

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
ENGENHARIA ELÉTRICA – HABILITAÇÃO EM SISTEMAS ELETRÔNICOS**

Thales Ribeiro Zangirolami

**SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE ENERGIA CC DE
BAIXA POTÊNCIA – DIMENSIONAMENTO E CONTROLE**

**Juiz de Fora
2016**

Thales Ribeiro Zangirolami

**SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE ENERGIA CC DE
BAIXA POTÊNCIA – DIMENSIONAMENTO E CONTROLE**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador Prof. Dr. Henrique A. C. Braga

**Juiz de Fora
2016**

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Zangirolami, Thales Ribeiro.

Sistema de alimentação ininterrupta de energia CC de baixa potência - Dimensionamento e controle / Thales Ribeiro Zangirolami. -- 2017.

64 f. : il.

Orientador: Henrique A. C. Braga

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -

Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de

Engenharia, 2017.

1. Sistema de Energia Ininterrupta. 2. UPS. 3. Buck/Boost. 4. Conversor Bidirecional. 5. Controle. I. Braga, Henrique A. C., orient.
II. Título.

Thales Ribeiro Zangirolami

**SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE ENERGIA CC DE
BAIXA POTÊNCIA – DIMENSIONAMENTO E CONTROLE**

Trabalho de conclusão de curso de graduação apresentado à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovado em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. Eng. - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Pedro Santos Almeida, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora

Frederico Toledo Ghetti, M. Eng.
Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pela saúde e força de vontade. Agradeço aos meus pais, Maria de Lourdes Ribeiro Zangirolami e José Mário Ribeiro Zangirolami, pelo afeto, carinho, conselhos e principalmente por me proporcionar o caminho para o conhecimento durante todos esses anos apesar das mais diversas dificuldades.

À minha irmã, Thayara, pelo companheirismo, dedicação e convivência diária harmoniosa, por tornar o cotidiano mais prazeroso e por estar sempre presente.

Ao Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, pelo interesse em ajudar, pelo apoio técnico, compreensão e por me transmitir seus conhecimentos.

Ao Prof. Pedro Almeida, pelo apoio teórico e pela atenção;

A todos os amigos que contribuíram de alguma forma com esse trabalho, principalmente Matheus, Márcio, Luiz, Rafael e Lucas.

Aos meus avôs e avós por terem tornado minha infância mais prazerosa e por terem contribuído pelo que sou hoje.

RESUMO

O presente trabalho apresenta um estudo sobre um Sistema Ininterrupto de Energia destinado à alimentação CC de cargas de baixa potência alimentadas pela rede elétrica CA. O sistema é constituído de um conversor estático CC-CC bidirecional que possui uma fonte independente de energia baseada em uma bateria chumbo-ácido de 6 V. Com o intuito de garantir maior vida útil à bateria, além da potência de saída necessária à carga, é realizado um estudo do conversor bidirecional e seus métodos de funcionamento. Em seguida, são propostos dois compensadores para atuarem no controle digital dos conversores que integram o sistema CC-CC bidirecional. A simulação computacional do sistema e os cálculos matemáticos de auxílio ao projeto dos compensadores foram realizados empregando-se o PSIM e o MATLAB, respectivamente. Tendo em vista a implementação de um protótipo experimental, são calculados e dimensionados todos os componentes necessários ao funcionamento do Sistema de Energia Ininterrupta CC proposto.

Palavras-chave: 1. Sistema de Energia Ininterrupta. 2. *Buck* 3. *Boost* 4. Conversão Bidirecional

ABSTRACT

The present work describes a study about an Uninterruptible DC Power Supply (UPS) system devised to feed low power loads primarily tied to the AC mains. The system consists of a bi-directional dc-dc static converter that has an independent power source based on a lead-acid battery of 6 V. To guarantee a longer battery life, besides voltage level and the output power required for the load, a bi-directional converter is proposed and its methods of operation are described. Next, two compensators are proposed to integrate the digital control system that regulates the whole bi-directional dc-dc system. The simulation of the full system and the mathematical calculations concerning the design of the digital compensators were carried out by means of PSIM and MATLAB, respectively. Aiming the implementation of an experimental prototype, all the components required for the operation of the proposed Low Power DC Uninterruptible Power System are calculated and designed.

Keywords: 1. Uninterruptible Power System. 2. *Buck* 3. *Boost* 4. Bidirecional Conversion

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Esquema do Sistema Ininterrupto de Energia proposto.....	2
Figura 2.1 - UPS Rotativa.....	5
Figura 2.2 - UPS Híbrida.....	5
Figura 2.3 - UPS Online.....	6
Figura 2.4 - UPS Off-line.....	7
Figura 2.5 - UPS Estática Off-line CC.....	8
Figura 2.6 - SITOP UPS 1600.....	9
Figura 2.7 - SITOP UPS 500.....	9
Figura 2.8 - Sistema proposto em (INOUE, 2012).....	10
Figura 2.9 - Esquema proposto em (ROSEMBACK, 2004).....	10
Figura 2.10 - Modelo do conversor bidirecional conectado na bateria.....	11
Figura 3.1 - Esquema completo do Sistema Ininterrupto de Energia proposto.....	13
Figura 3.2 - Topologias básicas dos conversores estáticos CC - CC: (a) Conversor <i>buck</i> e (b) Conversor <i>boost</i>	15
Figura 3.3 - Etapas de funcionamento do Conversor CC - CC Bidirecional: (a) Etapa <i>buck</i> e (b) Etapa <i>boost</i>	17
Figura 3.4 - Formas de onda da Tensão e Corrente no limite entre MCC e MCD durante a Etapa <i>buck</i> (a) e Etapa <i>boost</i> (b).....	17
Figura 3.5 - Fases de carga de um carregador ideal para baterias de 6V.....	20
Figura 3.6 - Algoritmo para determinar o modo de operação.....	21
Figura 3.7 - Primeira fase de carga.....	22
Figura 3.8 - Segunda fase de carga.....	22
Figura 4.1 – (a) Circuito Etapa <i>buck</i> , (b) circuito equivalente durante o período de condução de S_1 e (c) circuito equivalente durante o período de bloqueio de S_1	24
Figura 4.2 – (a) Circuito Etapa <i>boost</i> , (b) circuito equivalente durante o período de condução da chave S_2 e (c) circuito equivalente durante o período de bloqueio de S_2	26
Figura 4.3 - Representação da Margem de Fase e Margem de Ganho no diagrama de Bode.....	28
Figura 4.16 - Importando os parâmetros para a ferramenta SISOTOOL.....	29
Figura 4.4- Diagrama de Bode do conversor <i>buck</i> (azul), diagrama de Bode do Sistema compensado (amarelo) e resposta ao degrau do sistema compensado.....	29
Figura 4.5- Diagrama de Bode do Conversor <i>boost</i> (azul), diagrama de Bode do Sistema compensado (amarelo) e resposta ao degrau do sistema compensado.....	31
Figura 4.6 - Corrente e tensão na bateria.....	33
Figura 4.7 - Tensão na saída do conversor <i>boost</i>	33
Figura 4.8 - Corrente na Bateria x Corrente de referência.....	34
Figura 4.9 - Corrente sobre a carga (Modem).....	34
Figura 4.10 - Corrente sobre o indutor - Etapa <i>buck</i>	35
Figura 4.11 - Corrente sobre o indutor - Etapa <i>boost</i>	35
Figura 4.12 - Disparo <i>buck</i> (azul) x <i>boost</i> (vermelho).....	35

Figura 4.13 - Diagrama de Blocos do Controle Digital.....	36
Figura 4.14 - Forma de Onda PWM.....	36
Figura 4.15 - Diagrama de Bloco de controle simplificado do conversor <i>buck</i>	37
Figura 4.17 - Diagrama de Bode de $G(s)$ (azul), diagrama de Bode do Sistema compensado (amarelo).....	38
Figura 4.18 - Resposta ao Degrau na Frequência Discreta.....	39
Figura 4.19- Diagrama de Bode de $G(s)$ (azul), diagrama de Bode do Sistema compensado (amarelo).....	41
Figura 4.20 - Resposta ao Degrau na Frequência Discreta.....	41
Figura 5.1 - Bitola de fio permitida em função da frequência.....	44
Figura 5.2 - Modelo do MOSFET IRF640.	45
Figura A.1 - Conversor Bidirecional.	50
Figura A.2 - Controle <i>Boost</i>	50
Figura A.3 - Controle <i>Buck</i>	51
Figura A.4 - Circuitos complementares.....	51

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Margem de Fase e Frequência de Corte para o controle <i>Buck</i>	29
Tabela 4.2 - Margem de Fase e Frequência de Corte para o controle <i>Boost</i>	31
Tabela 4.3 - Parâmetros do conversor CC-CC <i>Buck</i>	32
Tabela 4.4 - Parâmetros do conversor CC-CC <i>Boost</i>	32
Tabela 5.1 - Parâmetros do Indutor	43
Tabela 5.2 - Parâmetros do núcleo EE-30/15/7	44
Tabela 5.3 - Parâmetros da Bateria.....	46

ABREVIATURAS E ACRÔNIMOS

UPS	Uninterruptible Power Supply
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
FTMA	Função de transferência de malha aberta
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por largura de pulso)
ADC	Analog Digital Converter (Conversor Analógico Digital)

SIMBOLOGIA

V_{fonte}	Fonte CC que alimenta a UPS
V_B	Tensão da interna bateria de chumbo-ácido
V_{BB}	Tensão do modelo de bateria de chumbo-ácido
v_L	Tensão sobre o indutor
I_{LBuck}	Corrente no indutor no modo <i>buck</i>
I_{LBoost}	Corrente no indutor no modo <i>boost</i>
t_{on}	Tempo que o transistor permanece fechado
t_{off}	Tempo que o transistor permanece aberto
f_S	Frequência de chaveamento
T_S	Período do chaveamento
P_o	Potência do conversor
L	Indutor
C	Capacitor
R_{carga}	Resistência da carga
R_B	Resistência da bateria
d	Razão cíclica
D	Razão cíclica no estado permanente
MF	Margem de fase
MG	Margem de ganho
ω_{CF}	Frequência de cruzamento
A	Matriz de estado
B	Matriz de entrada
C	Matriz de saída
y	Vetor de saída
x	Vetor de estado
G_{Boost}	Função de transferência do conversor <i>boost</i>
G_{Buck}	Função de transferência do conversor <i>buck</i>
L_{Lef}	Corrente eficaz no indutor
N	Número de espiras do indutor
$A_{efetiva}$	Área efetiva da bitola do fio do indutor

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	1
1.1.	MOTIVAÇÃO	1
1.2.	VISÃO GERAL DO SISTEMA	1
1.3.	OBJETIVO DESTE TRABALHO	2
1.4.	ESTRUTURA DO TRABALHO	3
2.	SISTEMA DE ENERGIA ININTERRUPTA	4
2.1.	INTRODUÇÃO	4
2.2.	TIPOS DE UPS	4
2.2.1.	UPS Rotativa	4
2.2.2.	UPS Híbrida	5
2.2.3.	UPS Estática CA	6
2.2.4.	UPS Estática CC	7
2.3.	APLICAÇÕES DE UPS	8
2.4.	UPS CC DE BAIXA POTÊNCIA – PRODUTOS COMERCIAIS	8
2.5.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS – UPS CC E APLICAÇÕES CORRELATAS	9
3.	SISTEMA DE ENERGIA ININTERRUPTA CC PROPOSTO	12
3.1.	ESTRUTURA	12
3.2.	POTÊNCIA	14
3.3.	CONVERTOR ESTÁTICO CC-CC	14
3.3.1.	Etapa <i>Buck</i>	15
3.3.2.	Etapa <i>Boost</i>	17
3.4.	ELEMENTO DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	18
3.4.1.	Processo de carga	20
3.5.	ALGORITMO DE DETECÇÃO DE FALTA E CARGA DA BATERIA	21
4.	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE	23
4.1.	INTRODUÇÃO	23
4.2.	LINEARIZAÇÃO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL	23

4.2.1 Modelo Dinâmico para a Etapa <i>Buck</i>	24
4.2.2 Modelo Dinâmico para a Etapa <i>Boost</i>	25
4.3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL <i>BUCK/BOOST</i>	26
4.3.1. Controle Analógico <i>Buck</i>	28
4.4. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO.....	32
4.6. CONTROLE DIGITAL DO ESTÁGIO <i>BUCK</i>	36
4.7. CONTROLE DIGITAL DO ESTÁGIO <i>BOOST</i>	40
5. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.....	43
5.1. INDUTOR	43
5.2. ESPECIFICAÇÕES DOS SEMICONDUTORES	45
5.3. CAPACITOR.....	45
5.4. BATERIA	46
6. CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	47
6.1. CONCLUSÃO	47
6.2 TRABALHOS FUTUROS	47
REFERÊNCIAS.....	47
APÊNDICE A - CIRCUITO NO PSIM.....	49
APÊNDICE B - MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR BIDIRECIONAL..	51

1. INTRODUÇÃO

1.1. MOTIVAÇÃO

Há grande quantidade de dispositivos eletrônicos de baixa potência que proveem diversas aplicações em residências e empresas, mas esses dispositivos estão sujeitos a queda de energia. Quando se deseja garantir um fornecimento contínuo de energia elétrica para uma carga, deve-se prever a instalação de um sistema de energia ininterrupta (do inglês, Uninterruptible Power Supply – UPS).

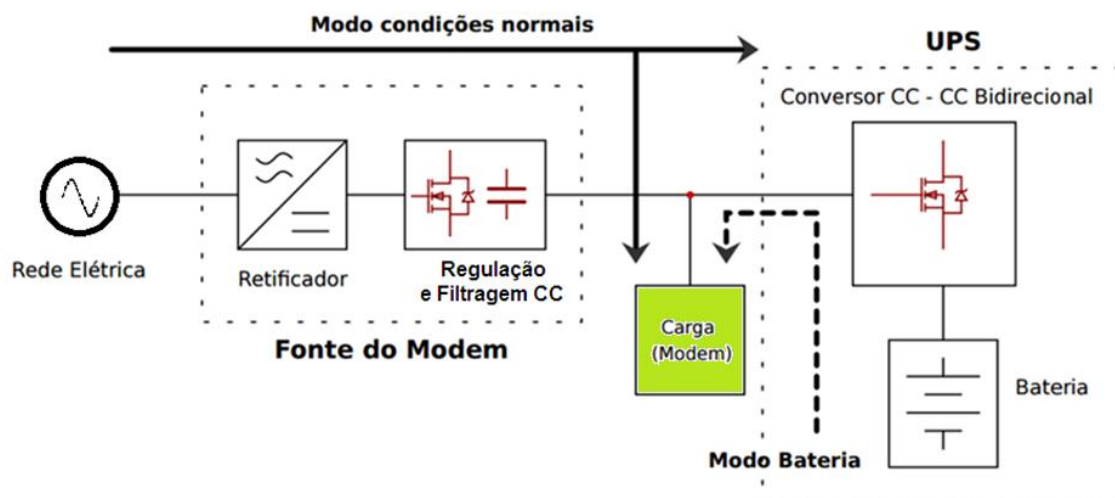
Grande parte dos dispositivos eletrônicos de baixa potência é alimentada por uma fonte de alimentação CC (Corrente Contínua) conectada à rede elétrica CA (Corrente Alternada), de modo que tal fonte de energia possui um conversor CA-CC como interface de entrada. Portanto, é possível conceber o emprego de uma UPS CC de baixa potência para alimentar diretamente a conexão CC do produto a ser protegido. Essa UPS CC deverá possuir autonomia de energia com base em alguma fonte primária associada a tal equipamento, por exemplo, uma bateria. Essa proposta evita transformações CA-CC desnecessárias, se comparada com a instalação de uma UPS CA para alimentar uma carga que requer inicialmente um processo de retificação, visto que seus elementos são atendidos em CC. Desta forma, reduzem-se as perdas nos estágios conversores e aumenta-se a eficiência da UPS.

Nesse contexto, define-se o foco para a elaboração de uma UPS CC de baixo custo aplicada a um modem de internet para garantir a alimentação de tal dispositivo caso ocorra queda na rede elétrica.

1.2. VISÃO GERAL DO SISTEMA

A Figura 1.1 apresenta um esquema simplificado do equipamento proposto, objeto deste trabalho de conclusão de curso. Como pode ser visto, o objetivo é proteger uma carga de baixa potência, no caso um modem de internet, contra faltas de energia na rede elétrica.

Figura 1.1 - Esquema do Sistema Ininterrupto de Energia proposto.



A figura mostra que, com emprego da UPS CC, a carga poderá ser atendida por um de dois modos: pela fonte de alimentação CC original do produto, quando há energia elétrica na rede; e por meio da UPS CC, cuja fonte primária de energia é a bateria chumbo-ácido. O conversor bidirecional CC é responsável pela carga da bateria e pelo suprimento de tensão CC à carga, na falta da rede.

1.3. OBJETIVO DESTE TRABALHO

Este trabalho busca atingir os seguintes fins:

- i. Modelar o conversor bidirecional CC-CC como controlador de carga da bateria chumbo-ácido.
- ii. Projetar um sistema de controle para o conversor bidirecional.
- iii. Investigar a utilização do controle analógico e digital no modo de corrente e modo de tensão para controlar o processo de carga/descarga da bateria.
- iv. Apresentar os resultados da simulação computacional por meio da representação gráfica das formas de onda principais de tensão e corrente do conversor.
- v. Dimensionar os componentes da UPS proposta numa tentativa de especificar elementos comerciais que poderiam ser empregados em uma possível implementação de produto.

1.4. ESTRUTURA DO TRABALHO

O desenvolvimento desse trabalho aborda o Conversor CC-CC Bidirecional, que atua como Controlador de Carga de Bateria em uma UPS e está dividido em capítulos conforme sumarizados a seguir.

Este capítulo apresenta os argumentos básicos que levaram ao desenvolvimento deste trabalho e insere os objetivos que se buscam atingir. Este capítulo também faz uma breve apresentação do modo de funcionamento da UPS proposta.

O Capítulo 2 faz referência às características e funcionamento de alguns tipos de UPS. Descreve as vantagens e desvantagens de cada tipo e apresenta alguns modelos comerciais.

O Capítulo 3 descreve a estrutura de uma UPS, a potência fornecida e as características do carregador da bateria e do elemento armazenador de energia, a bateria de chumbo-ácido.

O Capítulo 4 enfoca as características, o funcionamento e o equacionamento do Conversor Bidirecional CC-CC proposto para atuar como Controlador de Carga de Bateria em uma UPS CC. Detalha as estratégias de controle do Conversor Bidirecional CC-CC, as ferramentas utilizadas e os resultados da Simulação Computacional.

O Capítulo 5 descreve o dimensionamento dos componentes utilizados na UPS, a fim de atender às necessidades do projeto de um possível produto.

O Capítulo 6 relata os resultados e as conclusões alcançadas no desenvolvimento do trabalho. Também são propostas sugestões para trabalhos futuros, com o objetivo de aperfeiçoar o equipamento desenvolvido.

2. SISTEMA DE ENERGIA ININTERRUPTA

2.1. INTRODUÇÃO

Uma fonte de alimentação ininterrupta, também conhecida como UPS, é um sistema de alimentação on-line que tem como objetivo fornecer energia estabilizada quando há interrupção na rede elétrica.

Diferente de outros sistemas de emergência, uma UPS possibilita a alimentação instantânea quando ocorre um corte na rede. Estes aparelhos são empregados em computadores e outros eletrônicos, evitando o desligamento brusco no caso de falhas, e garantindo alguns minutos de funcionamento.

Além de fornecer energia em caso de interrupção, alguns modelos de UPSs podem corrigir outros problemas de rede como variações de tensão, sobretensões, ruído, instabilidade de frequência ou distorção harmônica.

2.2. TIPOS DE UPS

As UPSs geralmente são classificadas seguindo basicamente dois critérios. O primeiro diz respeito ao tipo de tecnologia com que elas são construídas. Nesse contexto estão inseridas as UPSs rotativas, as UPSs híbridas e as UPSs estáticas. Historicamente, essa classificação é consequência principalmente dos desenvolvimentos tecnológicos das indústrias fabricantes de dispositivos semicondutores de potência, ao longo das últimas décadas (GHETTI, 2009).

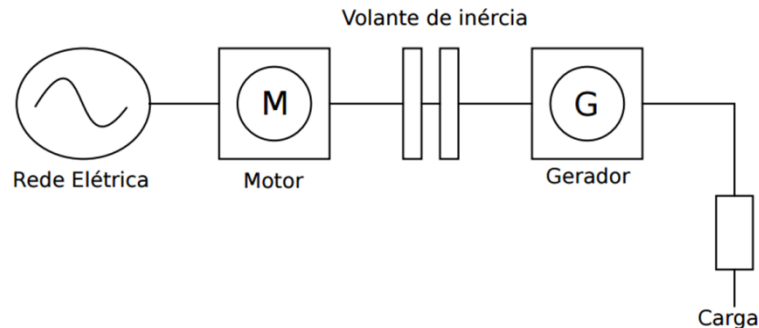
O segundo critério diz respeito aos tipos de distúrbios em que as UPSs conseguem corrigir. Esse critério passou a ser usado após a disseminação das UPSs estáticas no mercado e foi normatizado pelas normas IEEE 1159, IEC 62040-3 e ENV-500091-3 (GHETTI, 2009).

2.2.1. UPS Rotativa

A UPS rotativa é capaz de suprir energia para cargas críticas por longos períodos. O conceito empregado nesse sistema consiste em fornecer energia para a

carga, incondicionalmente, por meio do grupo motor-gerador como ilustrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 - UPS Rotativa.



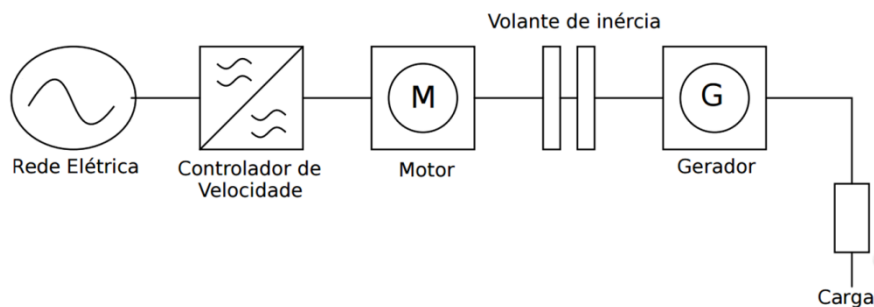
Fonte - Adaptada (GHETTI, 2009)

O volante de inércia, que é uma grande massa girante, garante, por alguns poucos minutos, que nenhum distúrbio seja transmitido para a carga. Outra garantia que o volante de inércia traz é impedir que os transitórios da carga afetem a rede elétrica. Apesar da simplicidade, sistemas iguais ao mostrado na Figura 2.1 possuem perdas de conversão acentuadas e não garantem o fornecimento de energia em caso de uma interrupção sustentada (GHETTI, 2009).

2.2.2. UPS Híbrida

A combinação da UPS rotativa com elementos semicondutores de potência resultou na UPS híbrida. Esse sistema ganhou destaque pelo fato de possuir maior estabilidade dos parâmetros de saída do gerador, devido ao uso dos sistemas eletrônicos. No sistema híbrido, Figura 2.2, o gerador mantém a frequência em seus terminais praticamente constante, desde que a velocidade do rotor esteja compreendida entre 3.150 e 3.600 rpm (GHETTI, 2009).

Figura 2.2 - UPS Híbrida.



Fonte - Adaptada (GHETTI, 2009)

2.2.3. UPS Estática CA

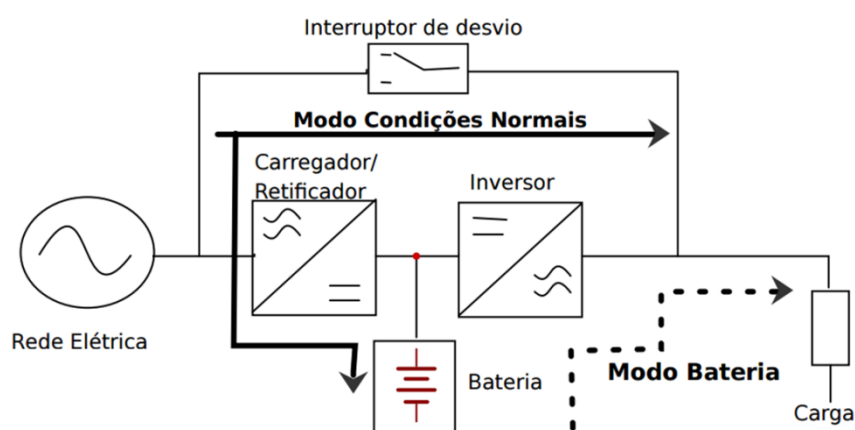
Uma UPS estática é fundamentalmente constituída por um retificador, uma bateria e um inversor. A utilização de dispositivos semicondutores em sistemas UPS possibilitou a redução de volume e peso do sistema, bem como sua eficiência. Esse equipamento apresenta-se em dois tipos de funcionamento: “*on-line*” e “*off-line*”.

2.2.3.1. *On-line* – Sistema de Dupla Conversão

A Figura 2.3 apresenta a topologia da UPS Online. No funcionamento “*on-line*”, a UPS está permanentemente em serviço, com dupla conversão permanente (corrente alternada em corrente contínua e corrente contínua em corrente alternada), alimentando as cargas.

Com a tensão da rede presente, o retificador alimenta as cargas através do inversor e garante a carga de manutenção da bateria, que pode ser utilizada para fornecer a energia requerida nos picos de carga. No caso de falta de tensão, a bateria alimenta o inversor; e este, as cargas. Um “*bypass*” estático permite a alimentação das cargas diretamente a partir da rede, em caso de defeito dos componentes da UPS (JUNIOR, 2013).

Figura 2.3 - UPS Online.



Fonte - Adaptada (GHETTI, 2009)

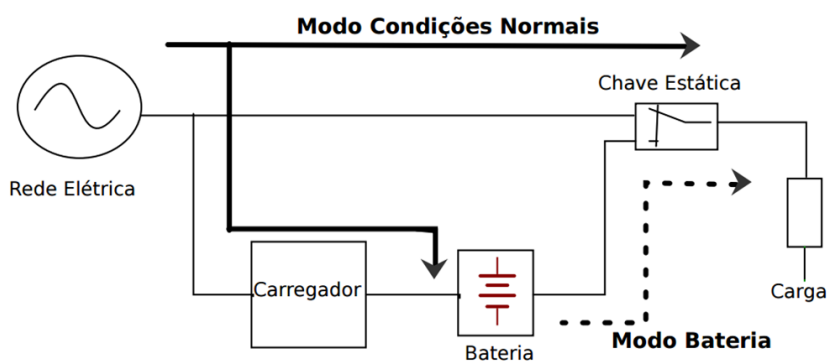
A vantagem desse modelo é a prevenção contra distúrbios da rede elétrica, visto que a carga é alimentada sempre pelo inversor. A principal desvantagem dessa topologia são as perdas por comutação dos interruptores que compõem o sistema, e há

uma necessidade de se projetar o retificador para suportar a máxima potência que a carga pode consumir mais a potência para carregar o banco de baterias.

2.2.3.2. *Off-line – Espera Passiva*

No funcionamento “*off-line*”, a UPS está fora de serviço, sendo as cargas alimentadas pela rede. O carregador assegura a carga de manutenção da bateria. No caso de falta de tensão na rede elétrica, a bateria alimenta o inversor; e este, a carga. Uma chave estática realiza a comutação entre a rede e a UPS, como ilustrado na Figura 2.4 (JUNIOR, 2013).

Figura 2.4 - UPS Off-line



Fonte – Adaptada (GHETTI, 2009)

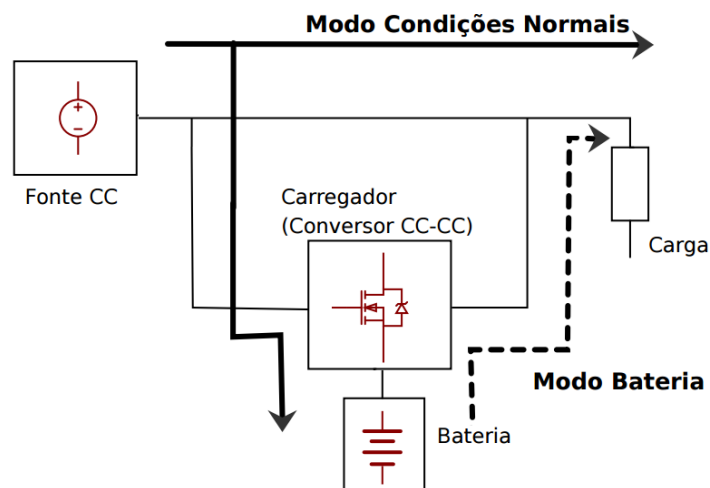
Os méritos desta solução residem essencialmente na simplicidade do seu design, que ajuda a moderar o custo do equipamento, sendo a opção mais econômica. No entanto, esse modelo não protege a carga dos distúrbios da rede elétrica.

2.2.4. UPS Estática CC

Os modelos de UPS estática CA apresentados anteriormente podem ser facilmente alterados para aplicações CC. Para isso, o sistema não será alimentado pela concessionária, mas por uma fonte CC. A principal vantagem de uma UPS CC é a quantidade de componentes utilizados. Não há necessidade de retificador e inversor, diminuindo os custos e complexidade do projeto. Contudo, esse tipo de UPS se aplica mais apropriadamente quando a carga a ser protegida é alimentada por uma fonte de alimentação (chaveada ou linear), que naturalmente provê uma ou mais saídas CC reguladas, e cujas conexões com os subsistemas da carga sejam acessíveis de modo a serem interrompidas ou combinadas com a alimentação alternativa prevista pela UPS.

Para este trabalho, a topologia Off-line foi alterada para um modelo CC como mostra a Figura 2.5. Percebe-se que o conversor CC-CC garante a carga da bateria durante o modo de operação em condições normais e fornece potência para a carga no modo bateria.

Figura 2.5 - UPS Estática Off-line CC



2.3. APLICAÇÕES DE UPS

Nos últimos anos, como exemplo, destacam-se algumas aplicações deste tipo de equipamento:

- Centrais de processamento de dados (CPDs);
- Sistema que integra painéis fotovoltaicos e baterias a um inversor para necessidades energéticas;
- Aplicação em semáforos de trânsito;
- UPS utilizando transformadores isoladores em alta frequência, buscando maior eficiência e menor tamanho, para aplicação em redes de geração distribuída;
- Aplicações para dispositivos eletrônicos de baixa potência.

2.4. UPS CC DE BAIXA POTÊNCIA – PRODUTOS COMERCIAIS

Há algumas opções comerciais de UPS CC de baixa potência e de alta tecnologia, como é o caso da SITOP UPS 1600 DC, ilustrada na Figura 2.6. Foi desenvolvida pela Siemens, fornece tensão de saída de 24V e corrente entre 1,2 A a 10 A por várias horas,

além de ter gerenciamento inteligente da bateria para um carregamento ótimo, monitoramento do estado de carga, temperaturas e sobrecargas, além de possuir interfaces USB e Ethernet. Tais produtos costumam ser focadas para o ambiente industrial e podem ter um custo que supera US\$100 (cem dólares) o que inviabiliza sua aquisição para uma aplicação doméstica visando um custo acessível.

Figura 2.6 - SITOP UPS 1600.



Fonte - (SIEMENS)

Também há modelos de baixa potência, que utilizam banco de capacitores, como o modelo SISOP UPS 500 do mesmo fabricante, representado na Figura 2.7. Esse modelo possui a desvantagem do tempo de autonomia ser de alguns minutos apenas, mas, entre os benefícios, destacam-se: longa vida útil, operação em altas temperaturas, tempo de carregamento curto e isento de manutenção.

Figura 2.7 - SITOP UPS 500.



Fonte - (SIEMENS)

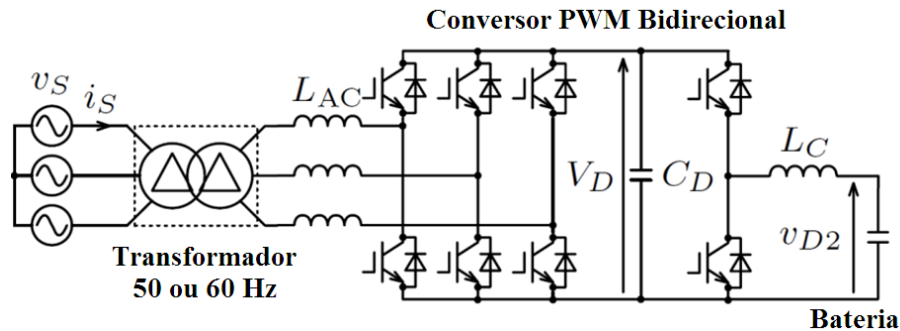
2.5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS – UPS CC E APLICAÇÕES CORRELATAS

Para o embasamento teórico deste trabalho, vários materiais encontrados na internet e no banco de dados do IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos) foram consultados e alguns desses são citados a seguir.

Ao desenvolver um conversor bidirecional CC-CC para um sistema de armazenamento de energia, Shigenori Inoue apresenta um conversor com isolamento

galvânico de baixa frequência em seu artigo Inoue (2012). O esquema proposto por Inoue é mostrado na Figura 2.8.

Figura 2.8 - Sistema proposto em (INOUE, 2012).

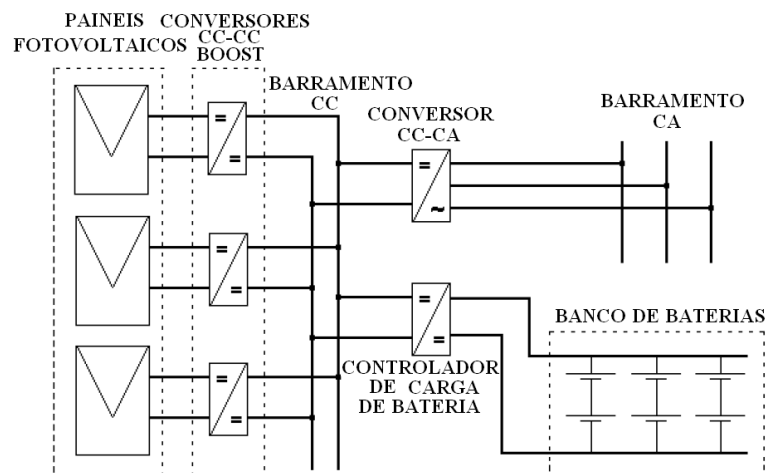


Fonte: Adaptado de (INOUE, 2012).

Para garantir o carregamento completo e seguro de baterias aplicadas em um sistema fotovoltaico, Ricardo Henrique Roseback propôs em sua dissertação, Roseback (2004), um conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* atuando como controlador de carga de baterias. Roseback apresentou um modelo matemático, linearizado, para as etapas do conversor bidirecional, obtendo as funções de transferência para auxiliar o projeto das malhas de controle, este mesmo modelo de base é aplicado neste trabalho.

A Figura 2.9 mostra o esquema de um sistema fotovoltaico proposto em (ROSEBACK, 2004).

Figura 2.9 - Esquema proposto em (ROSEBACK, 2004).

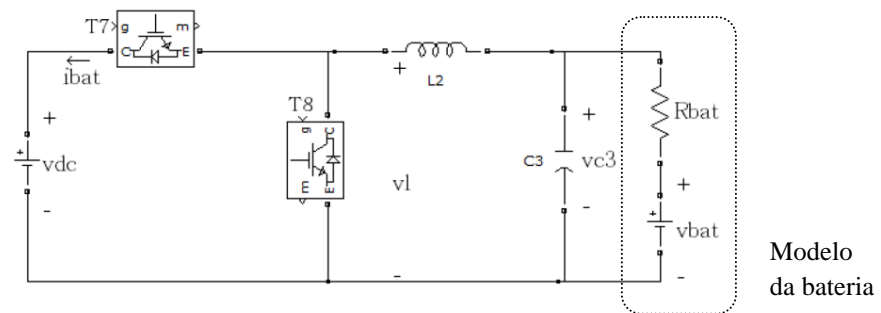


Fonte: Adaptado (ROSEBACK, 2004).

O constante desenvolvimento tecnológico na área da eletrônica de potência permitiu aos veículos elétricos mostrarem o seu potencial. Devido a esse desenvolvimento, Justino Miguel Neto de Sousa apresenta, em sua dissertação de mestrado, Sousa (2013), um sistema bidirecional de carga de baterias para veículos elétricos.

Souza descreve todo o processo de seleção, validação e implementação de um sistema de conversão de potência bidirecional composto por um conversor CC-CC *buck-boost* e discute também um modelo elétrico simplificado de uma bateria para obtenção do equacionamento teórico dos conversores. Esse modelo é ilustrado na Figura 2.10.

Figura 2.10 - Modelo do conversor bidirecional conectado na bateria.



Fonte: Adaptado de (SOUSA, 2013).

3. SISTEMA DE ENERGIA ININTERRUPTA CC PROPOSTO

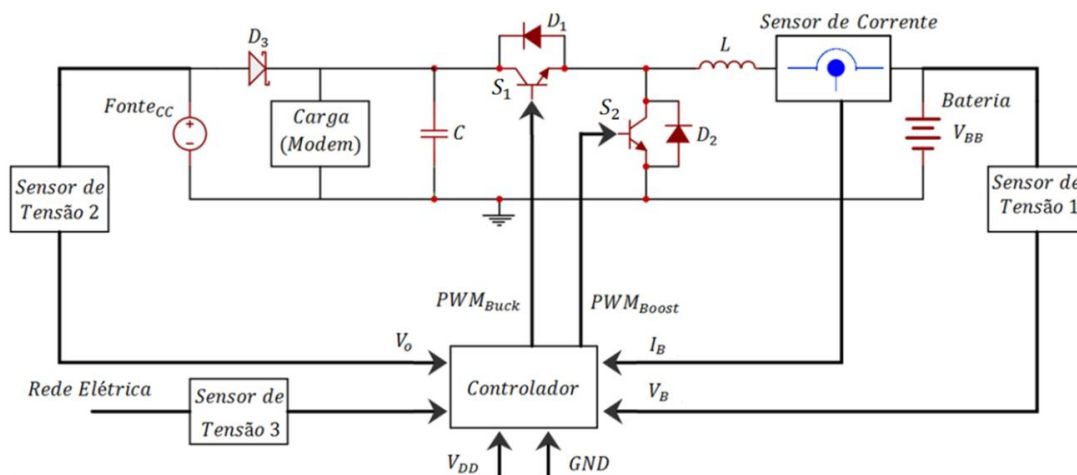
3.1. ESTRUTURA

A estrutura da UPS proposta consiste principalmente dos seguintes elementos:

- Fonte de alimentação CC (fonte chaveada, algumas vezes denominada adaptador) como fonte principal em condições normais de operação, ou seja, quando há energia na rede elétrica CA;
- Carregador de bateria. O carregador de bateria é um conversor CC/CC Bidirecional que garante a tensão e a corrente necessárias no processo de carga e descarga da bateria;
- Sistema de armazenamento de Energia. O sistema de armazenamento é a fonte de energia que alimenta o barramento CC durante um corte de energia da rede, evitando interrupções de alimentação elétrica para as cargas protegidas, atendidas pelo sistema ininterrupto. A UPS proposta utiliza a bateria de chumbo ácido como meio de armazenamento de energia;
- Controle. O cérebro da UPS é o seu sistema de controle. As melhores arquiteturas são baseadas em microprocessadores digitais de processamento de sinal com capacidade para realizarem cálculos e algoritmos complexos. Há duas tarefas fundamentais exercidas pelo microprocessador, a primeira é o monitoramento e detecção de falta da rede CA, podendo definir o estágio de carga e descarga da bateria. A segunda tarefa é o controle do conversor bidirecional, responsável por definir qual o modo de operação, *buck* ou *boost*.

Os tópicos citados acima estão representados no circuito da Figura 3.1.

Figura 3.1 - Esquema completo do Sistema Ininterrupto de Energia proposto.



Os sensores de medição das grandezas elétricas desempenham um papel fundamental nesse trabalho. O *Sensor de Corrente* e o *Sensor de Tensão 1* são fundamentais no processo ideal de carga da bateria, através da leitura de corrente e tensão destes sensores o controlador regula o Modulador por Largura de Pulso (do inglês, Pulse Width Modulation – PWM) do conversor *buck*. O PWM é a tecnologia responsável pela comutação dos conversores, sinais que comandam o estado dos interruptores estáticos, no caso os transistores S_1 e S_2 . Essa tecnologia consiste na comparação de dois sinais de tensão, um de baixa frequência e outro de alta frequência, resultando em um sinal alternado com frequência fixa e largura de pulso variável.

Durante o processo de descarga da bateria, o *Sensor de Tensão 2* mede a tensão na saída do conversor *boost*, ou seja, a tensão sobre a carga. Desta forma, o controlador recebe a leitura V_o e gera os sinais *PWM* do conversor *boost*. Para detectar a queda na rede elétrica, é feita a leitura diretamente da rede elétrica pelo *Sensor de Tensão 3*.

É fundamental inserir o diodo D_3 no circuito, esse dispositivo impede que durante o modo de descarga da bateria, os capacitores de filtragem porventura existentes na fonte chaveada se carreguem, desperdiçando assim, potência da bateria. Para evitar que a queda de tensão sobre o diodo interfira na alimentação do modem, utiliza-se o diodo Shockley. As características de comutação ultrarrápida e uma queda de tensão no sentido direto muito baixa (inferior a 0,5 V) tornam estes diodos Shockley muito apropriados em aplicações que envolvem o trabalho com pulsos de curta duração como em circuitos de comutação ou ainda em circuitos de proteção contra transientes (BRAGA, 2014).

3.2. POTÊNCIA

A proposta deste trabalho é projetar uma UPS para equipamentos eletrônicos de baixa potência. O foco é garantir o funcionamento do modem quando ocorre queda de energia. A maior parte dos modems disponíveis no mercado possui alimentação 9V a 12V e corrente variando de 0,5 A a 2 A. Neste trabalho será considerado que a carga é atendida com uma tensão de 12 V.

Para garantir o funcionamento de grande parte dos modems, a UPS proposta tem a capacidade de garantir até 24 W de potência.

3.3. CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC

Os conversores estáticos possuem a tarefa de adequar a potência elétrica disponível em determinados pontos do sistema para uma outra forma estável desejada. Através de uma estratégia de comando para abertura e fechamento de suas chaves semicondutoras de potência, os conversores estáticos são capazes de elevar ou abaixar um determinado nível de tensão ou corrente contínua, transformar uma tensão alternada em contínua ou uma tensão contínua em alternada com a amplitude e frequência desejada (ROSEMBACK, 2004).

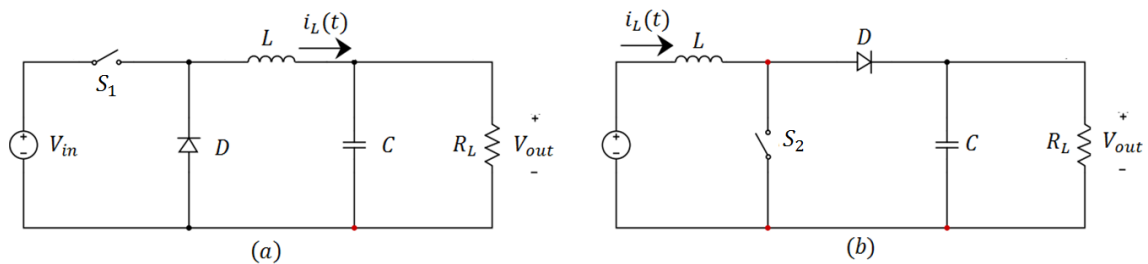
Independente de qual seja a variável a ser controlada, os conversores estáticos de frequência fixa comandados por largura de pulso podem operar no modo tensão (em inglês, *voltage mode control*) ou no modo corrente (em inglês, *current mode control*). No modo tensão, a variável monitorada costuma ser a tensão na carga e é comum que o sistema possua apenas uma malha de controle realimentada (em inglês, *single loop*). No modo corrente, acrescenta-se uma variável a ser monitorada, que pode ser a corrente no interruptor ou no indutor. Neste caso, o conversor costuma possuir duas malhas de controle aninhadas (em inglês, *double loop*).

Há dois modos de operação, de acordo com a corrente que circula pelo indutor L : o modo de condução contínua (MCC), em inglês *Continuous Current Mode* (CCM), que significa que a corrente através do indutor flui continuamente ao longo do período de comutação sem cair a zero; e o modo de condução descontínua (MCD), em inglês *Discontinuous Current Mode* (DCM), em que a corrente que circula pelo indutor atinge

zero antes do final do período de comutação. Nesse momento, o capacitor alimenta a carga. Na maioria das aplicações, reguladores CCM são usados, no entanto o DCM é frequentemente utilizado para aplicações de baixa corrente de carga e determinados pré-reguladores de elevado fator de potência (ROSEMBACK, 2004).

Existem duas topologias básicas de conversores estáticos CC-CC não-isolados: o conversor abaixador de tensão, também denominado conversor “*buck*”, e o conversor elevador de tensão, também denominado conversor “*boost*”. A Figura 3.2 (a) mostra o circuito de um conversor *buck*, enquanto a Figura 3.2 (b) mostra o circuito de um conversor *boost*, em que D é o diodo, S o interruptor estático, L o indutor que armazena a energia, C o capacitor que atua como filtro na saída, $i_L(t)$ é a corrente sobre o indutor, V_{in} é a tensão de entrada e V_{out} é a tensão de saída fornecida à carga R_L .

Figura 3.2 - Topologias básicas dos conversores estáticos CC - CC: (a) Conversor *buck* e (b) Conversor *boost*.



É possível combinar os dois conversores e formar um conversor Bidirecional CC-CC. Esse conversor possui dois modos de operações distintos e garante fluxo de carga nas duas direções, conforme representado na Figura 3.3 (a) e (b).

3.3.1. Etapa *Buck*

Na Etapa *Buck*, o sinal de controle atua no MOSFET S_1 , enquanto o MOSFET S_2 é mantido em corte. A corrente flui da Fonte CC para o Equipamento Eletrônico Protegido (carga) e para a Bateria, como ilustrado na Figura 3.3(a). A Figura 3.4 (a) mostra as formas de ondas típicas da tensão e corrente sobre o indutor L no limite entre os modos de operação MCC (Modo de Condução Contínua) e MCD (Modo de Condução Descontínua). Esse modo será usado inicialmente para dimensionamento de L . Nessa figura estão indicados os tempos de condução e bloqueio do interruptor, t_{on} e t_{off} , bem como a representação destes intervalos em função do ciclo de trabalho ou razão

cíclica (em inglês, *duty cycle*), d , indicada em letra minúscula devido à possibilidade de sua variação ao longo da operação do conversor. Em uma condição de regime estável, costuma-se representar a razão cíclica por D , ocasião em que esse parâmetro se torna invariável.

Sabe-se que a tensão média no indutor em regime permanente pulsado é igual a zero, portanto:

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0 \quad (3.1)$$

Da solução de (3.1):

$$(V_{fonte} - V_{BB})t_{on} - V_{BB}(T_s - t_{on}) = 0 \quad (3.2)$$

O período de condução do interruptor S_{buck} é dado por:

$$t_{on} = \frac{V_{BB} * T_s}{V_{fonte}} \quad (3.3)$$

No limite entre o MCC e o MCD pode-se calcular a corrente média no indutor:

$$I_{LBuck-Limite} = \frac{1}{2} \Delta i_{LBuck} = \frac{V_{fonte} - V_{BB}}{2L} * t_{on} \quad (3.4)$$

Como a corrente média no indutor é a mesma corrente na saída do conversor *buck*, tem-se:

$$I_{LBuck,pico} = I_B = \frac{P_o}{V_{BB}} \quad (3.5)$$

Substituindo (3.3) e (3.5) em (3.4), tem-se que o valor do indutor L :

$$L_{mín} = \frac{T_s \cdot (V_{BB})^2 \cdot (V_{fonte} - V_{BB})}{2P_o \cdot V_{fonte}} \quad (3.6)$$

Para garantir a operação do conversor *buck* no modo de condução contínua, deve-se adotar um valor de L maior que o valor calculado na equação (3.6) (ROSEMBACK, 2004).

Como se trata de um conversor de 2 quadrantes, o modelo da Figura 3.3 encontra-se habilitado para funcionar somente em modo *buck* num sentido e em modo

boost no sentido inverso. Essa simplificação é aceitável, já que o comportamento geral dos conversores pode ser avaliado satisfatoriamente (SOUSA, 2013).

Figura 3.3 - Etapas de funcionamento do Conversor CC - CC Bidirecional: (a) Etapa *buck* e (b) Etapa *boost*

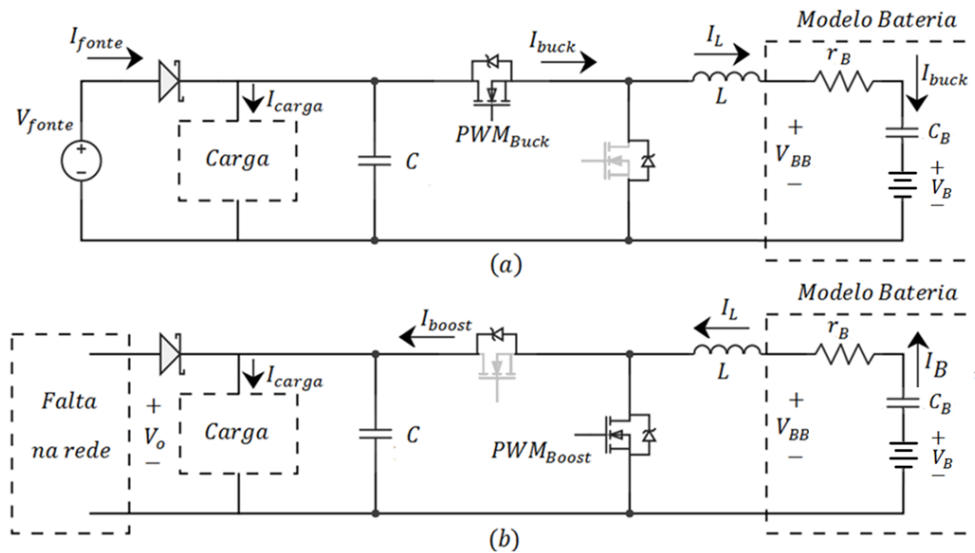
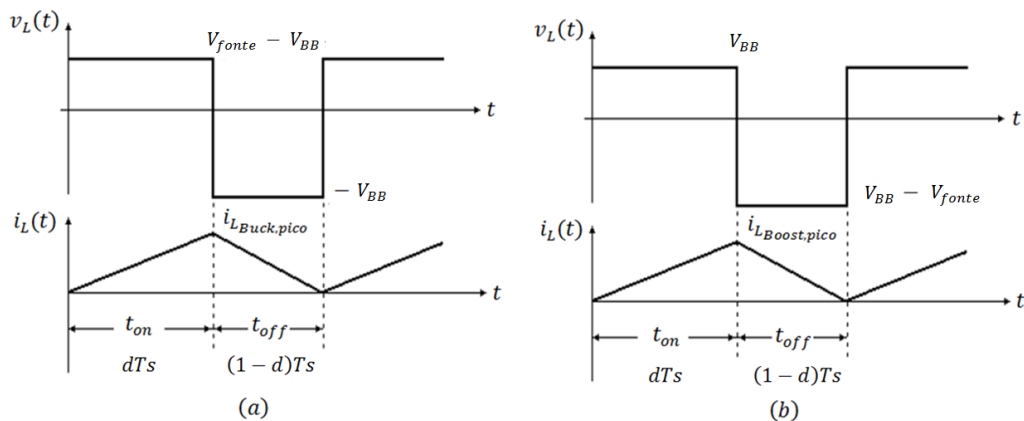


Figura 3.4 - Formas de onda da Tensão e Corrente no limite entre MCC e MCD durante a Etapa *buck*(a) e Etapa *boost* (b).



Fonte - Adaptada (ROSEMBACK, 2004)

3.3.2. Etapa *Boost*

Nessa etapa, Figura 3.3(b), a chave S_1 é mantida aberta, e o sinal PWM_{Buck} atua na chave S_2 . Durante a etapa *boost*, a corrente flui da bateria para o dispositivo eletrônico. A chave S_2 conduz no intervalo no t_{on} e fica em corte t_{off} ,

conforme na Figura 3.4 (b). Assim como no caso anterior, a solução da equação (3.1) resulta em:

$$V_{BB} \cdot T_S - V_o \cdot T_S + V_o \cdot t_{on} = 0 \quad (3.7)$$

O período de condução da chave S_{boost} é dado por:

$$t_{on} = \frac{(V_o - V_{BB})T_S}{V_o} \quad (3.8)$$

No limite entre o MCC e o MCD pode-se calcular a corrente média no indutor:

$$I_{L_{Buck}} = \frac{1}{2} i_{L_{Boost,pico}} = \frac{V_{BB}}{2L} * t_{on} \quad (3.9)$$

Como a corrente média no indutor é a mesma corrente na entrada do conversor *boost*, tem-se:

$$I_{L_{Boost}} = I_B = \frac{P_o}{V_{BB}} \quad (3.10)$$

Substituindo (3.8) e (3.10) em (3.9), tem-se que o valor do indutor L na etapa *boost*:

$$L = \frac{T_S \cdot (V_{BB})^2 \cdot (V_o - V_{BB})}{2P_o \cdot V_o} \quad (3.11)$$

Para garantir a operação do conversor *boost* no modo de condução contínua, deve-se adotar um valor de L maior que o valor calculado na equação (3.11).

Considerando uma mesma potência de saída e o mesmo período de comutação em ambos os conversores, pode-se então adotar o mesmo indutor para as duas etapas de operação.

3.4. ELEMENTO DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

As baterias, que também chamadas de acumuladores eletroquímicos, são classificadas em duas categorias: (i) baterias primárias e (ii) baterias secundárias. Baterias primárias são dispositivos eletroquímicos que, uma vez esgotados os reagentes que produzem a energia elétrica, são descartados, pois não podem ser recarregados. Já as baterias secundárias podem ser regeneradas, ou seja, através da aplicação de uma corrente elétrica em seus terminais, podem-se reverter as reações responsáveis pela

geração de energia elétrica e, assim, recarregar novamente a bateria. (STA ELETRÔNICA. “Manual de Baterias Recarregáveis”, 2009)

Inventadas em 1859 pelo físico francês Gaston Planté, as baterias de chumbo ácido foram as primeiras baterias para uso comercial. Atualmente, as baterias de chumbo-ácido são usadas em automóveis, empilhadeiras e sistemas de fornecimento de energia elétrica ininterrupta (UPSs). É o tipo mais usual de bateria secundária utilizada para armazenamento de grandes blocos de energia. De acordo com STA Eletrônica. “Manual de Baterias Recarregáveis” (2009), acessível em www.sta-eletronica.com.br, podem ser classificadas como:

- **Baterias SLI (Starting, Lighting and Ignition):** Desenvolvidas para operarem em ciclos de curta duração, são comumente utilizadas pela indústria automotiva na partida de veículos. Suas células possuem um grande número de placas finas, o que proporciona uma maior superfície ativa entre elas. Além disso, permitem altas descargas de corrente em curtos espaços de tempo. Por não trabalharem durante longos ciclos (tempos longos) e descargas profundas, não são as mais recomendadas para sistemas fotovoltaicos, apesar de usadas em sistemas de baixo custo (SAAD, 2012).

- **Baterias de Tração:** Para permitir descargas profundas e ciclos longos, possuem placas mais grossas e duráveis. Por suas características, são geralmente utilizadas em veículos elétricos e são recomendadas para sistemas fotovoltaicos autônomos (SAAD, 2012).

- **Baterias Estacionárias:** Comumente utilizadas em UPSs ou short-breaks para equipamentos telefônicos e outros sistemas onde não se pode ter interrupção da alimentação, essas baterias permitem descargas mais profundas do que as SLI em ciclos menores (tempos curtos), sendo projetadas para ocasionais descargas. Pode haver grande semelhança dessa bateria com as SLI ou de tração. Entretanto a informação da operação das baterias de forma estacionária é importante para que o sistema de carga force, periodicamente, uma sobrecarga e gaseificação momentânea do eletrólito para promover sua agitação e homogeneização da solução (SAAD, 2012).

3.4.1. Processo de carga

Partindo de um estado descarregado, o processo de carga de uma bateria de chumbo-ácido subdivide-se em 3 estágios:

a. Estágio de corrente constante

A fase inicial de carga é realizada com uma corrente constante aceita pela bateria. O tempo desse estágio varia de acordo com a bateria e da corrente aplicada, é aconselhável que este estágio prevaleça até a bateria atingir 80% da carga. A tensão vai se elevando enquanto a bateria se carrega, como ilustrado na Figura 3.5 para uma bateria de 6 V, até atingir uma tensão de limite da bateria. Portanto, esse estágio consiste em manter uma corrente constante ao longo de um tempo necessário até se atingir a tensão limite (SAAD, 2012).

b. Estágio de tensão constante:

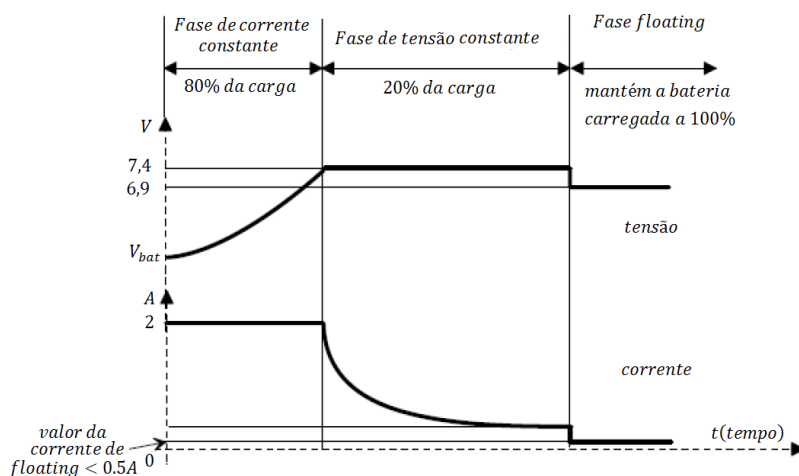
Neste estágio, a tensão limite deve ser mantida e a corrente deve ser reduzida com o aumento gradual da carga da bateria, esse estágio deve durar o tempo suficiente para a bateria atingir 100% de carga (SAAD, 2012).

c. Estágio de Flutuação

No estágio final, a tensão é reduzida para a tensão de flutuação, essa tensão é encarregada de manter a bateria carregada (SAAD, 2012).

A Figura 3.5 mostra a evolução da corrente e tensão durante a carga nos três estágios.

Figura 3.5 - Fases de carga de um carregador ideal para baterias de 6V.



Fonte: Adaptado de (UNIPOWER, 2013)

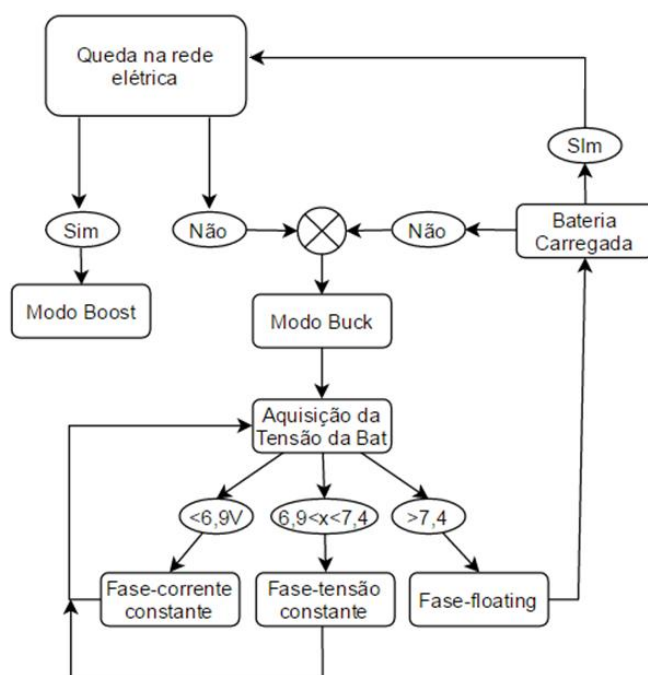
3.5. ALGORITMO DE DETECÇÃO DE FALTA E CARGA DA BATERIA

O algoritmo de monitoramento de presença da rede CA e carga da bateria se baseia na detecção continuada do sinal de rede e no controle das variáveis da bateria. O algoritmo deve determinar em qual modo de operação o sistema deve atuar, no modo *buck* ou *boost*. O diagrama da Figura 3.6 determina o modo de operação do conversor.

No modo *boost* o conversor deve garantir a alimentação do modem apenas, provendo a essa carga a tensão nominal prevista. Essa é a condição de falta da rede CA e resulta que a carga passa a ser atendida pela bateria (a bateria se descarrega). Já no modo *buck*, é necessário verificar qual a fase de carga da bateria, com base em seu estado de descarga. O objetivo desse controle é ajustar a taxa de carga (ver Figura 3.5), controlar os limites de corrente e tensão (a fim de se evitar danos ou sobrecargas à bateria), e garantir as condições para uma descarga sem danos para a bateria durante a alimentação do sistema, quando houver falta na rede elétrica. Tais procedimentos devem ser observados com o fim de se preservar a vida útil da bateria.

O algoritmo deve ser capaz de ler o valor dos sensores de tensão e corrente, verificar a diferença entre o valor medido e a referência (*setpoint*) desejado e, finalmente, atuar sobre a razão cíclica (*duty cycle*) do sinal de comando PWM de forma a diminuir essa diferença (atingir o valor da referência, ou *setpoint*).

Figura 3.6 - Algoritmo para determinar o modo de operação.



A Figura 3.7 e a Figura 3.8 apresentam o algoritmo de controle para o modo de operação *buck*.

Figura 3.7 - Primeira fase de carga.

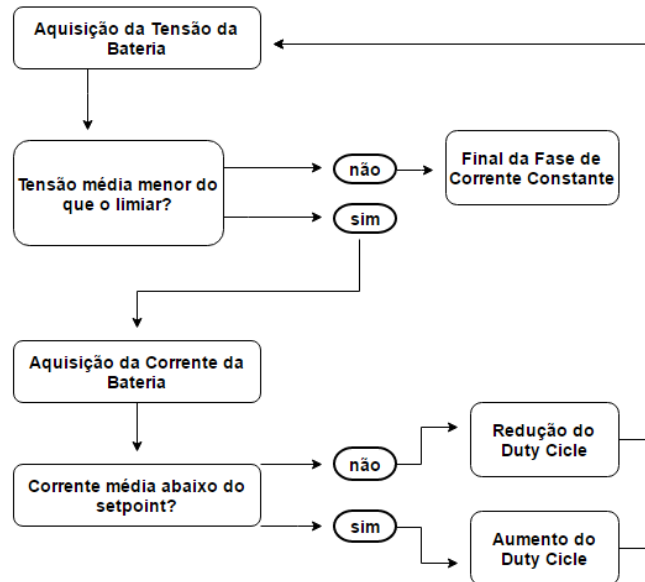
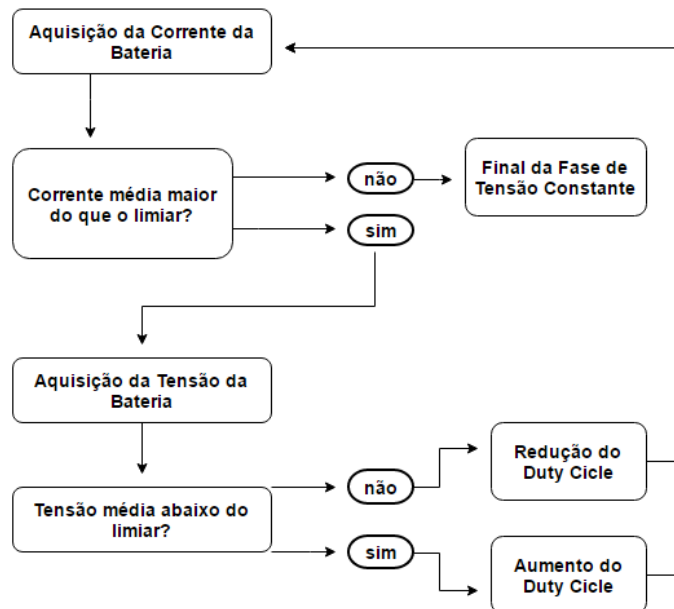


Figura 3.8 - Segunda fase de carga.



4. PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo, é apresentada uma estratégia de controle do Conversor CC-CC Bidirecional desenvolvido para uma UPS. Esse conversor possui dois modos de operação, definidos pelo sentido da corrente, ou seja, opera como um conversor CC-CC *buck* durante o processo de carga da bateria e como um conversor *boost* durante o processo de descarga.

O conversor CC-CC *buck* atua de acordo com os três estágios de carga da bateria, descritos no Capítulo 3, através do monitoramento dos valores de tensão e da corrente sobre os terminais da bateria. O conversor CC-CC *boost* garante o funcionamento da carga quando há falta na rede elétrica, utilizando a bateria para alimentar o conversor e a carga protegida.

Optou-se por operar os conversores no modo CCM, com um sinal de comando dos interruptores em onda quadrada, com frequência fixa e variação da largura do pulso (PWM) de acordo com a determinação do sistema de compensação em malha fechada. As técnicas de controle utilizadas são o “Controle modo de Tensão” e o “Controle modo de Corrente”.

4.2. LINEARIZAÇÃO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL

Os conversores estáticos são dispositivos que apresentam um comportamento não linear. A análise do seu comportamento dinâmico pode ser feita através de técnicas de linearização do funcionamento considerando pequenas variações em torno do seu ponto de operação no estado permanente CC. Desta forma, obtém-se o modelo dinâmico de pequenos sinais (ROSEMBACK, 2004).

Na literatura pesquisada, algumas técnicas de modelagem são mais utilizadas do que outras. Em Roseback (2004) são apresentados os princípios da técnica baseada na Média de Espaço de Estados. Essa técnica consiste em obter a média ponderada dos estados do circuito em relação à razão cíclica de operação sobre um período de

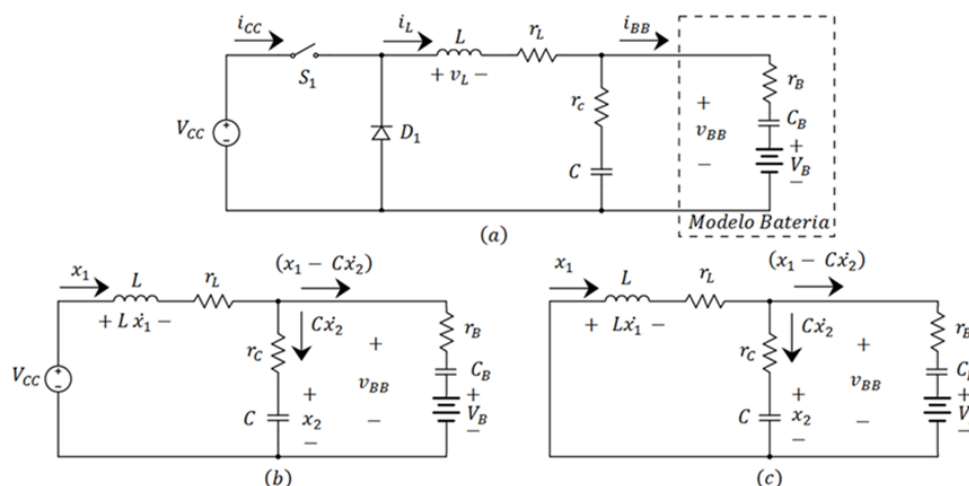
comutação. Todas as manipulações algébricas dos conversores neste trabalho tomam como base esse procedimento, de modo que as equações incluídas neste capítulo são resultado das manipulações baseadas em Roseback (2004), cujos passos detalhados são apresentados no Apêndice B.

4.2.1 Modelo Dinâmico para a Etapa *Buck*

O primeiro passo para a determinação do modelo dinâmico é a descrição das variáveis de estado para cada estágio de operação do circuito, como ilustrado na Figura 4.1. Para uma análise mais real do comportamento dinâmico do conversor, é acrescentado ao circuito o modelo de Thèvenin de uma bateria, como sendo a carga alimentada pelo conversor. Os componentes parasitas de L e C também foram incluídos, sendo r_L e r_C , respectivamente.

O modelo da bateria no modo *buck* é baseado numa adaptação do modelo Thèvenin elencado em Souza (2013), que considera uma fonte CC equivalente de circuito aberto, V_B , em série com a resistência interna, r_B , e a capacitância de sobrecarga, C_B . A queda de tensão sobre os componentes do modelo da bateria é apresentada por v_{BB} , conforme a Figura 4.1 (a) e o Apêndice (A).

Figura 4.1 – (a) Circuito Etapa *buck*, (b) circuito equivalente durante o período de condução de S_1 e (c) circuito equivalente durante o período de bloqueio de S_1 .



Fonte: Adaptado (ROSEMBACK, 2004)

Com base no modelo elétrico equivalente do conversor *buck* ilustrado na Figura 4.1, a análise de circuitos lineares pode ser aplicada para se encontrar as funções

de transferência de pequenos sinais para as relações controle-saída.

A equação (4.1) expressa a relação controle-saída entre $v_{BB}(s)$ e $d(s)$.

$$T_{vd}(s) = \frac{v_{BB}(s)}{d(s)} = \frac{(r_B r_C C V_{CC})s + (r_B V_{CC})}{(r_B LC + r_C LC)s^2 + (r_B r_L C + r_B r_C C + r_C r_L C + L)s + (r_B + r_C)} \quad (4.1)$$

Já em (4.2) apresenta-se a relação controle-saída entre $i_L(s)$ e $d(s)$.

$$T_{id}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{C V_{CC} (r_B + r_C) s + V_{CC}}{(r_B LC + r_C LC)s^2 + (r_B r_L C + r_B r_C C + r_C r_L C + L)s + (r_B + r_C)} \quad (4.2)$$

4.2.2 Modelo Dinâmico para a Etapa *Boost*

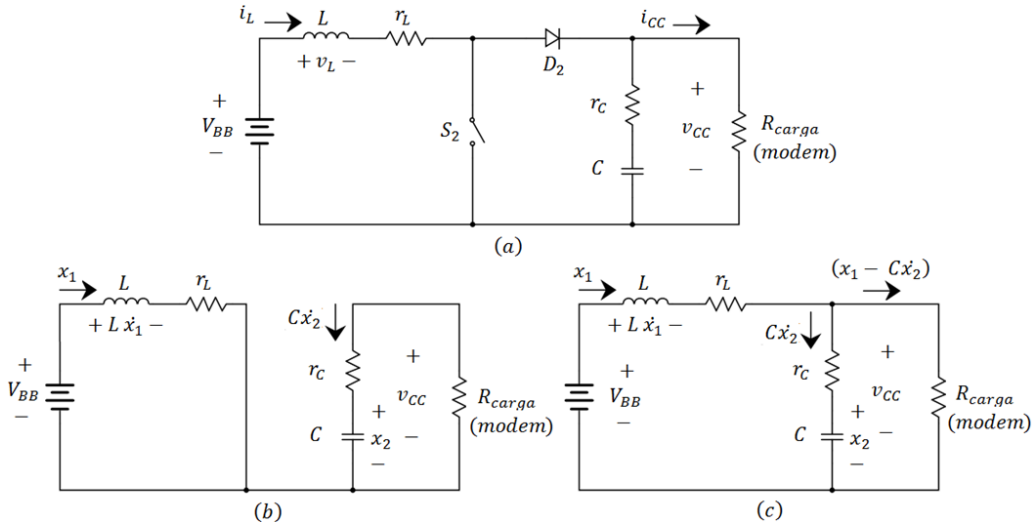
Como no caso anterior, durante a Etapa *Boost* o conversor também vai operar no modo de condução contínua, apresentando dois estágios distintos: um durante o período de condução e outro durante o período de bloqueio do interruptor S_2 .

A Figura 4.2 mostra o circuito do conversor durante a Etapa *Boost*, em que a bateria será considerada, por simplicidade, como uma fonte de tensão contínua constante de valor V_{BB} . Tal representação simplificada não interfere no objetivo do conversor, visto que o compensador deverá garantir a tensão de saída no valor desejado mesmo que a tensão na bateria se altere dentro de valores previstos. Vale ressaltar que o sentido da corrente no modo *boost* é o oposto do modo *buck*, ou seja, da bateria para a carga.

A partir da análise da média de espaço de estados, tal como realizado para o conversor *buck*, e seguindo o passo a passo matemático apresentado em Roseback (2004), é obtida a relação controle-saída para $v_{cc}(s)$ em função de $d(s)$, conforme descrito em (4.3). Por simplicidade, a carga apresentada por R_{carga} na Figura 4.2, é apresentada apenas por R nas fórmulas a seguir.

$$T_{vd} = \frac{v_{cc}(s)}{d(s)} = \frac{a_1 s^2 + a_2 s + a_3}{b_1 s^2 + b_2 s + b_3} \quad (4.3)$$

Figura 4.2 – (a) Circuito Etapa *boost*, (b) circuito equivalente durante o período de condução da chave S_2 e (c) circuito equivalente durante o período de bloqueio de S_2 .



Na equação (4.3) tem-se que,

$$a_1 = -V_{BB}r_CRLC \quad (4.4)$$

$$a_2 = V_{BB}(r_CCR^2 - r_CL - RL - 2r_CCR^2D + D^2r_CCR^2 - r_Cr_LCR) \quad (4.5)$$

$$a_3 = V_{BB}(D^2r_CR - 2Dr_CR - r_LR + r_CR + R^2 - 2R^2D + R^2D^2 - r_Cr_L) \quad (4.6)$$

$$b_1 = (r_C + r_L - Dr_CR + R - 2DRD + RD^2)RLC \quad (4.7)$$

$$b_2 = (r_C + r_L - Dr_CR + R - 2RD + RD^2)(L + r_CCR + r_LCR - Dr_CCR) \quad (4.8)$$

$$b_3 = (r_C + r_L - Dr_CR + R - 2RD + RD^2)^2 \quad (4.9)$$

Sendo D a razão cíclica no ponto de trabalho.

4.3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL BUCK/BOOST

A estratégia de controle empregada neste trabalho consiste em projetar redes compensadoras para os conversores *buck* e *boost* que integram o conversor bidirecional, definindo a Margem de Fase, Margem de Ganho e a Frequência de Cruzamento desejadas. Tais compensadores são projetados como auxílio da ferramenta *rltool* – *MATLAB*.

Os conceitos de margem de ganho e margem de fase são importantes no projeto de uma malha de realimentação de controle. A margem de ganho (MG) é

definida como o inverso do módulo da Função de Transferência de Malha Aberta (FTMA), em que a fase é igual a -180° , sendo seu valor dado por (4.10). (OGATA, 1995)

$$MG = \frac{1}{|T(j\omega_{CF})|} \quad (4.10)$$

onde, ω_{CF} é a frequência de cruzamento de fase (rad/s) da FTMA. Assim a margem de ganho pode ser dada em decibéis (dB), conforme (4.11).

$$MG_{dB} = -20 \log |T(j\omega_{CF})| \quad (4.11)$$

Já a margem de fase (MF) é definida por:

$$MF = 180^\circ + \angle T(j\omega_{CG}) \quad (4.12)$$

onde, ω_{CG} (rad/s) é a frequência de cruzamento de FTMA que correspondente à frequência de ganho unitário ou 0 dB .

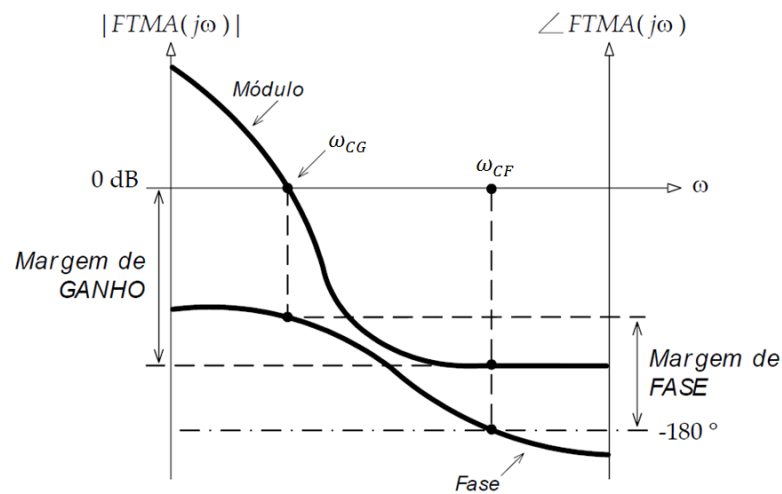
As margens de ganho e de fase são medidas de estabilidade relativa do sistema e estão fortemente correlacionadas com a resposta transitória dos sistemas realimentados. Na prática, interessa garantir a estabilidade do sistema com alguma margem de segurança relativa a erros na avaliação dos parâmetros da função de transferência ou devido a flutuações dos mesmos (RODRIGUES, 2002).

Desse modo, recomenda-se que a margem de ganho não seja superior a -6 dB , enquanto que a margem de fase não seja inferior a 30° . Uma MF muito pequena proporciona uma resposta transitória com elevado sobressinal e muito oscilatória, enquanto uma MF muito grande pode tornar sua resposta transitória muito lenta (ERICKSON, 1997), (MOHAN, 1995).

O tempo de resposta do sistema pode ser diminuído com o aumento da frequência de cruzamento de ganho ω_{CG} , entretanto, para rejeitar perturbações provenientes do processo de comutação dos interruptores, recomenda-se que ω_{CG} seja limitada a $1/10$ da frequência de chaveamento (ERICKSON, 1997), (MOHAN, 1995).

A Figura 4.3 mostra o diagrama de *Bode* de um sistema hipotético onde estão representadas MG e MF

Figura 4.3 - Representação da Margem de Fase e Margem de Ganho no diagrama de Bode



Fonte: Adaptado (RODRIGUES, 2002)

4.3.1. Controle Analógico Buck

O primeiro passo para o controle do conversor *buck* é analisar a função de transferência da planta do conversor e projetar o compensador (ou controlador). O projeto de um controlador é feito para garantir que o sistema controlado atenda a determinadas especificações (rejeição a distúrbios, resposta transitória e estabilidade).

Para impor ao sistema a margem de fase desejada, é preciso que o controlador promova um determinado avanço de fase (também conhecido como “*boost*” do compensador, não tendo qualquer relação com o nome do conversor *boost*), diminuindo o atraso na fase da FTMA do sistema realimentado. Este avanço de fase necessário é dado conforme (4.13) (RODRIGUES, 2002).

$$boost = \varphi_{MF} - \angle G_{Planta}(j\omega_c) - 90^\circ \quad (4.13)$$

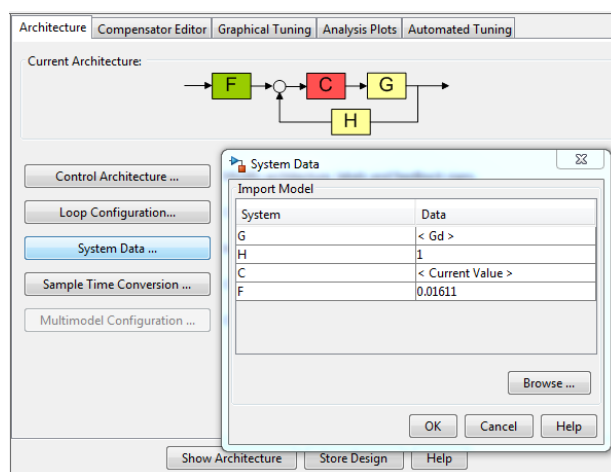
Para $\varphi_{MF} = 50^\circ$, o valor *boost* é de $49,8^\circ$. A partir desse valor, o controlador escolhido é o Tipo 2. Tal controlador apresenta um polo na origem adicionado de um par polo+zero. Nas baixas frequências, o controlador atua como um integrador, fazendo com que o erro de regime permanente seja nulo.

O par polo+zero provoca uma região de ganho constante no diagrama de Bode, sendo responsável pelo *boost* do compensador, resultando numa região com deslocamento de fase reduzido.

Para as altas frequências o controlador se comporta como um filtro passa-baixas, proporcionando uma boa rejeição dos ruídos existentes em consequência do chaveamento do conversor (RODRIGUES, 2002).

Para o cálculo dos compensadores é utilizado o SISOTOOL, uma ferramenta gráfica para projeto de compensadores para sistemas SISO (*single-input/single-output*) disponível no MATLAB. Esta ferramenta permite definir para o projeto o lugar das raízes, diagramas de Bode além das técnicas de Nichols e Nyquist.

Figura 4.4 - Importando os parâmetros para a ferramenta SISOTOOL.



A função de Transferência do Controlador é dada por:

$$G_C(s) = 0,49055 * \frac{(s + 1)}{s(s + 3,7 * 10^{-5})} \quad (4.14)$$

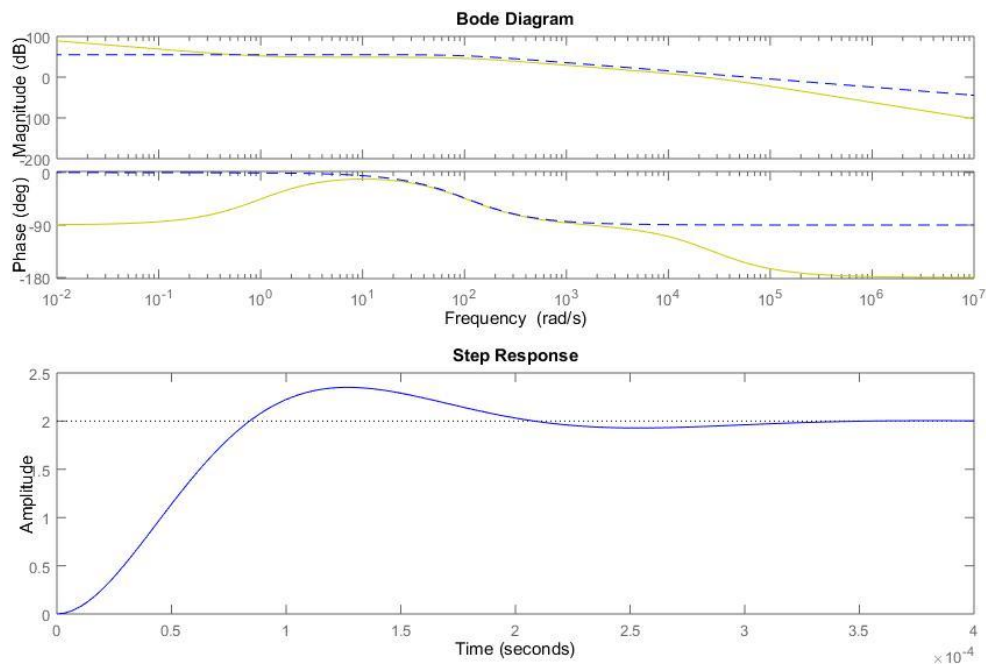
O diagrama de Bode da Função de Transferência da Planta em malha aberta do conversor *buck* é apresentado na Figura 4.4 bem como diagrama de Bode da Função de Transferência do Sistema Compensado (amarelo) para malha de controle da corrente. Nessa mesma figura, é possível observar a resposta ao degrau do sistema, onde a amplitude da corrente de saída deve ser mantida em 2 A.

Os valores de Margem de fase e frequência de corte escolhidos estão apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1- Margem de Fase e Frequência de Corte para o controle *buck*.

Parâmetro	Valor
Margem de Fase (°)	50
Frequência de Corte (kHz)	3,6

Figura 4.5- Diagrama de Bode do conversor *buck* (azul), diagrama de Bode do Sistema compensado (amarelo) e resposta ao degrau do sistema compensado.



4.3.2. Controle Analógico para o Conversor *Boost*

Assim como no conversor *buck*, para impor ao sistema a margem de fase desejada, no caso, $\varphi_{MF} = 60^\circ$, pela equação (4.13), tem-se:

$$boost = 94,7 \quad (4.15)$$

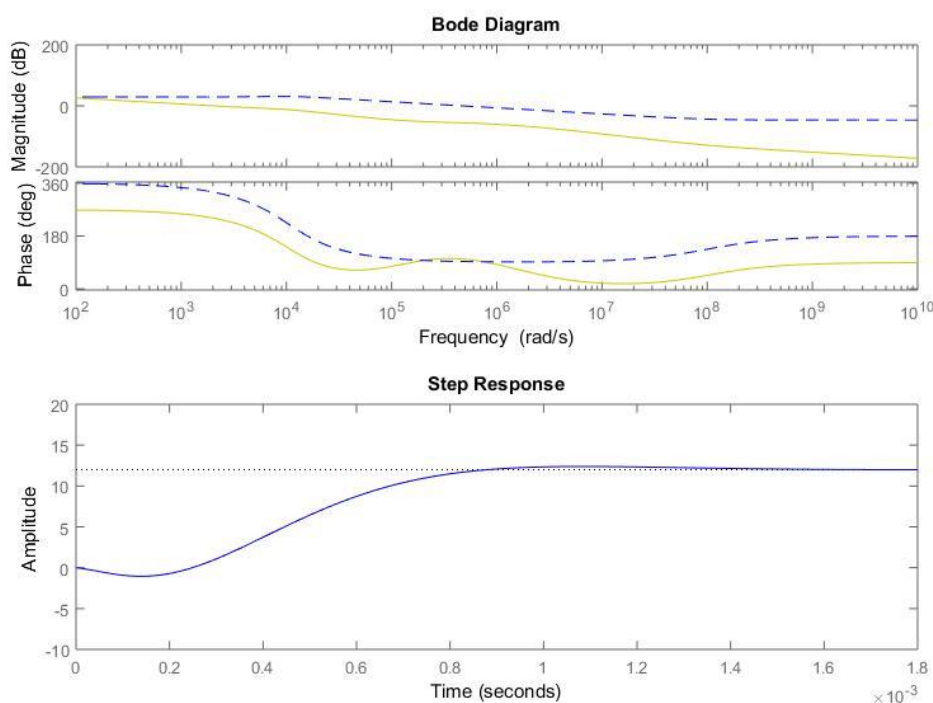
A partir desse valor, o controlador escolhido é o Tipo 3. O controlador Tipo 3 possui um polo na origem acrescido de dois pares polo+zero. Os pares polo+zero são coincidentes, resultando em uma região de inclinação de +20dB/década entre eles que corresponde a uma região de deslocamento de fase reduzido. Nas baixas frequências, o controlador apresenta características integrativas e entre os zeros e polos observa-se uma característica derivativa. Nas altas frequências o controlador comporta-se como um filtro passa-baixa, rejeitando os ruídos provenientes do chaveamento. O controlador Tipo 3 é usado para compensar sistemas que necessitem de um avanço de fase maior que 90° (RODRIGUES, 2002).

A função de Transferência do Controlador é dada por:

$$G_C(s) = 0,01458 * \frac{(s + 1,445 * 10^3)(s + 1,445 * 10^3)}{s(s + 3,07 * 10^3)(s + 3,07 * 10^3)} \quad (4.16)$$

O diagrama de Bode da Função de Transferência da Planta em malha aberta do conversor *boost* é apresentado na Figura 4.6 e o diagrama de Bode da Função de Transferência do Sistema Compensado (amarelo) para malha de controle da corrente. Nessa mesma figura é possível observar a resposta ao degrau do sistema, onde a amplitude da tensão de saída deve ser mantida em 12 V.

Figura 4.6- Diagrama de Bode do Conversor *boost* (azul), diagrama de Bode do Sistema compensado (amarelo) e resposta ao degrau do sistema compensado



Os valores de Margem de fase e frequência de corte escolhidos estão apresentados na Tabela 4.2

Tabela 4.2 - Margem de Fase e Frequência de Corte para o Controle *boost*

Parâmetro	Valor
Margem de Fase (°)	60
Frequência de Corte (kHz)	2,06

4.4. RESULTADOS OBTIDOS NA SIMULAÇÃO

O software utilizado para simulação da UPS é o PSIM. O PSIM é um pacote de software de simulação de circuitos eletrônicos, com foco em Eletrônica de Potência e simulações de acionamento de motores elétricos.

Os valores dos componentes do circuito simulado estão apresentados nas Tabela 4.3 e Tabela 4.4.

Tabela 4.3 - - Parâmetros do conversor CC-CC *buck*

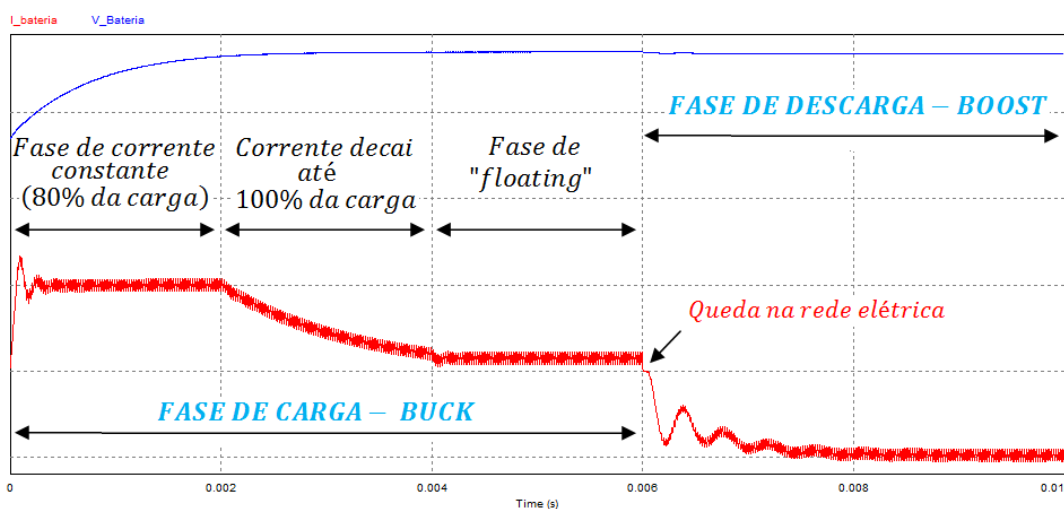
Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de Entrada	V_{CC}	12 V
Corrente de saída	I_B	2 A
Indutância	L	200 μH
Capacitância da bateria	C_B	100 mF
Resistência do Indutor	r_L	15 m Ω
Resistência da bateria	r_b	20 m Ω
Potência nominal	P_o	24 W
Frequência de chaveamento do conversor	F_s	50 kHz

Tabela 4.4 - Parâmetros do conversor CC-CC *boost*

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de Entrada	V_{BB}	6 V
Indutância	L	200 μH
Resistência do Indutor	r_L	15 m Ω
Capacitância <i>boost</i>	C	10 μF
Resistência do capacitor	r_C	1 m Ω
Carga (Modem)	R_{carga}	10 Ω
Potência nominal	P_o	24 W
Frequência de chaveamento do conversor	F_s	50 kHz

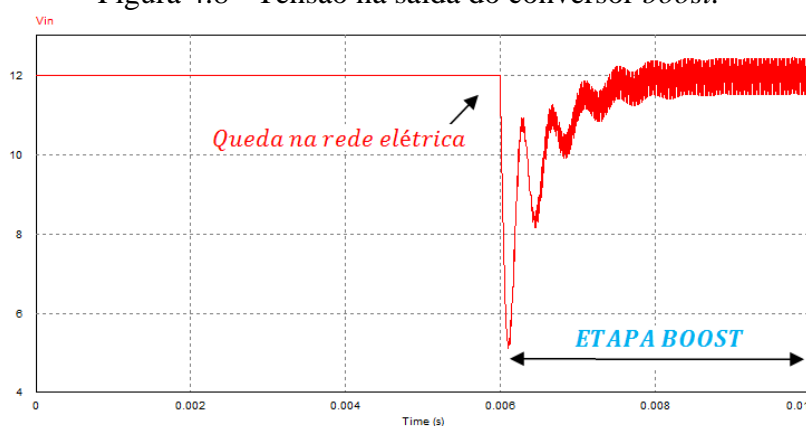
A Figura 4.7 apresenta a tensão e corrente sobre os terminais da bateria e também retrata as etapas de carga e descarga da bateria.

Figura 4.7 - Corrente e tensão na bateria.



É possível observar que o controle de carga e descarga foi respeitado de acordo com os estágios representados na Figura 3.5. Os estágios foram enquadrados em intervalos curtos a fim de tornar prática a visualização das distintas etapas de operação do sistema e carga/descarga da bateria.

A Figura 4.8 retrata exatamente o comportamento do circuito quando ocorre queda na rede elétrica. Nesse exato momento o conversor *buck* para automaticamente de comutar, mesmo que a bateria não tenha completado seu ciclo de carga. Na sequência, o conversor *boost* é ativado para garantir a tensão necessária para o funcionamento da carga eletrônica protegida.

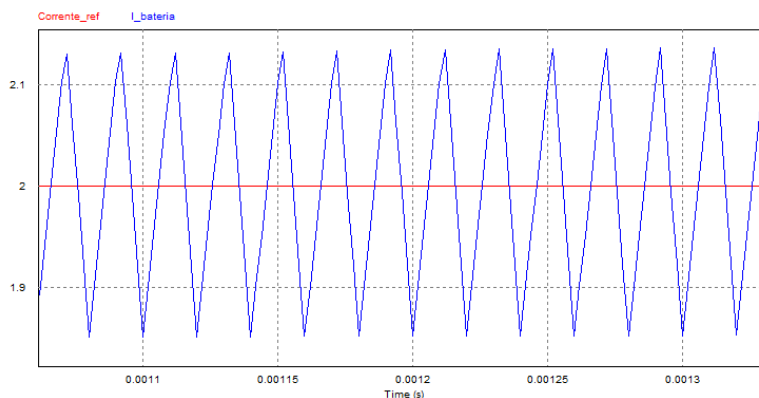
Figura 4.8 - Tensão na saída do conversor *boost*.

Percebe-se que há um atraso até que o conversor *boost* consiga estabilizar a tensão em aproximadamente 12V.

A Figura 4.8 mostra a comparação da corrente pulsada na bateria com a corrente de referência indicada para realizar o processo de carga. É notável a variação em torno

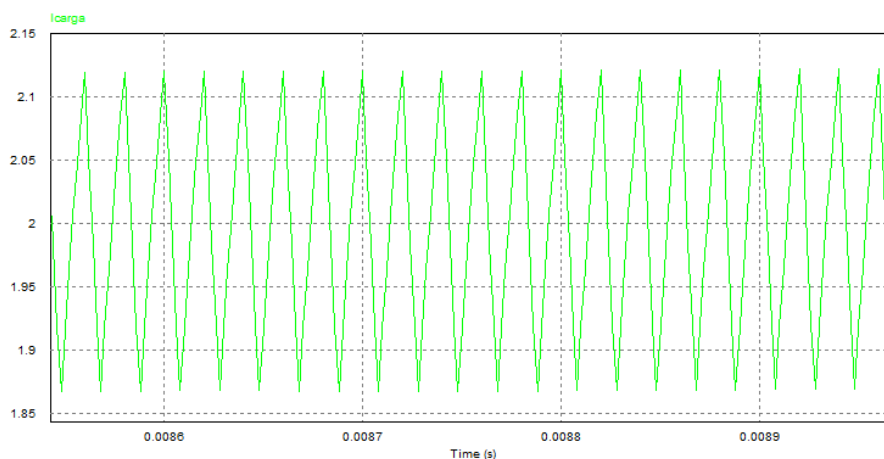
da referência com uma ondulação reduzida, denotando a eficiência do controlador Tipo 2, já que evitar picos de corrente é essencial para se prolongar a vida útil da bateria.

Figura 4.9 - Corrente na Bateria x Corrente de referência.



A Figura 4.10 mostra a corrente sobre a carga protegida (modem) no momento de descarga da bateria.

Figura 4.10 - Corrente sobre a carga (Modem).



A Figura 4.11 e a Figura 4.12 mostram as formas de onda da corrente do indutor. A primeira é a corrente sobre o indutor no estágio de operação do conversor *buck* com corrente constante, enquanto a segunda figura mostra a corrente sobre o mesmo indutor durante o estágio de operação *boost*, quando a bateria alimenta a carga.

Figura 4.11 - Corrente sobre o indutor - Etapa *buck*.

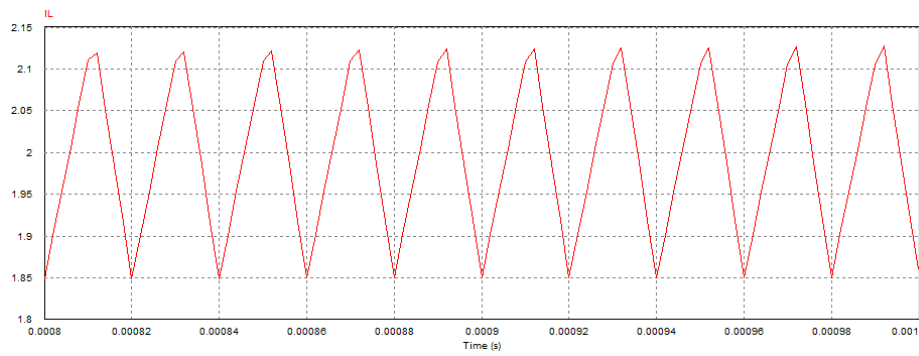
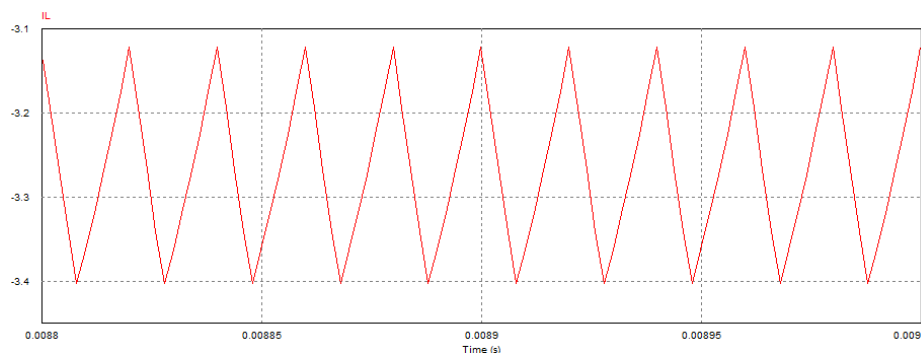
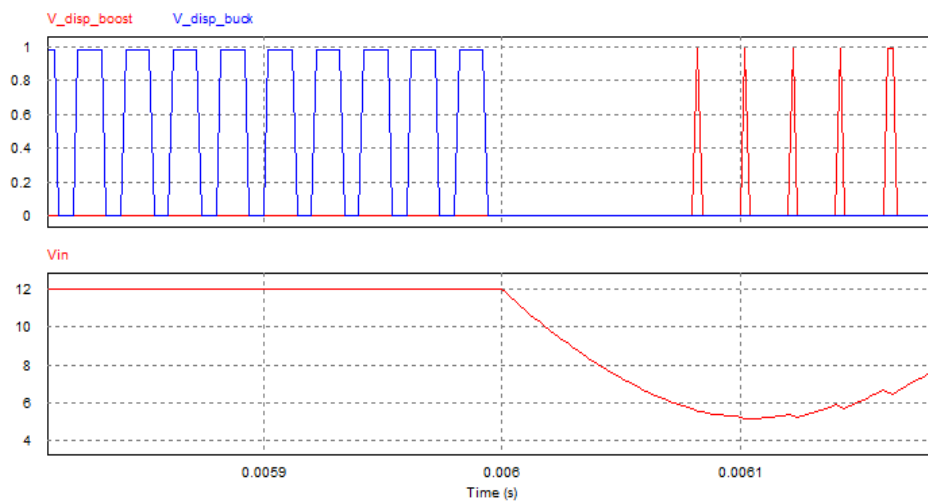


Figura 4.12 - Corrente sobre o indutor - Etapa *boost*.



A Figura 4.13 mostra as formas de onda do disparo de ambos os conversores. O conversor *boost* apenas é acionado com ocorre a queda na rede, mas para isso, o conversor necessariamente deve ser desligado, para evitar um curto circuito.

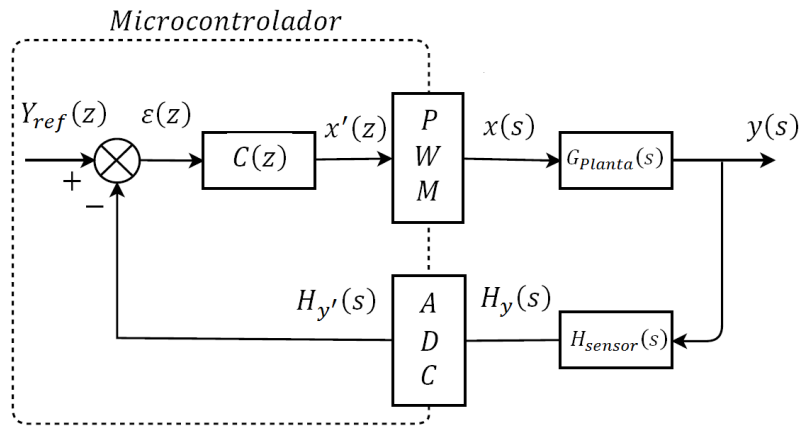
Figura 4.13 - Disparo *buck* (azul) \times *boost* (vermelho).



4.6. CONTROLE DIGITAL DO ESTÁGIO *BUCK*

A Figura 4.14 mostra a malha de controle de um sistema digital utilizando um microcontrolador, para isso é necessário levar em consideração os ganhos do PWM, Conversor Analógico Digital e o Sensor de Medição do parâmetro que deve ser controlado.

Figura 4.14 - Diagrama de Blocos do Controle Digital.



O ganho do Conversor Analógico Digital de 12 bits é descrito pela Equação (4.17):

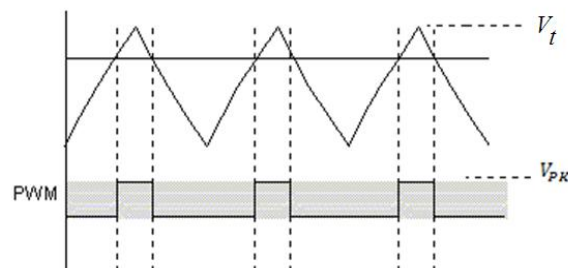
$$G_{ADC} = \frac{H_{y'}(z)}{H_{y'}(s)} = \frac{2^{12}}{3} = \frac{4096}{3} = 1365,3 \quad (4.17)$$

O sensor de corrente tem o ganho definido por:

$$H_{sensor}(s) = 0,0909 \quad (4.18)$$

O ganho do modulador PWM, G_{PWM} , é a razão entre a tensão de saída do modulador, V_{PK} , e a amplitude da onda triangular V_t , vide Figura 4.14.

Figura 4.15 - Forma de Onda PWM



Portando, o ganho pode ser definido conforme (4.19).

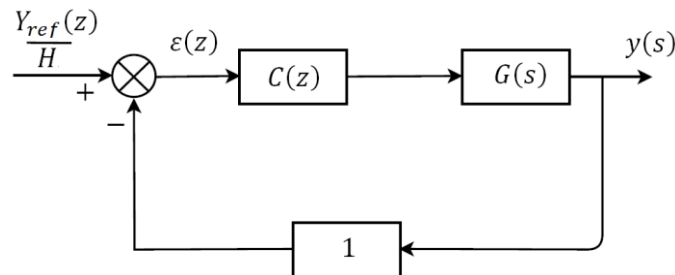
$$G_{PWM} = \frac{x(s)}{x'(z)} = \frac{V_{PK}}{V_t} = \frac{1}{3} V/V \quad (4.19)$$

Assim, a função de Transferência do conversor *buck* é obtida substituindo os valores da Tabela 4.3 na equação (4.2).

$$G_{Buck}(s) = \frac{i(s)}{d(s)} = \frac{2,52s * 10^{-6} + 12}{4,2s^2 * 10^{-11} + 0,0002s + 0,021} \quad (4.20)$$

Com o intuito de simplificar o controle, é possível trocar o diagrama da Figura 4.14, por um diagrama com realimentação unitária. Para isso, basta combinar o ganho do PWM com a Função de Transferência da Planta, acoplar o bloco do conversor ADC com o bloco do sensor de corrente em um único bloco unitário e dividir o sinal de referência pelo ganho da realimentação. O diagrama resultando é representado pela Figura 4.16.

Figura 4.16 - Diagrama de Bloco de controle simplificado do conversor *buck*



Em que:

$$G(s) = G_{Buck}(s) * G_{PWM}(s) = \frac{2,52s * 10^{-6} + 12}{1,26 * 10^{-11} + 0,0006s + 0,063} \quad (4.21)$$

Sendo:

$$H = G_{ADC} * H_{sensor} = 124,08 \quad (4.22)$$

O sinal de referência é dado por:

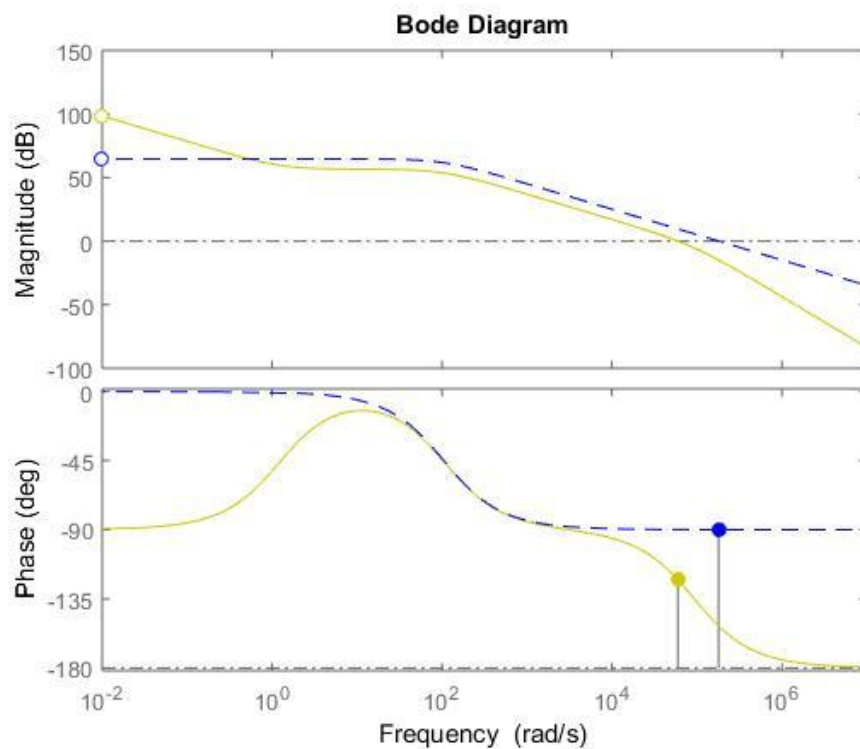
$$Y'_{ref} = \frac{Y_{ref}}{H} = 16,11 * 10^{-3} \quad (4.23)$$

Assim como no controle analógico, o controlador escolhido é o Tipo 2. A função de Transferência do Controlador é dada por:

$$G_C(s) = 36631 * \frac{(s + 1,29)}{s(s + 9,3 * 10^4)} \quad (4.24)$$

O diagrama de bode da planta $G(s)$ calculada na equação 4.21 e o diagrama de bode do sistema compensando estão representados na Figura 4.17.

Figura 4.17 - Diagrama de Bode de $G(s)$ (azul), diagrama de Bode do Sistema compensado (amarelo)



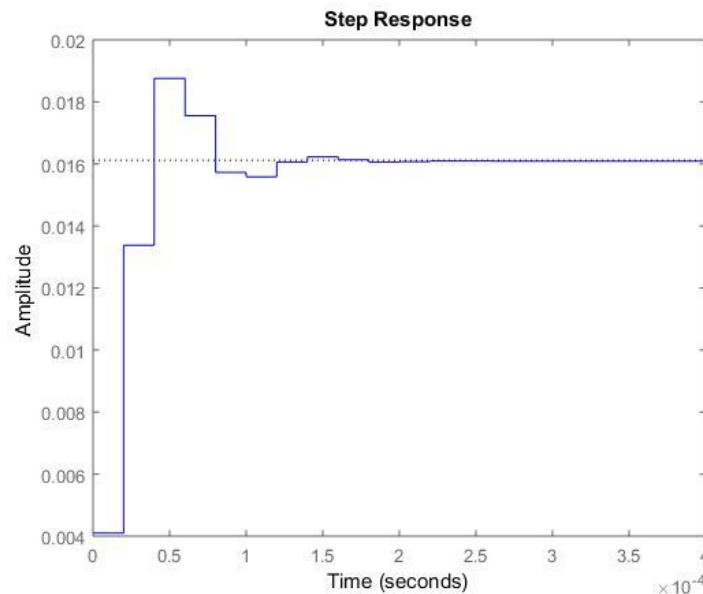
O sistema compensado apresenta uma Margem de Fase de $57,4^\circ$ e Frequência de Corte de 5,9 kHz.

Com a ferramenta Sisotool, também é possível discretizar a Função de Transferência do Controlador. Utilizando o método Tustin e a frequência de amostragem de 50 kHz, a mesma frequência de chaveamento dos conversores, obtém-se a seguinte equação:

$$C(z) = \frac{0,1898 - 0,1898z^{-2}}{1 - 1,0364z^{-1} + 0,0364z^{-2}} \quad (4.25)$$

A Figura 4.18 apresenta a resposta de um degrau na frequência discreta.

Figura 4.18 - Resposta ao Degrau na Frequência Discreta.



Ao multiplicar a resposta ao degrau pelo o ganho do ADC combinado com o ganho do Sensor de Tensão, ou seja, a função $H = 124,08$, obtém-se os 2A necessários na saída do conversor *buck*.

Para inserir a equação do Controlador no Microcontrolador, é necessário passar a equação (4.25) do domínio da Frequência Discreta para o Domínio do Tempo Discreto.

Sabe-se pela Figura 4.14, que:

$$C(z) = \frac{x'(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{0,1898 - 0,1898z^{-2}}{1 - 1,0364z^{-1} + 0,0364z^{-2}} \quad (4.26)$$

A partir da propriedade da Transformada Z, onde:

$$Z^{-1}\{AZ^{-n}\} = Au(k - n) \quad (4.27)$$

sendo A uma constante, ao aplicar na equação (4.26), tem-se:

$$\begin{aligned} x'(k) - 1,0364x'(k - 1) + 0,0364x'(k - 2) = \\ + 0,1898\varepsilon(k) - 0,1898\varepsilon(k - 2) \end{aligned} \quad (4.28)$$

E isolando $x'(k)$:

$$\begin{aligned}
 x'(k) = & 1,0364x'(k-1) - 0,0364x'(k-2) + \\
 & + 0,1898\varepsilon(k) - 0,1898\varepsilon(k-2)
 \end{aligned}
 \quad (4.29)$$

A equação (4.29) será inserida no microcontrolador. Ela fará a leitura da amostra atual e de das duas amostras anteriores a ela.

4.7. CONTROLE DIGITAL DO ESTÁGIO *BOOST*

A função de Transferência do conversor *boost* é obtida substituindo os valores da Tabela 4.4 na equação (4.3), como se segue:

$$G_{Boost} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-9,8s * 10^{-11} - 0,0098s + 85,76}{2,467s * 10^{-8} + 35,44s * 10^{-5} + 3,106}
 \quad (4.31)$$

Da mesma maneira feita para no conversor *buck*, tem-se:

$$G(s) = G_{Buck}(s) * G_{PWM}(s) = \frac{-9,8s * 10^{-11} - 0,0098s + 85,76}{7,4s * 10^{-8} + 1,063s * 10^{-3} + 9,319}
 \quad (4.32)$$

O sinal de referência é dado por:

$$Y'_{ref} = \frac{Y_{ref}}{H} = 0,0967
 \quad (4.33)$$

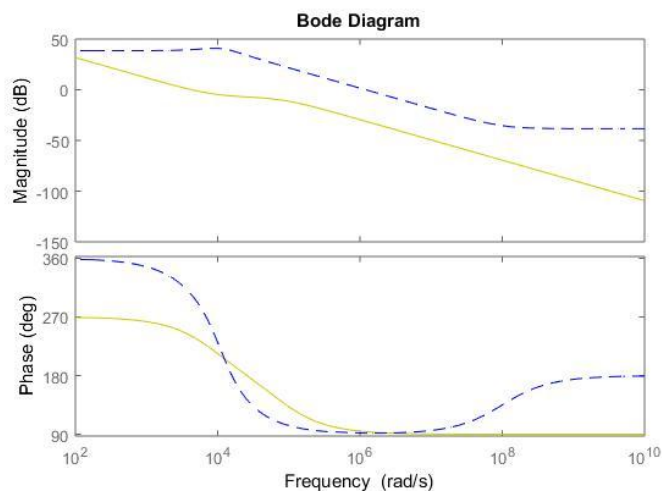
Sendo $Y_{ref} = 12 V$, e $H = 124,08$.

Para o cálculo do Controlador é utilizado o SISOTOOL. A função de Transferência do Controlador Tipo 3 é dada por:

$$G_C(s) = 2,798 * 10^6 * \frac{(s^2 + 1,43s * 10^4 + 1,25 * 10^8)}{s(s + 1 * 10^8)(s + 7,6 * 10^4)}
 \quad (4.34)$$

O diagrama de Bode da Planta $G(s)$ e do sistema compensando são observados na Figura 4.19.

Figura 4.19- Diagrama de Bode de $G(s)$ (azul), diagrama de Bode do Sistema compensado (amarelo).



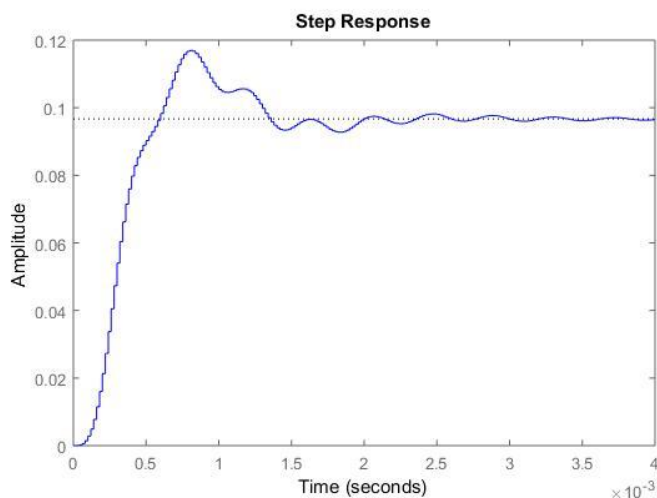
O sistema compensado apresenta uma Margem de Fase de $60,5^\circ$ e Frequência de Corte de 4,31 kHz.

Utilizando o método Tustin e a frequência de amostragem de 50kHz, a mesma frequência de chaveamento dos conversores, obtém-se a seguinte equação:

$$C(z) = 0,018344 * \frac{1 - 0,712z^{-1} - 0,957z^{-2} + 0,753z^{-3}}{1 - 0,138z^{-1} - 0,7262z^{-2} + 0,136z^{-3}} \quad (4.35)$$

A Figura 4.20 apresenta a resposta de um degrau na frequência discreta.

Figura 4.20 - Resposta ao Degrau na Frequência Discreta.



Ao multiplicar a resposta ao degrau pelo o ganho do ADC combinado com o ganho do Sensor de Tensão, ou seja, a função $H = 124,08$, obtém-se os 12V necessários na saída.

Sabe-se pela Figura 4.14, que:

$$C(z) = \frac{x'(z)}{\varepsilon(z)} = 0,018344 * \frac{1 - 0,712z^{-1} - 0,957z^{-2} + 0,753z^{-3}}{1 - 0,138z^{-1} - 0,7262z^{-2} + 0,136z^{-3}} \quad (4.36)$$

A partir da propriedade da Transformada Z apresentada na equação (4.27) ao aplicar na equação do Controlador, tem-se:

$$\begin{aligned} x'(k) - 0,138x'(k-1) - 0,7262x'(k-2) + 0,136x'(k-3) = \\ + \varepsilon(k) - 0,013\varepsilon(k-1) - 0,0175\varepsilon(k-2) + 0,0138\varepsilon(k-3) \end{aligned} \quad (4.37)$$

E isolando $x'(k)$:

$$\begin{aligned} x'(k) = 0,138x'(k-1) + 0,7262x'(k-2) - 0,136x'(k-3) + \varepsilon(k) \\ - 0,013\varepsilon(k-1) - 0,0175\varepsilon(k-2) + 0,0138\varepsilon(k-3) \end{aligned} \quad (4.38)$$

5. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

5.1. INDUTOR

O indutor é projetado de acordo com as especificações do conversor, levando se em consideração os seguintes parâmetros: valor da indutância, frequência de operação e corrente eficaz sobre ele.

Os parâmetros adotados no projeto do indutor L , do Conversor CC-CC Bidirecional, estão na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Parâmetros do Indutor

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância	L	200 μH
Frequência de Operação	f_s	50 kHz
Corrente Eficaz sobre o Indutor	I_{Lef}	2 A

A escolha do núcleo de ferrite é feita através do produto de áreas, dado pela equação (5.1), abaixo:

$$W.S = \frac{L(I_{Lef})^2}{B.J.K} \quad (5.1)$$

Onde:

W - Área ou janela de enrolamento disponível

S - Área efetiva do núcleo

B - Máxima indução do projeto, igual a 0,2.

J - Densidade de corrente, varia entre 1 a 4,5 A/mm^2 , será adotado para o projeto 3 A/mm^2 .

K - Fator de ocupação da janela, normalmente entre 0,3 e 0,6, será adotado 0,4.

Portanto:

$$W.S = 0,333 \text{ cm}^4 \quad (5.2)$$

Com o valor de $W.S$ pelo catalogo da Thornton o ferrite escolhido foi o EE-30/15/7.

Tabela 5.2 - Parâmetros do núcleo EE-30/15/7

Parâmetro	Símbolo	Valor
Janela disponível por área efetiva	$W \cdot S$	$0,48 \text{ cm}^4$
Área efetiva	S	$0,6 \text{ cm}^2$
Comprimento da espira	l_{esp}	$6,7 \text{ cm}$
Comprimento médio das espiras	l_M	$5,6 \text{ cm}$

O cálculo do número de espiras é dado pela equação (5.3).

$$N = \frac{L * I_{Left}}{B * S} = 33,4 \quad (5.3)$$

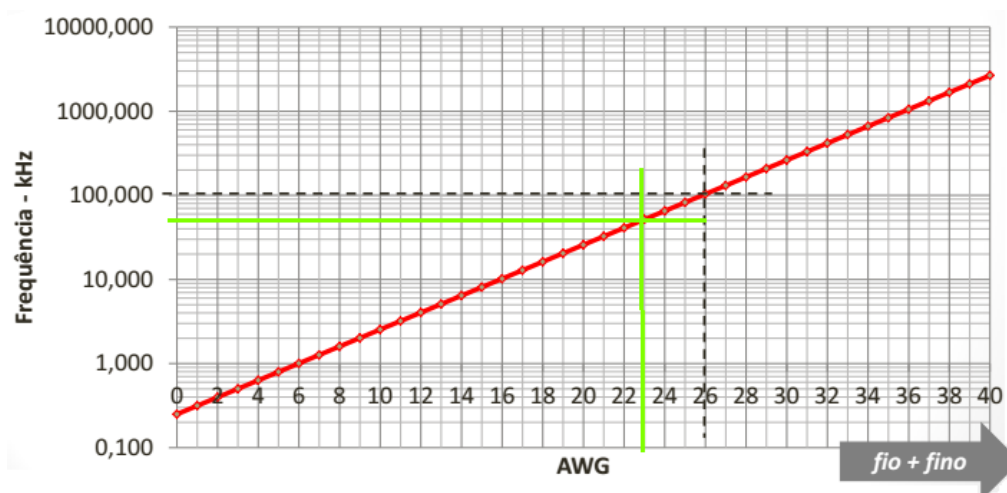
Portanto $N = 34 \text{ espiras}$.

A área efetiva da bitola do fio utilizado nas espiras é dada pela equação (5.4).

$$A_{efetiva} = \frac{I_{Left}}{J} = 0,0066 \text{ cm}^2 \quad (5.4)$$

Ao consultar a tabela de fios AWG, a bitola referente à área calculada é de 17 AWG, no entanto, a frequência de operação é de 50 kHz , deve se levar em consideração o efeito peculiar. Portanto, deve-se escolher a bitola máxima do fio em função da frequência através da Figura 5.1.

Figura 5.1 - Bitola de fio permitida em função da frequência.



Fonte: Adaptado (ALMEIDA)

Para a frequência de 50 kHz , a bitola máxima é de 23 AWG, conforme a linha verde na Figura 5.1, que corresponde a $0,00258 \text{ cm}^2$, assim serão utilizados 3 fios em

paralelo o que corresponde aproximadamente à área efetiva calculada pela equação (5.4).

O comprimento do entreferro ou *gap* é dado pela expressão (5.5).

$$l_g = \frac{\mu_o * N * S}{L} = \frac{4 * \pi * 10^{-7} * 34^2 * 0,6}{200 * 10^{-6}} = 0,0435 \text{ cm} \quad (5.5)$$

5.2. ESPECIFICAÇÕES DOS SEMICONDUTORES

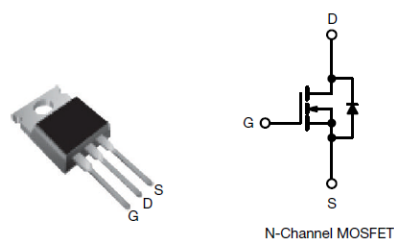
Para definir as chaves, levaram-se em conta os cálculos do pior caso (*Modo buck*). O valor médio da corrente na chave para um conversor *buck* é expresso por:

$$I_{S(med)} = D * I_o = 0,833 * 2 = 1,667A \quad (5.6)$$

$$I_{S(ef)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{D}{3} (12 * I_o + \Delta I^2 L)} = 1,29 A \quad (5.7)$$

O MOSFET escolhido é o IRF640. De acordo com seu Datasheet, esse semicondutor suporta tensões de bloqueio de até 200 V e correntes nominais da ordem de 18 A, atendendo satisfatoriamente ao exigido na UPS CC. Esse componente também está capacitado para operar com frequências de comutação de dezenas de kHz, além de ser de baixo custo. Sua dissipação máxima de potência é de 125 W em temperatura ambiente de 25°. A resistência equivalente de condução é inferior a 200 Ω.

Figura 5.2 - Modelo do MOSFET IRF640.



5.3. CAPACITOR

O principal fator que determina o valor do capacitor de saída é o ripple que deve ser mantido pelas especificações do projeto. Juntamente com o indutor, o capacitor

forma um filtro e este filtro deve ter características que mantenha o ripple de saída dentro dos limites exigidos pelo projeto.

O capacitor escolhido nesse projeto é do tipo eletrolítico de 10 μF . Esse valor de capacitância garante o *ripple* dentro das especificações do projetista.

5.4. BATERIA

O critério de escolha da bateria leva em conta seu tamanho, já que esse componente faz parte da UPS. Outro fator importante é sua tensão nominal e sua capacidade de descarga. A bateria selecionada é a UP 645 SEG, da marca UNIPOWER, suas características estão representadas na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Parâmetros da Bateria.

Parâmetro	Valor
Tensão Nominal	6 V
Capacidade	3,5 Ah
Altura	101mm
Comprimento	70 mm
Largura	48 mm
Peso	0,78 Kg
Tensão limite	7,2 V a 7,5 V
Tensão de Flutuação	6,75 V a 6,9 V

6. CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

6.1. CONCLUSÃO

Este trabalho descreveu a proposição de um sistema de alimentação ininterrupta CC. Inicialmente foi apresentada uma visão geral dos sistemas UPS (do inglês, Uninterruptible Power Supply), especificando os principais modelos de UPS, assim como o projeto CC proposto.

Foi apresentado um sistema de controle digital baseado em compensadores dedicados aos estágios *buck* e *boost* do conversor Bidirecional, com a finalidade de implementar o controle de modo de corrente e modo de tensão para carregar a bateria de chumbo-ácido conectada ao conversor em sistema estável.

O Controlador de Carga de Baterias é fundamental nos sistemas em que há necessidade de armazenar energia em baterias, providenciando o carregamento delas dentro de suas especificações. Garante-se, assim, maior vida útil, diminuindo gastos com a reposição de novas baterias.

A simulação mostrou que as especificações de carga e descarga da bateria foram respeitadas, apesar de o tempo simulado ter sido apenas ilustrativo, com o objetivo de esclarecer todos os estágios.

Finalmente, o sistema foi dimensionado visando uma implementação. Todos os componentes que integram a UPS CC proposta foram modelados, respeitando os valores de potência e necessidades do projeto.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros, pretende-se desenvolver o protótipo proposto neste trabalho e aplicar uma lógica programável e, através de um microcontrolador, realizar o controle de carga e descarga da bateria. Também é necessário incluir um algoritmo de controle para a compensação por temperatura, pois elevadas temperaturas minimizam a vida útil da bateria.

Referências Bibliográficas

- AHMED, A. *Eletrônica de potência*. São Paulo, Brasil: Pearson, Vol. 1, 2001.
- ALMEIDA, P. S. *Fontes Chaveadas. Modelagem e Controle de Fontes Chaveadas* (slide) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Minas Gerais, Brasil.
- STA ELETRÔNICA. *Manual das Baterias Recarregáveis*. Fonte: STA: www.sta-eletronica.com.br, São Paulo, 2009.
- BRAGA, N. C. *Diodos Schottky*. Fonte: www.newtoncbraga.com.br: <http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/como-funciona/6709-como-funcionam-os-diodos-schottky>, Brasil, 2014.
- DAMASCENO, A. D. *Controle Preditivo de corrente aplicado a um controlador de carga de baterias baseado em conversor CC- CC Bidirecional*. Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, Brasil, 2008.
- ERICKSON, R. W. *Fundamentos de Eletrônica de Potência*. Chapman & Hall, 1997.
- GHETTI, F. T. *Análise de variações topológicas aplicadas a uma UPS tipo delta monofásica*. Dissertação (Mestrado), Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, Brasil, 2009.
- HART, D. W. *Eletrônica de Potência: Análise e projetos de circuitos*. Porto Alegre: AMGH Editora, 2012.
- INOUE, S. *A Bi-Direcional DC/DC Converter for an Energy System*, IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE, 2012.
- INSTRUMENTS, T. *Tiva C Series TM4C123G LaunchPad*. Texas, EUA, Abril de 2013.
- JUNIOR, H. G. *Estudo de controladores aplicados a inversores para UPS com operação ilhada*. Dissertação (Mestrado), Bauru, SP, Brasil, 2013.
- LTDA, T. E. *Catálogo Thornton. Catálogo de Ferrite*. Brasil, novembro, 2015
- LYRA, G. C. *Sistema regenerativo de energia para veículos elétricos*. Trabalho de conclusão de curso – Universidade Tecnológica do Paraná. Curitiba, Brasil, 2016.
- MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W P., *Power Electronics, Converters, Applications and Design*, second edition 1995.
- OGATA, K, *Engenharia de Controle Moderno*. Editora LCT, 1995.

- PETRY, C. A. *Conversores CC-CC: Conversor Buck*. Florianópolis. Trabalho de conclusão de curso – Universidade Federal do Paraná, Brasil, 2014.
- PULGA, V. A. *Estudo e Implementação de uma plataforma didática e pesquisa para controle digital de conversores de tensão CC- CA*. Trabalho de conclusão de curso (Graduação) – Universidade Federal do Paraná, Brasil. Curitiba, Brasil, 2014.
- RODRIGUES, M. D. *Controle por Modo de Tensão de Conversores Estáticos*. Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, Brasil, 2002.
- ROSEMBACK, R. H. *Conversor CC-CC Bidirecional Buck-Boost atuando como Controlador de Carga de baterias*. Dissertação (Pós-Graduação) – Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, Brasil, 2004.
- SAAD, M. D. *Controlador de carga e descarga de baterias*. Trabalho de conclusão de curso – Universidade Católica do Rio de Janeiro, *Brasil*, 2012.
- SILVA, W. W. *Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento de baterias em um sistema nano rede*. Belo Horizonte, MG, Brasil, 2013.
- SOUSA, J. M. *Sistema bidirecional de carga de baterias para FEUP VEC*. Dissertação (Mestrado) – Faculdade de Engenharia do Porto, Porto, 2013.
- TAN, N. M. *Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System*, IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE, 2002.
- UNIPOWER. *Bateria de Chumbo-Ácida Regulada por Válvula*. Fonte: www.unicoba.com.br, São Paulo, São Paulo, Brasil, 2013.

APÊNDICE A – CIRCUITO NO PSIM

O modelo de bateria para simulação no PSIM consiste em uma resistência em série com um capacitor e uma fonte de tensão variável no tempo.

Figura A.1 - Conversor Bidirecional.

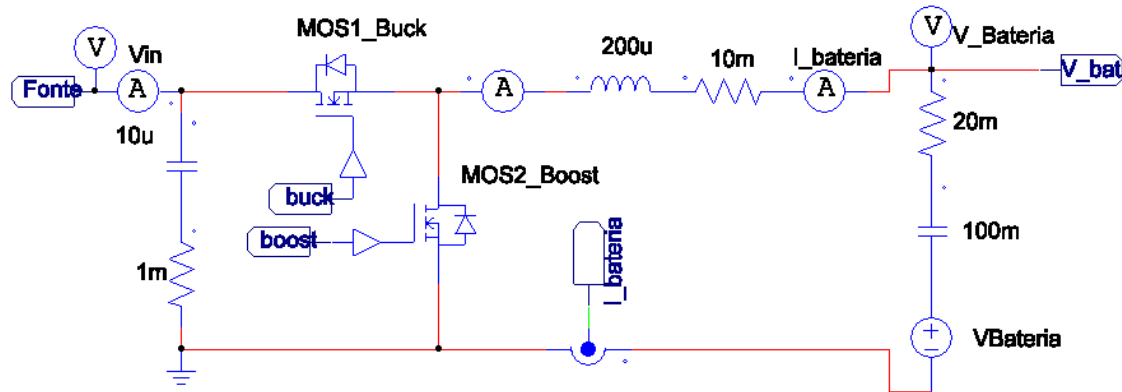


Figura A.2 - Controle Boost.

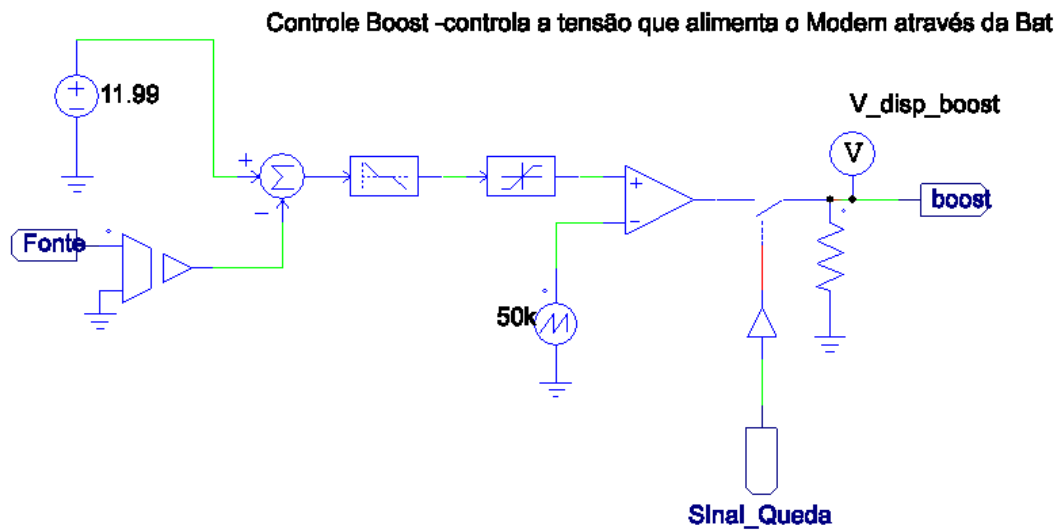


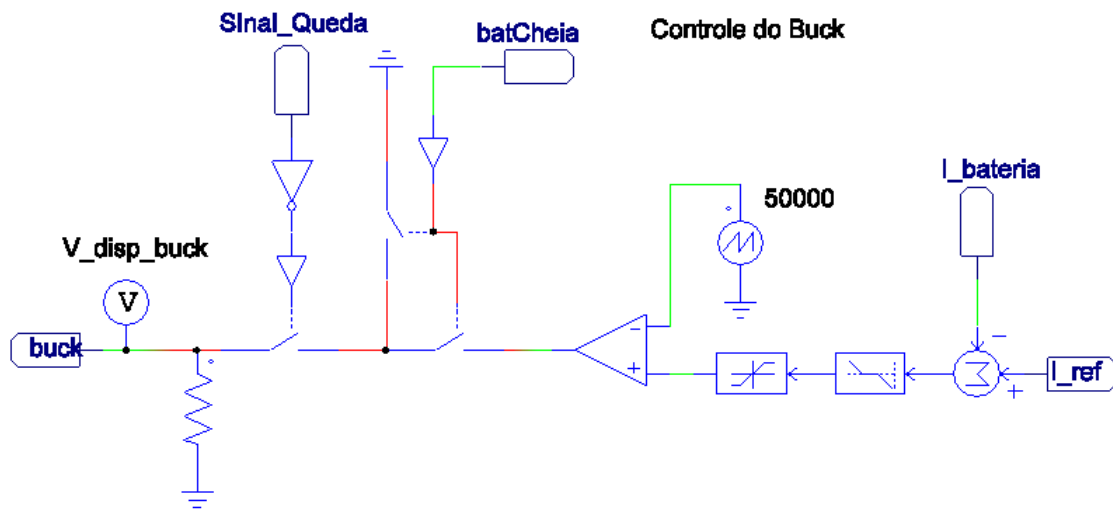
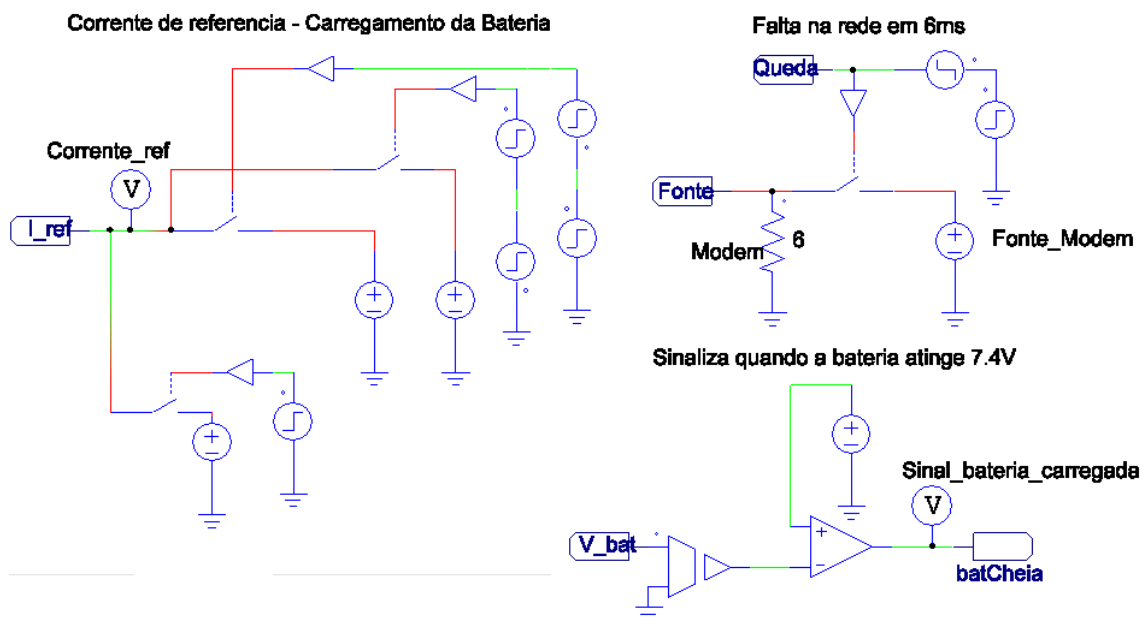
Figura A.3 - Controle *Buck*

Figura A.4 - Circuitos complementares.



APÊNDICE B – MODELAGEM DINÂMICA DO CONVERSOR BIDIRECIONAL

Seja para o conversor buck, seja para o conversor boost, em operação no modo de condução contínua, são estabelecidos dois estágios de funcionamento: um correspondente à condução do interruptor, e o outro quando ele está bloqueado. Desse modo, para o intervalo de tempo $d.T_S$ (ver Figura 3.4), em que o interruptor está conduzindo, tem-se:

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}_1 x + \mathbf{B}_1 u_i \\ y = \mathbf{C}_1 x + \mathbf{E}_1 u_i \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

sendo x um vetor de estado constituído pela corrente no indutor e tensão no capacitor, \mathbf{A}_1 é a matriz de estado, \mathbf{B}_1 é a matriz de entrada, u_i é o vetor de entrada constituído pela corrente e tensão de entrada do circuito, y é o vetor de saída constituído da corrente e tensão de saída do circuito, \mathbf{C}_1 é a matriz de saída e \mathbf{E}_1 é a matriz de transmissão.

Já para o intervalo em que o interruptor está aberto, ou seja, $(1 - d) T_S$, tem-se:

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}_2 x + \mathbf{B}_2 u_i \\ y = \mathbf{C}_2 x + \mathbf{E}_2 u_i \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

De (B.1) e B.2) pode-se obter um modelo baseado na média de espaço de estados do circuito em um período de chaveamento T_S dado por:

$$\begin{cases} \dot{x} = [\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2(1 - d)]x + [\mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2(1 - d)]u_i \\ y = [\mathbf{C}_1 d + \mathbf{C}_2(1 - d)]x + [\mathbf{E}_1 d + \mathbf{E}_2(1 - d)]u_i \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Pela introdução de perturbações de pequeno sinal (pequena amplitude) as variáveis passam a ser representadas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x} \\ u_i &= U_i + \tilde{u}_i \\ y &= Y + \tilde{y} \\ d &= D + \tilde{d} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Em que as variáveis em maiúsculas representam as grandezas em regime permanente e as variáveis acompanhadas do símbolo (\sim) representam suas variações de pequeno sinal em torno de um ponto de operação.

Admitindo por simplicidade que o desvio do vetor das variáveis de excitação, u_i , é nulo e substituindo (B.4) em (B.3) tem-se:

$$\dot{X} + \dot{\tilde{x}} = [\mathbf{A}_1(D + \tilde{d}) + \mathbf{A}_2(1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) + [\mathbf{B}_1(D + \tilde{d}) + \mathbf{B}_2(1 - D - \tilde{d})]U_i \quad (\text{B.5})$$

Desprezando os termos contendo o produto entre \tilde{d} e \tilde{x} , que resultam em parcelas pouco significativas nas somas desdobradas, pode-se reescrever (B.5) separando os termos devido à resposta em regime permanente e devido à resposta em pequenos sinais, conforme (B.6).

$$\mathbf{A}X + \mathbf{B}U_i = 0 \quad (\text{B.6})$$

e,

$$\dot{\tilde{x}} = \mathbf{A}\tilde{x} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)X + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)U_i]\tilde{d} \quad (\text{B.7})$$

Similarmente para o vetor das variáveis de saída, tem-se que:

$$Y + \tilde{y} = \mathbf{C}X + \mathbf{C}\tilde{x} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)X]\tilde{d} + [(\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)U_i]\tilde{d} \quad (\text{B.8})$$

Que reescrita separando as parcelas referentes à resposta em regime permanente da resposta devido aos pequenos sinais, resulta em:

$$Y = \mathbf{C}X + \mathbf{E}U_i \quad (\text{B.9})$$

e,

$$\tilde{y} = \mathbf{C}\tilde{x} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)X + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)U_i]\tilde{d} \quad (\text{B.10})$$

Finalmente, de (B.6) e (B.9), tem-se que o valor da saída em regime permanente é dado por:

$$Y = -\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}U_i + \mathbf{E}U_i \quad (\text{B.11})$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (B.7) e (B.10), tem-se:

$$s\tilde{x}(s) = \mathbf{A}\tilde{x}(s) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)X + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)U_i]\tilde{d}(s) \quad (\text{B.12})$$

$$\tilde{y}(s) = \mathbf{C}\tilde{x}(s) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)X + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)U_i]\tilde{d}(s) \quad (\text{B.13})$$

Isolando $\tilde{x}(s)$ em (B.12) e substituindo o resultado em (B.13), pode-se obter uma função de transferência $T_{yd}(s)$ entre a variável de saída $\tilde{y}(s)$ e a razão cíclica $\tilde{d}(s)$ para o estágio de potência de um conversor de comutação operando no modo de condução contínua, como dado por (B.14).

$$T_{yd}(s) = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = \mathbf{C}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)X + (\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2)U_i] + [(\mathbf{C}_1 + \mathbf{C}_2) + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)U_i] \quad (\text{B.14})$$

A técnica desenvolvida neste apêndice pode ser usada para a obtenção das funções de transferência controle-saída conforme indicadas no capítulo 4 para o conversor bidirecional operando em ambos os sentidos (modo carga da bateria ou modo de alimentação da carga protegida sob condição de falta da rede).