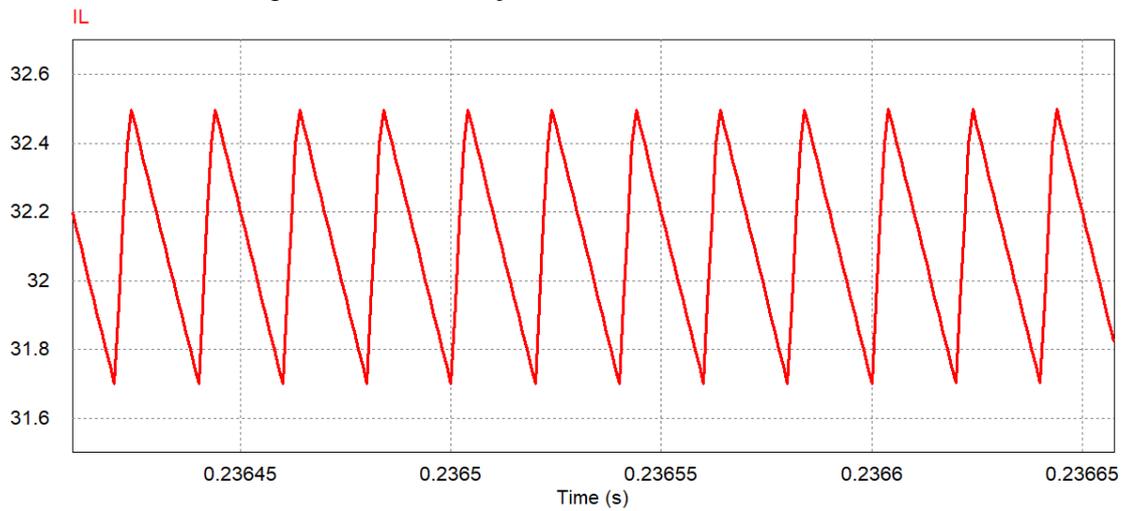
permanece até que tensão máxima da bateria de 54.9V seja atingida. Então se inicia a segunda etapa do processo de carga, o controlador limita a tensão a tensão máxima de carga e a corrente de carga vai lentamente decaindo com o tempo até se tornar nula, chegando assim no fim do processo de carga das baterias.

Figura 3.11 Curvas de tensão e corrente do Buck como carregador de baterias.



A ondulação de corrente na saída, como mostrada na Figura 3.12 atende os requisitos de ondulação de corrente de projeto apresentados na Tabela 3-1.

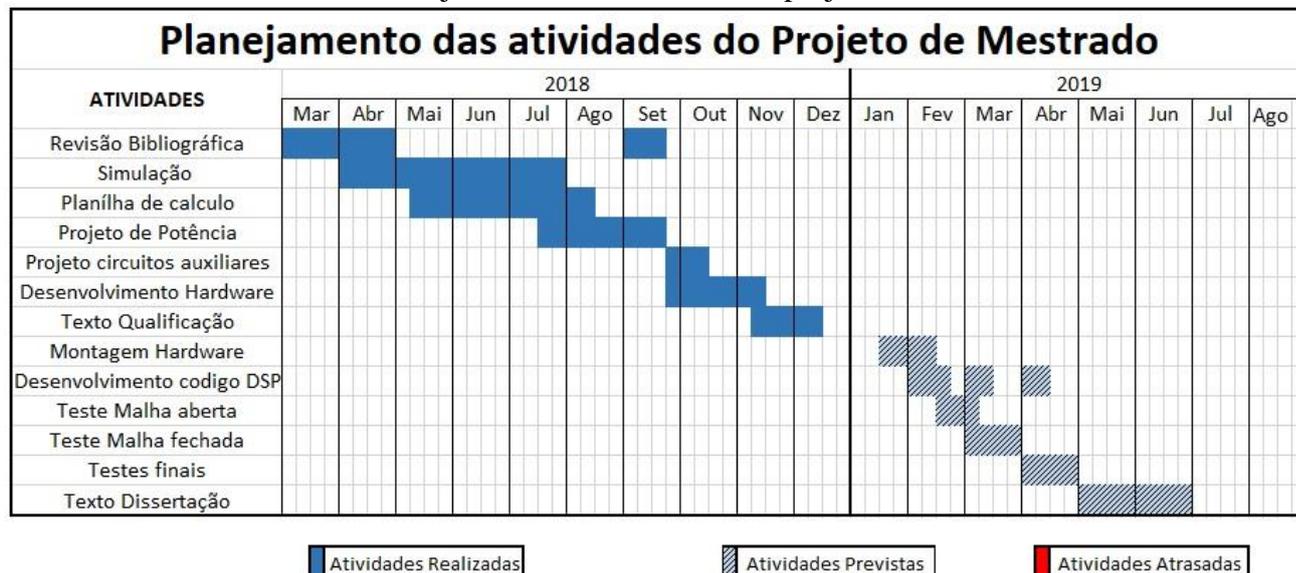
Figura 3.12 Ondulação de corrente na saída.



4 PLANEJAMENTO ATIVIDADES

O projeto de mestrado será realizado de acordo com o Cronograma da Tabela 3, onde é especificado a demanda de tempo, o tempo nas atividades realizadas e atrasadas para o projeto de mestrado.

Tabela 3 Planejamento das atividades do projeto de mestrado.



Cada uma das etapas das atividades propostas, abrangerá as seguintes atividades:

- Revisão Bibliográfica: Revisão bibliográfica de trabalhos que investiguem sistemas de carregamento de bateria, sistemas de correção de fator de potência e sistemas de carregamento de baterias com correção de fator de potência;
- Simulação: Simulações de topologias de interesse e investigação da topologia mais adequada para esse trabalho;
- Planilha de cálculo: Cálculos preliminares dos componentes e sistema de controle para aprimorar as simulações;
- Projeto de potência: Cálculo dos esforços nos componentes e projeto dos indutores;
- Projeto circuitos auxiliares: Projeto de fontes, circuitos de compatibilização de sinais dos sensores e circuito de acionamento das chaves.
- Desenvolvimento Hardware: Desenvolvimento do PCB.
- Montagem Hardware: Montagem da PCB e indutores.
- Teste em Malha aberta: Testes preliminares com controle em malha aberta, de cada uma das estruturas (carregador e filtro ativo) em separado;
- Teste em Malha fechada: Testes preliminares com controle em malha fechada, de cada uma das estruturas (carregador e filtro ativo) em separado;
- Testes Finais: Teste da estrutura operando em conjunto, teste do conversor como carregador de baterias;
- Texto da Dissertação: Conclusão do texto da dissertação;

5 REFERÊNCIAS

- [1] M. Brandl, H. Gall, M. Wenger, V. Lorentz e M. Giegerich, “Batteries and Battery Management Systems for Electric Vehicles,” *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition*, vol. 1, nº 1, pp. 971-977, 2012.
- [2] N. Nirmal-Kumar C. Nair, Battery energy storage systems: Assessment for smallscale renewable energy integration., Energy and Buildings., 2010.
- [3] 18650batterystore, “18650batterystore,” [Online]. Available: <https://www.18650batterystore.com/Samsung-18650-p/samsung-30q.htm>. [Acesso em 03 Dezembro 2018].
- [4] H. Bergveld, “Battery Management Systems Design by Modelling,” *Philips Research Laboratories Eindhoven2001*, p. 328, 2001.
- [5] “Analysis of Battery Charger Topologies for an Electric Vehicle,” em *13th Biennial Baltic Electronics Conference* , Tallinn, 2012.
- [6] M. Yilmaz e T. K. Philip, “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 28, nº 5, pp. 2151-2170, 2013.
- [7] D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya, A. De La Parra, N. Butcher e O. Apeldoorn, “Ultra-Fast DC-Charge Infrastructures for EV-Mobility and Future Smart Grids,” *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*, vol. 1, nº 1, pp. 1-9, 2010.
- [8] S. Abinaya, Sivaranjani e S. Suja, “Methods of Battery Charging with Buck Converter Using Soft-Switching Techniques,” *Bonfring International Journal of Power Systems and Integrated Circuits*,., vol. 1, nº 1, pp. 20-26, 2011.
- [9] F. Hong, J. Liu, B. Ji, J. Wang e C. Wang, “Interleaved Dual Buck Full-Bridge Three-Level Inverter,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*,., vol. 31, nº 2, pp. 964-975, 2016.
- [10] o. Yoshiya e I. Jun-Ichi, “A Novel Single-Phase Buck PFC AC–DC Converter With Power Decoupling Capability Using an Active Buffer,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*,., vol. 50, nº 3, pp. 1905-1915, 2014.
- [11] S. Vijayalakshmi , E. Arthika e G. P. Shanmuga, “Modeling and Simulation of Interleaved Buck-Converter with PID Controller,” *Sponsored 9th International Conference on Intelligent Systems and Control*, vol. 1, nº 1, pp. 978-985, 2015.
- [12] X. Xu, W. Liu e A. Q. Huang, “Two-Phase Interleaved Critical Mode PFC Boost Converter With Closed Loop Interleaving Strategy,” *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 24, nº 12, pp. 3003-3015, 2009.
- [13] K. Seonghye e K. Feel-soon, “Multifunctional Onboard Battery Charger for Plug-in Electric Vehicles,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*,., vol. 62, nº 6, pp. 3460-3474, 2015.
- [14] L. T. Jakobsen, O. Garcia, P. Alou, J. A. cobos e M. A. Andersen, “Interleaved Buck Converter with Variable Number of Active Phases and a Predictive Current Sharing Scheme,” *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2008.
- [15] I. M e R. Dhanalakshmi, “Investigations on Multiphase Modified Interleaved Buck Converters for High Step Down Voltage,” *International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications*, 2017.
- [16] F. G. S., A. J. Pomilio e G. Spiazzi, “Modeling and Control Design of the Interleaved Double Dual Boost Converter,” *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 60, nº 8, pp. 3283-3292, 2013.
- [17] IEEE, “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,” IEEE, New York, 1993.

- [18] IEC, “IEC 61000-3-2 Harmonics Standards Overview,” SCHAFFNER, Edsion, 2006.
- [19] IEEE, “Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, n° 6, pp. 1025-1034, 1989.
- [20] DNAEE, “PORTARIA DNAEE Nº 1.569,” Brasília, 1993.
- [21] F. Pöttker de souza e I. Barbi, “A Unity Power Factor Buck Pre-Regulator with Feedforward of the Output Inductor Current,” *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, n° 1, pp. 1130-1136, 1999.
- [22] L. Bo, J.-z. Lu e Y. Zhang, “Application of Parallel Active Filter for the Electric Vehicle AC Charge Spots,” *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 978-982, 2012.
- [23] F. P. D. SOUZA, “CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA PARA INSTALAÇÕES DE BAIXA POTÊNCIA EMPREGANDO FILTROS ATIVOS,” UFSC, Florianópolis, 2000.
- [24] M. D. P. FENILI, “ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO PARALELO MONOFÁSICO DE 8kVA,” UFSC, Florianópolis, 2007.
- [25] D. LINDEKE, PROJETO DE UM FILTRO ATIVO PARALELO DE 1kVA USANDO TÉCNICAS DE CONTROLE ANALÓGICO E, Florianópolis: UFSC, 2003.
- [26] Voltaplex, “Voltaplex,” [Online]. Available: <https://voltaplex.com/13s11p-46.8v-31.68ah-li-ion-18650-battery-pack-panasonic-pf-cuboid>. [Acesso em 7 Dezembro 2018].
- [27] I. Barbi e D. C. Martins, *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados*, Florianópolis: Edição dos autores, 2006.
- [28] D.-o. Cha, J.-E. Baek, Y.-M. Cho, K.-c. Ko e W.-C. Lee, “Development of *Interleaved* buck converter using soft-switching for High current Applications,” *IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference*, 2014.
- [29] M. Hirakawa, Y. Watanabe, M. Nagano, K. Andoh, “High Power DC/DC Converter using Extreme Close-Coupled Inductors aimed for Electric Vehicles,” *The 2010 International Power Electronics Conference*, vol. 1, 2010.
- [30] I. Barbi, *Modelagem de conversores CC empregando modelo médio e espaço de estados*, Florianópolis: Edição do Autor, 2015.
- [31] V. Seetharaman e P. M. Subramanian, “An efficient soft switching buck converter scheme for charging lead acid battery from,” *JOURNAL OF RENEWABLE AND SUSTAINABLE ENERGY*, n° 9, 2017.
- [32] J. Wibben e R. Harjani, “A High-Efficiency DC–DC Converter Using 2 nH Integrated Inductors,” *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 43, n° 4, pp. 844-855, 2008.
- [33] A. Suja, S. Sivakumar e P. S. Ramkumar, “Modified *Interleaved* Buck Converter Implementation for Higher Step-Down Conversion Ratio,” em *IEEE Sponsored 2nd International Conference on Innovations in Information Embedded and Communication Systems*, 2016.
- [34] T. Tien Ha, D.-Y. Chung, D. Park, H.-S. Lee e J.-W. Lee, “A Buck DC-DC Converter Using Automatic PFM/PWM Mode Change for High-Efficiency Li-Ion Battery Charger,” em *International SoC Design Conference*, Korea, 2014.
- [35] T. Jalakas, I. Roasto e D. Vinnikov, “Analysis of Battery Charger Topologies for an Electric Vehicle,” em *Biennial Baltic Electronics Conference*, Tallinn, 2012.
- [36] M. a. R. Licea, F. a. P. Pinal e A. I. B. Gutierrez, “A Reconfigurable Buck, Boost, and Buck-Boost Converter: Unified Model and Robust Controller,” *Mathematical Problems in Engineering*, p. 8, 2018.

- [37] M. Ilic e D. Maksimovic, “*Interleaved Zero-Current-Transition Buck Converter*,” *Interleaved Zero-Current-Transition Buck Converter*, vol. 43, n° 6, pp. 1619-1628, 2007.
- [38] M. hirakawa, M. nagano, Y. Watanabe e K. Ando, “High Power Density *Interleaved DC/DC Converter* using a 3-phase Integrated Close-Coupled Inductor Set aimed for Electric Vehicles,” *Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2452-2457, 2010.
- [39] C. Ying-Chun , “High-Efficiency ZCS Buck Converter for Rechargeable Batteries,” *TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 57, n° 7, pp. 2463-2473, 2010.
- [40] B. Samet, R. Soydan, K. K. Shafiuzzaman e B. Malabika, “Control of the Single Phase Parallel Active Filter under Weak Grid Voltages,” *IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems* , 2014.
- [41] P.-L. Wong, Q. Wu, X. Peng , Y. Bo e C. L. Fred, “Investigating Coupling Inductors in the Interleaving QSW VRM,” *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 973-980, 2000.
- [42] S. Utz e J. Pforr, “Operation of multi-phase converters with coupled inductors at reduced numbers of phases,” *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 10, 2011.
- [43] IEEE, “APPLICATION OF IEEE STD 519-1992 HARMONIC LIMITS,” 2006.
- [44] L. Congzhi, L. Weiqun, W. Lingyan , H. Guangdi, M. Luping e R. Bingyu, “A new method of modeling and state of charge estimation of the battery,” *Journal of Power Sources*, pp. 320-332, 2016.
- [45] I. Husain, *ELECTRIC and HYBRID VEHICLES in Design Fundamentals*,, New York: Taylor & Francis, 2005.
- [46] A. Emadi, *Electric Vehicles*, in *Handbooks of Automotive Power Electronics and motor drives*, Chicago USA: Taylor&Francis, 2006.
- [47] S.-H. Isaac Scott, “Battery Energy153-179 Storage, in *Large Energy Storage Systems Handbook*,” 2011, pp. 153-179.