

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**CONVERSOR CC/CC COM DOIS ESTÁGIOS PARA APLICAÇÃO EM  
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS DE ENERGIA**

Eng<sup>o</sup>. Francisco Everton Uchôa Reis

**Fortaleza  
Fevereiro de 2012**

Eng<sup>o</sup>. Francisco Everton Uchôa Reis

**CONVERSOR CC/CC COM DOIS ESTÁGIOS PARA APLICAÇÃO EM  
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS DE ENERGIA**

Dissertação submetida à Universidade Federal do  
Ceará como parte dos requisitos para a obtenção do  
Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

**Fortaleza  
Fevereiro de 2012**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

- 
- R31c Reis, Francisco Everton Uchôa.  
Conversor CC/CC com dois estágios para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos de energia / Francisco Everton Uchôa Reis – 2012.  
153 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós – Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2012.  
Área de Concentração: Eletrônica de potência e Acionamentos elétricos.  
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascope.
1. Engenharia Elétrica. 2. Energia – Fontes alternativas. 3. Conversores de corrente elétrica. I. Título.

---

CDD 621.3

**Francisco Everton Uchôa Reis**

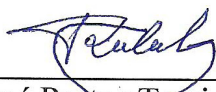
**Conversor CC/CC com Dois Estágios Para Aplicação em Sistemas  
Fotovoltaicos Autônomos de Energia**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.



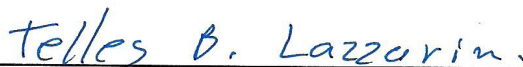
Francisco Everton Uchôa Reis

**Orientador:**



Prof. René Pastor Torrico Bascope, Dr.


**Banca Examinadora:**



Prof. Telles Brunelli Lazarin, Dr.



Prof. José Carlos Teles Campos, Dr.



Prof. Francisco Kléber de Araújo Lima, Dr.

**Fortaleza, 24 de fevereiro de 2012**

*À Deus,  
Aos meus pais,  
E a todos os familiares e amigos,  
Eu dedico essa dissertação de mestrado.*

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pelo dom da vida e pela força que me foi concedida para vencer esse desafio. Ao professor Dr. René Pastor Torrico Bascopé, pela sua orientação e amizade. Ao professor PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes pela sua confiança e seu apoio. A professora Dra. Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis pelo apoio e por ter cedido um espaço no laboratório de circuitos para a montagem e testes parciais do protótipo. Ao professor Dr. Otacílio da Mota Almeida pela credibilidade e por ajudar na aquisição de alguns componentes necessários para a construção do sistema.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, Luiz Henrique, José Carlos, Sérgio Daher, André Lima, Demercil Júnior, Henrique Cunha, Ruth Saraiva, Tomas Nunes, Paulo Praça. Aos funcionários do departamento, Jorge, Rafael, e ao funcionário Gleidson da Rocha Mota; responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação como mestre. Ao técnico Pedro, pela disponibilidade no auxílio da montagem do protótipo.

Aos meus amigos e colegas de mestrado: Eldin Miranda, Marcus Silvério Costa, Lucas Ximenes, Saulo Ximenes, Aberides, Fabíola, George Harrison, Bruno Almeida, Hermínio e aos demais colegas de laboratório que de alguma forma deram sua contribuição.

À minha família, a todos os meus amigos por todo o suporte e pela ajuda em todos os momentos da minha vida, bons e ruins; e em particular aos meus pais que compreenderam minha ausência durante os períodos de dedicação aos estudos. Todos são muito importantes para mim.

A CAPES que contribuiu com o apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico. A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas, desde já peço minhas sinceras desculpas.

*“Porque Deus amou ao mundo de tal maneira que deu o seu filho unigênito, para que todo aquele que nele crê não pereça, mas tenha a vida eterna.” (João 3.16)*

*“O choro pode durar uma noite, mas a alegria vem pela manhã”. (Salmos 30.5)*

Reis, F. E. U. “Conversor CC/CC com dois estágios para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos de energia”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2012, 153 p.

O presente trabalho apresenta o estudo de um conversor CC/CC com dois estágios para aplicação no desenvolvimento de sistemas autônomos de energia elétrica. O conversor sob estudo consiste basicamente da associação de dois conversores CC/CC, em que entre eles é inserido um banco de baterias para dar continuidade ao fornecimento de energia em períodos em que não há radiação solar. Todos os conversores utilizados para a composição do sistema são do tipo *boost* utilizando a célula de comutação de três estados (CCTE). O primeiro conversor tem a função enviar energia desde os painéis fotovoltaicos a um banco de baterias de 48 V e permitir a operação dos painéis fotovoltaicos no ponto de máxima potência (MPP- *Maximum Power Point*). O segundo estágio é constituído por um conversor de alto ganho de tensão, cujo papel é elevar a tensão do banco de baterias de 48 V para uma tensão de 400 Vcc, formando assim o barramento de saída do sistema em tensão contínua. Para garantir a regulação da tensão em 400 Vcc, foi implementada a técnica de controle LQR (*Linear Quadratic Regulator*). Para o projeto do controle LQR é utilizado uma metodologia simplificada para a obtenção de um modelo reduzido do conversor de alto ganho de tensão. Para cada estágio é apresentado seu estudo teórico, análise de perdas e dimensionamento dos componentes para o atendimento das especificações de projeto. Para verificar a análise teórica foi montado um protótipo para cada estágio e os resultados experimentais são apresentados neste trabalho.

Número de páginas: 153

Palavras-Chave: Energia fotovoltaica, Bateria, Controlador de carga, Conversor CC/CC *boost* de alto ganho de tensão, Controle LQR.



Reis, F. E. U. "DC / DC converter with two stages for use in stand-alone photovoltaic power systems", Federal University of Ceará – UFC, 2012, 153p.

This work presents a study of a DC/DC converter with two stages for implementation of a stand-alone photovoltaic power system. The converter under study consists of two DC/DC converters, in which between them is inserted a battery bank to give continuity to the energy supply in periods when there isn't solar radiation. All converters used for the composition of the system are of type boost based on the three-state switching cell (TSSC). The first converter has function of to send energy from photovoltaic panels to a battery bank of 48 V formed by four batteries of 12V connected in series, and its function is to allow the photovoltaic panels operation at the maximum power point (MPP). The second stage consists of a converter of high voltage gain, whose role is to raise the 48 V battery bank voltage to 400V DC output bus voltage. To ensure the regulation of voltage at 400 V DC, was implemented the control LQR (Linear Quadratic Regulator). To design the controller LQR, a simplified methodology to obtain a model of the high-gain voltage converter is used. For each stage is presented its theoretical study, analysis and the components were designed and specified. To verify the theoretical analysis, was developed a prototype for each stage and the experimental results are presented in this work.

Number of pages: 153

Keywords: Photovoltaic energy, Batteries, Charge controller, High Step-Up DC-DC Converter, LQR Control.

# SUMÁRIO

<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1 – MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E ESPECIFICAÇÃO DO SISTEMA .....</b>	<b>4</b>
1.1 INTRODUÇÃO .....	4
1.2 CONCEITOS BÁSICOS DE BATERIAS PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS .....	5
1.2.1 <i>Classificação das Baterias</i> .....	5
1.2.2 <i>Baterias de Prata Zinco (AgZn)</i> .....	6
1.2.3 <i>Baterias de Lítio Íon</i> .....	6
1.2.4 <i>Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd)</i> .....	6
1.2.5 <i>Baterias de Níquel-Metal Hidreto (NiMh)</i> .....	7
1.2.6 <i>Baterias de Chumbo Ácido</i> .....	7
1.2.7 <i>Tipos de Baterias de Chumbo Ácido</i> .....	8
1.3 TIPOS DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS .....	9
1.3.1 <i>Silício Monocristalino</i> .....	9
1.3.2 <i>Silício Policristalino</i> .....	10
1.3.3 <i>Silício Amorfo</i> .....	10
1.4 TÉCNICAS DE MPPT .....	11
1.4.1 <i>Técnica Tensão Constante (Cv)</i> .....	11
1.4.2 <i>Técnica Perturba e Observa (P&amp;O)</i> .....	12
1.4.3 <i>Condutância Incremental (IncCond)</i> .....	13
1.5 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS AUTÔNOMOS .....	15
1.5.1 <i>Carga CC sem Armazenamento de Energia</i> .....	15
1.5.2 <i>Carga CC com Armazenamento de Energia</i> .....	16
1.5.3 <i>Carga CA sem Armazenamento de Energia</i> .....	17
1.5.4 <i>Carga CA com Armazenamento de Energia</i> .....	17
1.6 REVISÃO DE TOPOLOGIAS DE SISTEMAS AUTÔNOMOS.....	18
1.6.1 <i>Sistemas com Dois Estágios de Processamento</i> .....	19
1.6.2 <i>Sistemas com Três Estágios de Processamento</i> .....	21
1.7 PROPOSTA DO TRABALHO E ESPECIFICAÇÃO DO SISTEMA .....	22
1.8 DIMENSIONAMENTO DO BANCO DE BATERIAS.....	28
1.9 DIMENSIONAMENTO DOS MÓDULOS FOTOVOLTAICOS .....	31
1.10 CONCLUSÃO .....	34
<b>CAPÍTULO 2 – ANÁLISE DO CONTROLADOR DE CARGA .....</b>	<b>35</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	35
2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CONTROLADOR DE CARGA.....	35
2.3 DETERMINAÇÃO DE ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS COMPONENTES .....	39
2.4 PROJETO DO CONTROLADOR DE CARGA .....	42

2.4.1	<i>Especificações para o Controlador de Carga</i> .....	42
2.4.2	<i>Dimensionamento de Componentes do Controlador de Carga</i> .....	43
2.5	QUANTIFICAÇÃO DE PERDAS PARA MELHORAR O RENDIMENTO .....	49
2.5.1	<i>Cálculo das Perdas em cada Componente</i> .....	50
2.5.2	<i>Perdas Totais e Rendimento Estimado</i> .....	52
2.6	VERIFICAÇÃO DE ESFORÇOS MEDIANTE SIMULAÇÃO.....	53
2.7	CONTROLE E SUPERVISÃO DO CONVERSOR CONTROLADOR DE CARGA.....	54
2.7.1	<i>Algoritmo de MPPT</i> .....	54
2.7.2	<i>Proteção de Subtensão e Sobretenção das Baterias</i> .....	56
2.8	CONCLUSÃO .....	57
<b>CAPÍTULO 3 – ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO DE TENSÃO.....</b>		<b>58</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	58
3.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR .....	58
3.3	DETERMINAÇÃO DE ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS COMPONENTES .....	62
3.4	QUANTIFICAÇÃO DE PERDAS PARA MELHORAR O RENDIMENTO .....	65
3.4.1	<i>Cálculo das perdas em cada componente</i> .....	66
3.4.2	<i>Perdas Totais e Rendimento Estimado para o Conversor de Alto Ganho</i> .....	68
3.5	PROJETO DO CONVERSOR ELEVADOR DE ALTO GANHO .....	69
3.5.1	<i>Especificações para o Conversor de Alto Ganho</i> .....	69
3.5.2	<i>Dimensionamento de Componentes do Conversor com Alto Ganho</i> .....	70
3.6	ANÁLISE DAS PERDAS PARA O CONVERSOR COM MAIOR EFICIÊNCIA.....	78
3.6.1	<i>Quantificação de Perdas nos Componentes</i> .....	78
3.6.2	<i>Perdas Totais e Rendimento Estimado para o Conversor de Alto Ganho Eficiente</i> .....	80
3.7	CONCLUSÃO .....	81
<b>CAPÍTULO 4 – PROJETO DO CONTROLE LQR COM AÇÃO INTEGRAL APLICADO AO CONVERSOR DE ALTO GANHO DE TENSÃO.....</b>		<b>82</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	82
4.2	MODELAGEM SIMPLIFICADA DO CONVERSOR.....	82
4.2.1	<i>Transformação para um Conversor Boost Clássico Equivalente</i> .....	83
4.2.2	<i>Representação do Conversor Equivalente no Espaço de Estados</i> .....	85
4.3	A TÉCNICA DE CONTROLE LQR .....	88
4.4	SOLUÇÃO DO LQR COM O MATLAB.....	90
4.4.1	<i>Determinação das Matrizes <math>Q</math> e <math>R</math></i> .....	90
4.4.2	<i>Determinação da Lei de Controle Ótima</i> .....	93
4.4.3	<i>Simulação do Modelo Teórico Controlado em Malha Fechada com o LQR</i> .....	94
4.5	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR NO MATLAB/SIMULINK.....	95
4.6	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR NO ORCAD .....	98
4.7	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO CIRCUITO DE CONTROLE PROPOSTO PARA O CONVERSOR .....	101
4.7.1	<i>Dimensionamento dos Medidores de Tensão e de Corrente para Realimentação</i> .....	101

4.7.2 Solução para a Geração de PWM Usando o SG3524 .....	104
4.7.3 Cálculo dos Elementos Externos ao SG3524.....	105
4.7.4 Cálculo dos Elementos Externos ao LF412.....	107
4.7.5 Cálculo dos Elementos Externos ao LM393N .....	110
4.8 CIRCUITO DE COMANDO E CONTROLE COMPLETO.....	111
4.9 CONCLUSÃO .....	111
<b>CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES .....</b>	<b>113</b>
5.1 INTRODUÇÃO .....	113
5.2 RESULTADOS PARA O CONTROLADOR DE CARGA.....	113
5.3 RESULTADOS PARA O CONVERSOR DE ALTO GANHO.....	121
5.3.1 Resultados em Regime Transitório .....	121
5.3.2 Resultados em Regime Permanente .....	125
5.4 CONCLUSÃO .....	128
<b>CONCLUSÃO GERAL .....</b>	<b>130</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>131</b>
<b>GLOSSÁRIO .....</b>	<b>137</b>
<b>APÊNDICES.....</b>	<b>138</b>
APÊNDICE A – Programas .....	138
A.1 – Programa para o microcontrolador MSP430F2274 .....	138
A.2 – Programa em Matlab para o projeto do controle LQR.....	143
APÊNDICE B – Esquemáticos .....	147
B.1 – Esquemático do controlador de carga .....	147
B.2 – Esquemático da placa de controle ótimo.....	148
APÊNDICE C – Layouts .....	149
C.1 – Layout do controlador de carga.....	149
C.2 – Layout da placa de controle ótimo .....	150
<b>ANEXO .....</b>	<b>151</b>
<b>ÍNDICE REMISSIVO.....</b>	<b>152</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Fluxograma da técnica de tensão constante. ....	12
Figura 1.2 – Fluxograma da técnica Perturba e Observa (P&O).....	13
Figura 1.3 – Fluxograma da técnica Condutância Incremental. ....	14
Figura 1.4 – Sistema isolado sem armazenamento para carga CC.....	16
Figura 1.5 – Sistema isolado com armazenamento para carga CC. ....	16
Figura 1.6 – Sistema isolado sem armazenamento para carga CA.....	17
Figura 1.7 – Sistema isolado com armazenamento para carga CA. ....	18
Figura 1.8 – Sistema fotovoltaico série com dois estágios de conversão para diferentes tensões entre o arranjo de painéis fotovoltaicos e o banco de baterias. Controlador de carga das baterias, (a) <i>buck-boost</i> , (b) <i>boost</i> e (c) <i>buck</i> .....	20
Figura 1.9 – Topologias multiestágios paralelo com dois estágios de conversão: a) <i>Buck-boost</i> bidirecional, b) <i>Boost/buck</i> , c) <i>Buck/boost</i> . ....	21
Figura 1.10 – Sistema Fotovoltaico Autônomo com VRBESS.....	21
Figura 1.11 – Topologias de três estágios em paralelo para sistemas fotovoltaicos com banco de baterias: (a) carregador buck-boost, conversor boost, b) carregador buck/boost, conversor buck-boost.).....	22
Figura 1.12 – Formação da topologia de conversor boost adotada. ....	24
Figura 1.13 – Esquema do conversor proposto. ....	26
Figura 1.14 – Expectativa de vida em função da temperatura de trabalho (Moura Clean). ....	30
Figura 2.1 – Conversor controlador de carga. ....	36
Figura 2.2 – Primeira etapa de funcionamento.....	37
Figura 2.3 – Segunda etapa de funcionamento.....	37
Figura 2.4 – Terceira etapa de funcionamento. ....	38
Figura 2.5 – Quarta etapa de funcionamento.....	38
Figura 2.6 – Principais formas de onda dos componentes do controlador de carga.....	40
Figura 2.7 – Corrente no indutor parametrizada.....	43
Figura 2.8 – Perdas em porcentagem nos componentes em relação às perdas totais.....	52
Figura 2.9 – Algoritmo <i>P&amp;O</i> utilizado para obtenção da máxima potência do painel. ....	55
Figura 3.1 – Conversor <i>boost</i> de alto ganho com célula de comutação de três estados.....	59
Figura 3.2 – Etapas de operação no modo de condução contínua. ....	61
Figura 3.3 – Principais formas de onda do conversor. ....	61

Figura 3.4 – Perdas em porcentagem nos componentes do conversor de alto ganho.....	68
Figura 3.5 – Perdas em porcentagem nos componentes do conversor de alto ganho eficiente. .....	80
Figura 4.1 – Conversor <i>boost</i> original de alto ganho de tensão baseado no CCTE. ....	83
Figura 4.2 – Conversor <i>boost</i> clássico equivalente. ....	84
Figura 4.3 – Servossistema do tipo 1 [74]. ....	89
Figura 4.4 – Resposta da tensão de saída parametrizada na partida do conversor equivalente. .....	94
Figura 4.5 – Diagrama de Bode do sistema em malha fechada.....	95
Figura 4.6 – Diagrama de blocos no <i>Simulink</i> para a simulação do conversor original com o controle LQR com ação integral proposto.....	96
Figura 4.7 – Detalhamento do subsistema da Célula B [45] com os demais componentes envolvidos.....	96
Figura 4.8 –Subsistema do compensador LQR com ação integral utilizando amplificador operacional.....	97
Figura 4.9 – Degraus de carga de 50 % para 100 % e de 100 % para 50 %.....	97
Figura 4.10 – Esquemático para simulação do conversor <i>boost</i> de alto ganho de tensão com o controle LQR utilizando o <i>software</i> ORCAD. ....	98
Figura 4.11 – Partida do conversor com 100 % de carga e com todas as condições iniciais nulas. (De cima para baixo, corrente no indutor, sinal de controle, tensão de saída com sobressinal de 5 % em 37,5 ms). ....	99
Figura 4.12 – Degrau de carga de 100 para 50 % com sobressinal de 1 % na tensão de saída. .....	99
Figura 4.13 – Degrau de carga de 50 % a 100 %. ....	100
Figura 4.14 – Sinal de controle e a dente de serra. ....	100
Figura 4.15 – Esquema de medição da corrente no indutor para realimentação. ....	102
Figura 4.16 – Esquema de medição da tensão no capacitor filtro de saída. ....	103
Figura 4.17 – Circuito subtrator para correção do acionamento das chaves. ....	105
Figura 4.18 – Esquemático do SG3524 com o circuito subtrator embutido e com os componentes externos auxiliares. ....	106
Figura 4.19 – Configuração do amplificador operacional para implementar o controle LQR com ação integral.....	108
Figura 4.20 – Circuito responsável pela atuação da proteção e do desligamento do conversor. .....	110

Figura 4.21 – Circuito de controle e comando completo para acionamento do conversor <i>boost</i> de alto ganho.....	111
Figura 5.1 – Fotografia do primeiro estágio – controlador de carga.....	114
Figura 5.2 – Formas de onda de tensão e corrente de entrada (Base de tempo: 20 $\mu$ s/div). ..	114
Figura 5.3 – Formas de onda no indutor (Base de tempo: 10 $\mu$ s/div). ..	115
Figura 5.4 – Corrente no indutor e sinais de comando das chaves (Base de tempo: 10 $\mu$ s/div). .....	115
Figura 5.5 – Formas de onda de tensão e corrente na chave (Base de tempo: 20 $\mu$ s/div).....	116
Figura 5.6 – Detalhes da comutação da chave S1 (Base de tempo: 200 ns/div). ..	116
Figura 5.7 – Tensão nos enrolamentos do transformador (Base de tempo: 20 $\mu$ s/div).. ..	117
Figura 5.8 – Corrente nos enrolamentos do transformador (Base de tempo: 20 $\mu$ s/div).....	117
Figura 5.9 – Tensão e corrente de saída do conversor (Base de tempo: 20 $\mu$ s/div).. ..	118
Figura 5.10 – Curva de rendimento para o caso de uma única chave e duas chaves em paralelo da CCTE. ....	118
Figura 5.11 – Teste da eficiência do algoritmo do MPPT. (125 W/div; 1 s/div) .....	119
Figura 5.12 – Oscilações de tensão dos painéis em torno do ponto de máxima potência. (10 V/div; 500 ms/div).....	120
Figura 5.13 – Formas de onda para o banco de baterias durante o funcionamento em regime permanente do algoritmo de MPPT. (CH1: 5 A/div.; CH2: 20 V/div.; CH3: 125 W/div.; 1 s/div). .....	120
Figura 5.14 – Fotografia do segundo estágio. ....	121
Figura 5.15 – Formas de onda para o degrau de carga de 200 para 400 W: (a) Corrente através do indutor e a tensão de saída (CH3:5 A/div.; CH1:100 V/div), (b) Detalhe do afundamento de tensão. (CH1:1 V/div).....	122
Figura 5.16 – Formas de onda para o degrau de carga de 400 para 200 W: (a) Corrente através do indutor L e a tensão de saída (CH3:5 A/div.; CH1:100 V/div), (b) Detalhe do afundamento de tensão CH1:1 V/div). .....	122
Figura 5.17 – Formas de onda da tensão e corrente de saída (CH3:1 A/div.; CH2:100 V/div): (a) Para degrau de carga de 0,4 kW a 0,8 kW, (b) Para degrau de carga de 0,8 kW a 0,4 kW. ....	123
Figura 5.18 – Formas de onda de tensão e corrente de saída (CH3 – 1 A /div.; CH2 – 100 V/div), (a) Para um degrau de carga de 0,5 kW a 1 kW, (b) Detalhe do degrau de carga de 0,5 kW a 1 kW.....	123
Figura 5.19 – Formas de onda de tensão e corrente de saída: (a) Para um degrau de carga de	

0,5 kW a 1 kW (CH3 – 1 A /div.; CH2 – 100 V/div), (b) Detalhe do degrau de carga de 1 kW a 0,5 kW (CH3:1 A/div.; CH4: 100 V/div). .....	124
Figura 5.20 – Sinal de controle e sinal dente de serra, a superposição mostra a boa estabilidade do conversor elevador de tensão (0,5 V/div.; 10 $\mu$ s/div). .....	125
Figura 5.21 – Sinais de comando e as respectivas tensões sobre as chaves. (De cima para baixo: VGS1, VGS2: 5 V/div, VS1, VS2: 50 V/div, 10 $\mu$ s/div.) .....	125
Figura 5.22 – Formas de onda de corrente no indutor e de tensão no banco de baterias. (CH1: 5 A/div, CH2: 20 V/div, 10 $\mu$ s/div). .....	126
Figura 5.23 – Formas de onda de corrente e de tensão no enrolamento secundário acoplado ao transformador. (De cima para baixo: corrente e tensão no enrolamento. CH1: 5 A/div, CH2:50 V/div, 10 $\mu$ s/div). .....	126
Figura 5.24 – Formas de onda de tensão nos enrolamentos primários do transformador. (20 V/div, 10 $\mu$ s/div) .....	127
Figura 5.25 – Formas de onda de corrente nos enrolamentos primários do transformador. (CH1 e CH2: 5 A/div.; 20 $\mu$ s/div ). .....	127
Figura 5.26 – Rendimento do conversor <i>boost</i> de alto ganho. ....	128



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Especificações do sistema proposto.....	27
Tabela 1.2 – Especificações do painel solar HM-70D12. ....	33
Tabela 2.1 – Corrente eficaz, valores teóricos e de simulação.....	53
Tabela 4.1 – Especificações do conversor original. ....	84
Tabela 4.2 – Valores dos parâmetros do conversor equivalente. ....	85
Tabela 4.3 – Ganhos de realimentação do compensador LQR do <i>boost</i> de alto ganho. ....	101
Tabela 5.1 – Relação de equipamentos utilizados para aquisição dos resultados do protótipo. .....	113

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agencia Nacional de Energia Elétrica
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CV	<i>Constant Voltage</i>
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
IncCond	<i>Incremental Conductance</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
LQR	Regulador Linear Quadrático Ótimo
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
P&O	Pertubar e Observar
PV	Painel Fotovoltaico
PWM	<i>Pulse With Modulation</i>
UTE	Unidades Termo Elétricas
VRBESS	<i>Voltage Regulator - Battery Energy Storage System</i>
SIGFI30	Sistemas Individuais de Geração com Fontes Intermitentes de 30kWh mensal

## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
$A_{cu\_p1}$	Área do cobre necessária do primário 1 de Tr	$cm^2$
$A_{cu\_s}$	Área do cobre necessária do secundário de Tr	$cm^2$
$A_{cufio}$	Área de condução do fio de cobre	$cm^2$
$A_{cufio\_iso}$	Área da seção transversal do condutor	$cm^2$
$Ah_L$	Consumo diário da carga do banco de baterias	Ampère-hora
$Ah_{total}$	Capacidade total corrigida requerida do banco de baterias	Ampère-hora
$A_p$	Produto da área da janela pela área efetiva do núcleo EE	$cm^4$
$A_{p\_T}$	Produto de áreas para o transformador	$cm^4$
$A_{p\_Tr}$	Produto de áreas para núcleo do transformador Tr	$cm^4$
$B_{max}$	Máxima densidade de fluxo magnético	T
$\beta$	Corrente parametrizada para o indutor L	-
$\Delta B$	Variação da densidade de fluxo magnético	Tesla
$C_0, C$	Capacitância do capacitor de filtro do primeiro estágio	Farad
$C_1$	Capacitância do capacitor C1 de filtro	Farad
$C_2$	Capacitância do capacitor C2 de filtro	Farad
$C_3$	Capacitância do capacitor C3 de filtro	Farad
$C_{Ah}$	Consumo diário corrigido	Ampère-hora
$C_{Ah}^*$	Consumo diário	Ampère-hora
$C_{bat}$	Capacidade de carga de cada bateria	Farad
$C_{out}, C_o$	Capacitor de filtro na saída do segundo estágio	Farad
$C_{Wh}$	Consumo da carga diário	Wh
$d$	Dias de autonomia	-
$D$	Ciclo de trabalho	-
DC	Porcentagem máxima de descarga permitida à bateria	%
$D_{eq}$	Ciclo de trabalho equivalente	-
$D_{eq}^*$	Complemento do ciclo de trabalho equivalente	-
$D_{max}$	Ciclo de trabalho máximo	-
$d_w$	Diâmetro máximo do fio	cm
Fc	Fator de espraiamento de fluxo magnético	-
Gv	Ganho estático de tensão do segundo estágio do sistema	-
I	Corrente do painel	Ampère

$\Delta I_{C0}$	Variação da corrente no capacitor de filtro	Ampère
$\Delta I_{C1}$	Variação de corrente no capacitor C1	Ampère
$\Delta I_{C2}$	Variação de corrente no capacitor C2	Ampère
$\Delta I_{C3}$	Variação de corrente no capacitor C3	Ampère
$I_d$	Corrente de dreno admissível	Ampère
$I_{D5}$	Corrente média no diodo D5	Ampère
$I_{D6}$	Corrente média no diodo D6	Ampère
$I_{ef\_C}$	Corrente eficaz no capacitor C	Ampère
$I_{ef C1}$	Corrente eficaz no capacitor C1	Ampère
$I_{ef C2}$	Corrente eficaz no capacitor C2	Ampère
$I_{ef C3}$	Corrente eficaz no capacitor C3	Ampère
$I_{ef Cout}$	Corrente eficaz no capacitor de saída do segundo estágio	Ampère
$I_{ef D1}$	Corrente eficaz no diodo D1	Ampère
$I_{ef D3}$	Corrente eficaz no diodo D3	Ampère
$I_{ef D4}$	Corrente eficaz no diodo D4	Ampère
$I_{ef D5}$	Corrente eficaz no diodo D5	Ampère
$I_{ef D6}$	Corrente eficaz no diodo D6	Ampère
$I_{ef L}$	Corrente eficaz no indutor	Ampère
$I_{ef La}$	Corrente eficaz no indutor La	Ampère
$I_{ef P1}$	Corrente eficaz no primário 1 do transformador Tr	Ampère
$I_{ef P2}$	Corrente eficaz no primário 2 do transformador Tr	Ampère
$I_{ef S}$	Corrente eficaz no secundário do transformador Tr	Ampère
$I_{ef S1}$	Corrente eficaz na chave S1	Ampère
$I_{ef S3}$	Corrente eficaz na chave S3	Ampère
$I_{ef S4}$	Corrente eficaz na chave S4	Ampère
$I_{ef\_T1}$	Corrente eficaz no primário 1 do transformador	Ampère
$I_F$	Corrente máxima direta do diodo	Ampère
$I_L$	Corrente no indutor L	Ampère
$I_{La}$	Corrente no indutor La	Ampère
$\Delta I_{La}$	Variação da corrente no indutor La	Ampère
$I_{Lamed}$	Corrente média no indutor La	Ampère
$\Delta I_L$	Variação da corrente no indutor	Ampère
$I_{Lmed}$	Corrente média no indutor L	Ampère
$I_M$	Corrente máxima no indutor	Ampère

$I_m$	Corrente mínima no indutor	Ampère
$I_{\max P1}$	Máxima corrente de pico que circula através do enrolamento primário 1 do transformador Tr	Ampère
$I_{\max P2}$	Máxima corrente de pico que circula através do enrolamento primário 2 do transformador Tr	Ampère
$I_{\text{med}_D}$	Corrente média no diodo	Ampère
$I_{\text{med}D3}$	Corrente média no diodo D3	Ampère
$I_{\text{med}D4}$	Corrente média no diodo D4	Ampère
$I_{\text{med}S3}$	Corrente média na chave S3	Ampère
$I_{\text{med}S4}$	Corrente média na chave S4	Ampère
$I_{pD1}$	Corrente de pico no diodo D1	Ampère
$I_{pD3}$	Corrente de pico no diodo D3	Ampère
$I_{pD4}$	Corrente de pico no diodo D4	Ampère
$I_{pD5}$	Corrente de pico no diodo D5	Ampère
$I_{pD6}$	Corrente de pico no diodo D6	Ampère
$I_{pL}$	Corrente de pico no indutor	Ampère
$I_{pLa}$	Corrente de pico no indutor La	Ampère
$I_{\text{proj}}$	Corrente de projeto	Ampère
$I_{pS}$	Máxima corrente de pico do enrolamento secundário do transformador Tr	Ampère
$I_{pS1}$	Corrente de pico na chave S1	Ampère
$I_{pS3}$	Máxima corrente de pico na chave S3	Ampère
$I_{pS4}$	Máxima corrente de pico na chave S4	Ampère
$I_{pT1}$	Corrente de pico no primário 1 do transformador	Ampère
$J_{\max}$	Densidade de corrente máxima	$A/cm^2$
$k_{\text{dif}}$	Ganho do amplificador diferencial de corrente	-
$k_{\text{dif}_{ad}}$	Ganho do amplificador diferencial de corrente adotado	-
$k_{\text{div}}$	Ganho do divisor de tensão para o amplificador diferencial	-
$K_e$	Coefficiente de perdas por corrente parasitas	-
$K_h$	Coefficiente de perdas por histerese	-
$\mathbf{k}$	Vetor de controle ótimo	
$\hat{\mathbf{k}}$	Vetor de controle ótimo aumentado devido à inserção da ação integral para o conversor equivalente	
$k_i$	Ganho de integração para o controle do conversor equivalente com realimentação unitária	$s^{-1}$
$k_{i\_exe}$	Ganho de integração para o controle do conversor original com ganho de realimentação da saída em 0,25%	$s^{-1}$

$\hat{k}_{orig}$	Vetor de controle ótimo aumentado devido à inserção da ação integral para o conversor original	-
$k_u$	Fator de utilização da janela do núcleo EE	-
$k_{u\_T1}$	$k_u$ para o enrolamento primário 1 do transformador	-
$k_{u\_Tr}$	$K_u$ para o transformador Tr	-
$L$	Indutância do indutor L	Henry
$L_a$	Indutor do conversor <i>boost</i> de alto ganho	Henry
$L_{boost}$	Indutância do indutor L do controlador de carga	Henry
$l_g$	Comprimento do entreferro do indutor L	mm
$N_{bat}$	Número total de baterias	-
$N_{cor}$	Número de espiras corrigido para o indutor L	Espiras
$\eta_{boost}$	Rendimento do controlador de carga	-
$\eta_{boostAG}$	Rendimento do elevador de tensão a ser melhorado	-
$\eta_{boost\_melhorado}$	Rendimento do controlador de carga melhorado	-
$n_{fp\_p1}$	Número de fios em paralelo para o enrolamento primário 1 do transformador Tr	-
$n_{fp\_s}$	Número de fios em paralelo para secundário transformador Tr	-
$N_L$	Número de espiras do indutor L	Espiras
$N_{La}$	Número de espiras corrigido do indutor $L_a$	Espiras
$N_{La}^*$	Número de espiras do indutor $L_a$	Espiras
$N_p$	Número de baterias conectadas em paralelo	-
$N_{P1}$	Número de espiras do enrolamento primário 1 do transformador Tr	Espiras
$N_{p-panels}$	Número de painéis em paralelo	-
$N_s$	Número de baterias em série	-
$N_{es\_Sec}$	Número de espiras do enrolamento secundário transformador Tr	Espiras
$N_{s-panels}$	Número de painéis em série	-
$N_{T1}$	Número de espiras do enrolamento primário 1 do transformador	Espiras
$N_{total-panels}$	Número total de painéis	-
$N_w$	Número de fios em paralelo	-
$n_{w\_T1}$	$N_w$ para o enrolamento primário 1 do transformador	-
$P$	Potência do painel	Watt
$P_A$	Perdas totais no transformador	Watt
$P_C$	Perdas no capacitor C	Watt
$P_{co-L}$	Perdas no cobre do indutor L	Watt

$P_{co-La}$	Perdas no cobre do indutor La	Watt
$P_{com\_D3}$	Perdas de comutação do diodo D3	Watt
$P_{com\_D5}$	Perdas de comutação do diodo D5	Watt
$P_{com-S1}$	Perdas de comutação na chave S1	Watt
$P_{com-S3}$	Perdas de comutação na chave S3	Watt
$P_{co-T1}$	Perdas no cobre do transformador	Watt
$P_{co-Tr}$	Perdas no cobre do transformador Tr	Watt
$P_{Co}$	Perdas no capacitor Co de filtro do elevador de tensão	Watt
$P_{c-S1}$	Perdas de condução na chave S1	Watt
$P_{c-S3}$	Perdas de condução na chave S3	Watt
$P_{D1}$	Perdas no diodo D1	Watt
$P_{D3}$	Perdas de condução no diodo D3	Watt
$P_{D5}$	Perdas de condução no diodo D5	Watt
$P_{e\_inv}$	Potência na entrada do suposto inversor	Watt
$P_{in}$	Potência de entrada para o primeiro estágio	Watt
$P_L$	Perdas totais no indutor L	Watt
$P_{La}$	Perdas no indutor La	Watt
$P_{mag}$	Perdas magnéticas do indutor L	Watt
$P_{mag-T1}$	Perdas magnéticas no transformador	Watt
$P_{mag-Tr}$	Perdas magnéticas no transformador Tr	Watt
$P_{o\_Tr}$	Potência do transformador Tr	Watt
$P_{tot}$	Perdas totais para o primeiro estágio do sistema	Watt
$P_{tot\_AG}$	Perdas totais para o segundo estágio do sistema	Watt
$P_{tot-D3}$	Perdas totais no diodo D3	Watt
$P_{tot\_D5}$	Perdas totais no diodo D5	Watt
$P_{tot\_i(L)}$	Perdas totais que são decorrentes da corrente no indutor	Watt
$P_{tot-S1}$	Perdas totais na chave S1	Watt
$P_{tot-S3}$	Perdas totais na chave S3	Watt
$P_{tot-S4}$	Perdas totais na chave S4	Watt
$P_{tot\_v(C)}$	Perdas totais que são decorrentes da tensão no capacitor de filtro de saída	Watt
$P_{tot\_Tr}$	Perdas totais no transformador Tr	Watt
R1	Resistência do resistor R1	Ohm
R2	Resistência do resistor R2	Ohm
R24	Resistência para realimentação do amplificador	Ohm

R27	Resistência do resistor para o divisor do amplificador diferencial	Ohm
R33	Resistência do resistor R33	Ohm
R8	Resistência do resistor R8	Ohm
Ra	Resistência do resistor Ra para a medição da tensão no capacitor Co	Ohm
Rav	Resistência do resistor Rav para a medição da tensão de saída	Ohm
Rb	Resistência do resistor Rb para a medição da tensão no capacitor Co	Ohm
Rbv	Resistência do resistor Rbv para a medição da tensão de saída	Ohm
$R_{D_{Son}}$	Resistência entre os terminais dreno-fonte do Mosfet quando ligado	Ohm
rf	Resistência dinâmica do diodo no ponto nominal	Ohm
$R_{SE}$	Resistência série equivalente do capacitor	Ohm
RT	Resistência do resistor Rt para configuração da frequência de chaveamento	Ohm
$R_{thcs-S3}$	Resistência térmica encapsulamento-dissipador da chave S3	°C/Watt
$R_{thcs-D1}$	Resistência térmica encapsulamento-dissipador do diodo D1	°C/Watt
$R_{thcs-S1}$	Resistência térmica encapsulamento-dissipador da chave S1	°C/Watt
$R_{th_{EE55}}$	Resistência térmica do núcleo EE55	°C/Watt
$R_{th_{EE65}}$	Resistência térmica do núcleo EE65	°C/Watt
$R_{thja-S1}$	Resistência térmica junção-ambiente da chave S1	°C/Watt
$R_{thja-S3}$	Resistência térmica junção-ambiente da chave S3	°C/Watt
$R_{thjc-D1}$	Resistência térmica junção-encapsulamento do diodo D1	°C/Watt
$R_{thjc-S1}$	Resistência térmica junção-encapsulamento da chave S1	°C/Watt
$R_{thjc-S3}$	Resistência térmica junção-encapsulamento da chave S3	°C/Watt
Ry	Resistência do resistor Ry	Ohm
$S_w$	Área do cobre necessária	cm <sup>2</sup>
$S_{w_{T1}}$	Sw para o enrolamento primário 1 do transformador	cm <sup>2</sup>
$S_{w_{iso\_AWG26}}$	Sw para o fio AWG 26 isolado	cm <sup>2</sup>
$\Delta T_a$	Aumento de temperatura no núcleo do transformador	°C
$t_f$	Tempo para a chave se encontrar aberta	ns
$T_j$	Temperatura na junção	°C
$\Delta T_{La}$	Aumento de temperatura no núcleo do indutor La	°C
$\Delta T_L$	Aumento de temperatura no núcleo do indutor L	°C



$t_r$	Tempo para a chave se encontrar fechada	ns
$\Delta T_{Tr}$	Aumento de temperatura para o núcleo do transformador Tr	°C
$u(t)$	Sinal de controle do controlador LQR	V
V	Tensão do painel	V
$V_0$	Tensão de saída do conversor <i>boost</i>	V
$V_1$	Tensão de entrada do conversor <i>boost</i>	V
$V_{bat}$	Tensão do banco de baterias	V
$V_C$	Tensão no capacitor	V
$V_{C1}$	Tensão média no capacitor C1	V
$V_{C2}$	Tensão média no capacitor C2	V
$\Delta V_{C2}$	Ondulação de tensão no capacitor C2	V
$V_{C3}$	Tensão média no capacitor C3	V
$V_{D1}$	Tensão máxima reversa sobre o diodo D1	V
$V_{D3}$	Tensão reversa máxima no diodo D3	V
$V_{D4}$	Tensão reversa máxima no diodo D4	V
$V_{D5}$	Máxima tensão reversa sobre o diodo D5	V
$V_{D6}$	Máxima tensão reversa sobre o diodo D6	V
$V_{DS}$	Tensão dreno-fonte admissível	V
$V_{ef\_P1}$	Tensão eficaz no enrolamento primário 1 (p1) do transformador Tr	V
$V_{ef\_P2}$	Tensão eficaz no enrolamento primário 2 (p2) do transformador Tr	V
$V_{ef\_S}$	Tensão eficaz no enrolamento secundário do transformador Tr	V
$V_{f(TO)}$	Tensão de limiar de condução direta do diodo	V
$V_{max\_P1}$	Tensão máxima sobre o primário 1 do transformador Tr	V
$V_{max\_P2}$	Tensão máxima sobre o primário 2 do transformador Tr	V
$V_{max\_S}$	Máxima tensão sobre o enrolamento secundário s do transformador Tr	V
$V_{max\_S3}$	Máxima tensão sobre a chave S3	V
$V_{max\_S4}$	Máxima tensão sobre a chave S4	V
$V_O$	Tensão de saída do conversor <i>boost</i> sob estudo	V
$V_R$	Tensão reversa máxima no diodo	V
$V_{S1}$	Tensão máxima sobre a chave S1	V
$VT1$	Tensão no enrolamento primário 1 do transformador	V

---

---

## INTRODUÇÃO GERAL

---

---

A energia é um bem importante para o desenvolvimento social e econômico de um país, principalmente quando se refere à elétrica, pois é um tipo de energia versátil podendo facilmente ser convertido em outros tipos, como a térmica, a mecânica, etc. A demanda por essa energia no Brasil vem crescendo nos últimos anos e que para a sua produção os recursos não-renováveis, como a nuclear, o petróleo e seus derivados, bem como os recursos renováveis como, a água, o vento, a biomassa dentre outros são utilizados atualmente.

Face às perspectivas de esgotamento das fontes de energia não-renováveis largamente utilizadas em virtude do progresso da humanidade que está a um ritmo crescente, principalmente no que diz respeito ao desenvolvimento industrial, procura-se cada vez mais recorrer a soluções alternativas de produção de energia elétrica. Estas novas soluções baseiam-se no aproveitamento dos recursos renováveis [1].

Convém salientar que tais fontes não-renováveis causam impacto ao meio-ambiente, tais como o desmatamento, a poluição e notadamente o efeito estufa, que promove a mobilização mundial a fim de reduzir a emissão de gases poluentes [2].

Assim as fontes de energia renováveis têm um papel importante na diminuição dos impactos ambientais na produção de energia elétrica. Além do mais, esses tipos de fontes são uma alternativa para consumidores que ainda não são atendidos pelas concessionárias, por estarem situados muito distantes de uma rede de distribuição das concessionárias.

Apesar da importância das fontes limpas, dos avanços tecnológicos e benefícios proporcionados pela energia elétrica, cerca de um terço da população mundial ainda não tem acesso a esse recurso; dos quais os dois terços restantes, uma parcela considerável é atendida de forma muito precária. Quanto ao Brasil, apesar de ser abundante em recursos energéticos, há regiões com problemas de suprimento energético, pois grande parte dos recursos energéticos do País se localiza em regiões pouco desenvolvidas, distantes dos grandes centros consumidores e sujeitos a restrições ambientais [3]. Segundo o Censo de 2007 do Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE) [4], havia no Brasil aproximadamente 1,8 % de domicílios que não tinham acesso à energia elétrica.

Diante desse problema, o Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica, instituído pelo Decreto nº 4.873, de 11 de novembro de 2003, e alterado pelo Decreto nº 6.442, de 25 de abril de 2008, visou prover, até o ano de 2010, o acesso à energia

elétrica à totalidade da população do meio rural brasileiro [5]. Um exemplo disso é o programa “LUZ PARA TODOS” [6], cujo objetivo é garantir acesso ao serviço público de energia elétrica a todos os domicílios e estabelecimentos do meio rural. Além de melhorar a prestação de serviços à população beneficiada, intensificar o ritmo de atendimento e mitigar o impacto tarifário, por meio da alocação de recursos subvencionados e pelo complemento de recursos financiados.

O programa “LUZ PARA TODOS” teve como meta atender cerca de 2,5 milhões de famílias brasileiras residentes na área rural, beneficiando cerca de 12 milhões de pessoas até 2010, antecipando a universalização da energia elétrica na área rural, que deveria ser concretizado pelas concessionárias até Fevereiro de 2015. É considerado o programa de inclusão elétrica mais ambicioso implementado no mundo [5]. Para alcançar tais objetivos, o “LUZ PARA TODOS” utiliza das seguintes opções tecnológicas para atendimento com sistemas de geração descentralizada [7]:

- Mini central hidrelétrica;
- Micro central hidrelétrica;
- Sistemas hidrocinéticos;
- UTE a biocombustíveis ou gás natural;
- Aerogeradores;
- Sistemas híbridos, resultantes da combinação de duas ou mais das seguintes fontes primárias: solar, eólica, biomassa, hídrica e diesel.
- Usina solar fotovoltaica;

A energia solar apresenta algumas vantagens, em países tropicais como o Brasil. A sua utilização é praticamente viável em todo o território brasileiro, bem como ajuda a diminuir a procura energética em locais distantes dos centros de produção de energia. Os painéis fotovoltaicos estão a cada dia mais potentes ao mesmo tempo em que seus custos vêm decaindo. Isso torna cada vez mais a energia solar uma solução economicamente viável [8].

Melhorar os sistemas fotovoltaicos utilizados para produção de energia elétrica, quanto ao rendimento e ao custo de implantação, constitui uma ação importante para o aperfeiçoamento do uso dessa fonte limpa.

Apesar dos avanços tecnológicos, esses sistemas ainda custam muito caro. Principalmente para os sistemas autônomos, ou seja, isolados da rede elétrica, é necessário utilizar também um banco de baterias para o armazenamento de energia durante o dia, a fim de possibilitar o uso de energia no período da noite, encarecendo assim mais o sistema.

Contudo se um sistema autônomo fotovoltaico de alto rendimento for utilizado, o mesmo poderá atender suficientemente o consumidor, com menor número de painéis e até na quantidade de baterias necessárias, podendo torna-se mais barato.

Nesse contexto foi feita a proposta de um conversor CC/CC com dois estágios para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos de energia com tensão alternada, seguindo os procedimentos e condições para os sistemas de geração descentralizados individuais, através da resolução normativa oitenta e três da ANEEL, de vinte de setembro de 2004 [9].

Através de uma revisão bibliográfica das topologias utilizadas e de algumas considerações sobre a energia fotovoltaica, são então escolhidas as topologias que se adequam a este projeto.

Como a principal finalidade é aumentar o rendimento no processamento da energia, neste trabalho é realizada a modelagem de perdas para identificar os componentes que apresentam maiores perdas para, posteriormente, utilizar algumas técnicas de redução de perdas.

No capítulo 1 é feita uma revisão bibliográfica para proporcionar consistência para a pesquisa. Também é mostrada a topologia sob estudo.

No Capítulo 2 é feito o estudo do princípio de funcionamento do primeiro estágio do conversor escolhido. A função deste estágio é carregar as baterias a partir da energia advinda dos painéis fotovoltaicos, e permitir que os painéis fotovoltaicos operem no ponto de máxima potência (MPP). Em seguida, é feito o projeto desse conversor visando um melhor rendimento.

No capítulo 3 é feita a análise do funcionamento do conversor *boost* de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados. São determinados os esforços de tensão e de corrente nos componentes do conversor e em seguida a determinação das perdas nos componentes. A seguir apresenta-se a redução dessas perdas sem comprometer a confiabilidade do sistema. Assim, verifica-se que ainda há a necessidade de fornecer alternativas às diversas configurações existentes para sistemas autônomos.

No capítulo 4, são tratadas todas as questões relacionadas ao controle de tensão do segundo estágio do sistema utilizando a estratégia de controle LQR.

Finalmente no capítulo 5, os resultados experimentais dos estágios são apresentados, com as observações obtidas, principalmente do rendimento geral observado e do controle ótimo obtido para o segundo estágio, verificando e comprovando os estudos teóricos dos capítulos anteriores.

E para complementação, alguns Apêndices são apresentados no final do trabalho.

---

# Capítulo 1 – MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E ESPECIFICAÇÃO DO SISTEMA

---

## 1.1 Introdução

O aproveitamento da energia gerada pelo Sol, inesgotável na escala terrestre de tempo, tanto como fonte de calor quanto de luz, é hoje, sem sombra de dúvidas, uma das alternativas energéticas mais promissoras para enfrentarmos os desafios do novo milênio [10].

E quando se fala em energia, deve-se lembrar que o Sol é responsável praticamente pela origem de todas as outras fontes de energia. Em outras palavras, as fontes de energia são, em última instância, derivadas da energia do Sol. É a partir da energia do Sol que acontece a evaporação, origem do ciclo das águas, que possibilita o represamento e a consequente geração de eletricidade (hidroeletricidade). A radiação solar também induz a circulação atmosférica em larga escala, causando os ventos. Petróleo, carvão e gás natural foram gerados a partir de resíduos de plantas e animais que, originalmente, obtiveram a energia necessária ao seu desenvolvimento, da radiação solar [11].

Para a captação da energia fotovoltaica e sua transformação em energia elétrica, são utilizados painéis fotovoltaicos que ainda apresentam baixa eficiência de conversão e, além disso, são dispositivos caros. Para aperfeiçoar a utilização dessa forma de energia, tanto os painéis fotovoltaicos quanto sistemas eletrônicos têm sido desenvolvidos para o aumento do rendimento dos sistemas fotovoltaicos, bem como para o barateamento de tais sistemas.

Este trabalho também contribui nesse sentido, com a apresentação de um conversor CC/CC otimizado com dois estágios de processamento de energia de alto rendimento para aplicação em sistemas fotovoltaicos.

Até o presente momento, muitos são os trabalhos publicados em arquiteturas de sistemas autônomos de energia elétrica, usando a energia fotovoltaica. Então, neste capítulo será feita uma breve revisão dos dispositivos que compõem um sistema fotovoltaico autônomo, tais como, os tipos de módulos fotovoltaicos, as baterias e as principais técnicas de busca de máxima potência dos painéis fotovoltaicos. Por fim, são apresentados os dois conversores propostos com suas principais características.

## 1.2 Conceitos Básicos de Baterias para Sistemas Autônomos

Em sistemas fotovoltaicos autônomos faz-se indispensável à utilização de um sistema de armazenamento de energia. Para isso, são comumente empregados banco de baterias, que são dimensionados de acordo com a potência e a confiabilidade do sistema. Nos sistemas fotovoltaicos a bateria serve, então, para armazenar a energia produzida e não consumida em períodos de excesso de insolação, para que possa ser posteriormente utilizada em períodos de baixa insolação ou durante a noite, de forma a garantir o fornecimento constante de energia.

O banco de baterias, nestes sistemas, acaba se tornando um dos componentes mais caros [12], [13], [14], podendo representar até 15 % dos custos iniciais para a instalação do sistema fotovoltaico, ou até mesmo 46 % [15] se forem considerados os custos de manutenção do sistema. Este aumento nos custos acontece principalmente pelo fato das baterias possuírem vida útil muito inferior aos demais componentes do sistema fotovoltaico.

As baterias empregadas em sistemas fotovoltaicos estão sujeitas às mais diversas condições operacionais, devido à geração não-linear de energia pelos painéis fotovoltaicos.

Como principais cenários, pode-se citar [16]:

- Cargas e descargas irregulares, devido à variação de radiação solar durante o dia;
- Descargas com corrente de baixa intensidade;
- Cargas escassas, devido à ausência de sol por vários dias.

Pelo fato da maioria dos sistemas fotovoltaicos estarem instalados em localidades isoladas ou de difícil acesso, as baterias destinadas a essa aplicação devem apresentar um alto rendimento energético, confiabilidade e mínima necessidade de manutenção.

### 1.2.1 Classificação das Baterias

Basicamente, as baterias podem ser classificadas em dois tipos; baterias primárias de uso único que não são recarregáveis, e as secundárias que podem ser recarregadas [17]-[22]. Neste tópico serão discutidas as baterias secundárias que são empregadas em sistemas autônomos. Entre os vários tipos de baterias recarregáveis, podem ser citadas as cinco tecnologias mais comumente utilizadas:

- Prata Zinco (AgZn);
- Lítio-ion;
- Níquel Cádmio (NiCd);
- Níquel-Metal Hidreto (NiMH);
- Chumbo Ácido (Pb-Ácido).

Sobre essas baterias, alguns aspectos devem ser reconhecidos:

- Indiferentemente do material químico e da qualidade, todas as baterias possuem um tempo de vida;
- As baterias possuem projetos e diferenças construtivas que podem gerar diferentes características;
- Deve-se encontrar uma bateria com menor perda e maior desempenho para uma determinada aplicação;
- Os testes não conseguem representar exatamente as condições de uso;
- Erros nas características de desempenho podem ser observados.

### **1.2.2 Baterias de Prata Zinco (AgZn)**

A bateria de prata zinco, atualmente composta por prata e óxido de zinco, é um processo bem sedimentado. A sua célula utiliza uma solução de hidróxido de potássio como eletrólito, gerando uma reação exotérmica e a liberação de gases, característica que é mais acentuada com correntes de descarga maiores. Nos dias atuais, ela é uma das baterias que possui a maior densidade de energia, tanto em volume quanto em peso, sendo mais empregada na indústria militar e aeroespacial. Entretanto, as baterias de prata zinco apresentam elevado custo de fabricação da célula e composição química com materiais perigosos. Estas características a tornam pouco atrativas para o uso comercial [23].

### **1.2.3 Baterias de Lítio Íon**

As baterias de Lítio íon possuem picos de potência específica maior que 1000 W/kg e densidade de energia maior que 10 Wh/kg. Ela possui maior eficiência energética que as baterias à base de chumbo ou níquel, porém a sua vida útil é menor. É muito empregada em celulares e notebooks, onde o volume e a autonomia são mais importantes que a vida útil [23].

Estas baterias necessitam de um controle de carga preciso, pois possuem baixa tolerância à sobrecarga. Na descarga, se a tensão da célula cair abaixo de 2 V, a bateria é danificada.

### **1.2.4 Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd)**

As baterias de níquel-cádmio têm sido largamente utilizadas em aparelhos domésticos (celulares, filmadoras, computadores, entre outros). A célula da NiCd é composta por um ânodo metálico de cádmio, um cátodo de óxido de níquel e um eletrólito de hidróxido de

potássio.

Esta bateria possui densidade de energia maior que a de chumbo ácido, bem como uma vida útil maior. O segredo da sua longa durabilidade está no material das placas, que é de aço sólido, relativamente imune aos agentes químicos que as cercam, mantendo inalterada a integridade mecânica e condutividade elétrica por toda sua vida útil.

As baterias de NiCd possuem menor susceptibilidade à variação de temperatura, suportando um regime de trabalho em temperaturas mais elevadas, quando comparadas as baterias de chumbo ácido [22]. Todavia, esse tipo de bateria possui alguns inconvenientes. Essa bateria pode apresentar falha no seu processo de recarga se ela tiver sido parcialmente descarregada e em seguida carregada por um longo período, excedendo o limite da energia removida durante a descarga parcial. A redução da capacidade de recarga é a maior causa de falha em uma bateria de NiCd, sendo ocasionada pelo “efeito memória”.

Outro problema na carga de uma bateria de NiCd é sua boa regulação, em suma, a tensão em aberto deste tipo de bateria praticamente não muda com sua descarga. Isso dificulta a determinação do estado de carga apenas monitorando a tensão, dificultando o projeto do seu carregador e conseqüentemente tornando-o mais caro. Outro grande inconveniente das baterias de NiCd é a sua toxicidade. O cádmio é um metal altamente tóxico, cujo uso vem sendo questionado por razões ambientais.

### ***1.2.5 Baterias de Níquel-Metal Hidreto (NiMh)***

A bateria de níquel-hidreto metálico pode ser considerada como uma expansão da tecnologia da bateria de NiCd, mas com algumas diferenças. Entre elas, está na construção de seu ânodo, no qual é feito com hidreto metálico no lugar do cádmio. Contudo, o benefício mais positivo desta bateria é não possuir o “efeito memória”. Porém, os aspectos negativos desta bateria são; alto custo, baixa capacidade para fornecer picos de corrente, grande risco de se danificar com sobrecarga e alta taxa de auto descarga [23].

### ***1.2.6 Baterias de Chumbo Ácido***

Na construção das células das baterias de chumbo ácido são utilizadas placas positivas de dióxido de chumbo, placas negativas de chumbo e eletrólito de ácido sulfúrico. Na descarga dessas baterias, ocorre uma reação química que converte estes componentes em sulfato de chumbo e água. Enquanto que na carga a reação é inversa, mas uma sobrecarga pode ocasionar a formação de gás hidrogênio e gás oxigênio, reduzindo a quantidade de água



necessária para o processo de carga.

Na tentativa de recuperação dessa água, a atual tecnologia já permite a construção de separadores que converte estes gases em água. As baterias de chumbo ácido têm provado serem confiáveis e de baixo custo para partida de motores de automóveis, iluminação e ignição.

A preferência por este tipo de bateria mostra-se com clareza na sua grande disponibilidade e baixo custo. Suas principais vantagens são: custo relativamente baixo, resistência a grandes variações de temperatura e grande durabilidade.

Porém, suas desvantagens são: pesadas, consome bastante tempo para ser carregada, descarrega-se rapidamente, sofre queda (pequena, porém constante) de tensão durante sua utilização e não podem ser recarregadas totalmente com tanta frequência quanto os outros tipos. Além disso, sua melhor utilização é a esporádica, uma vez que este tipo de bateria é desenhado para ser constantemente carregada e eventualmente descarregada.

A durabilidade de uma bateria de chumbo ácido depende muito da forma como ela é descarregada e da temperatura de operação, o que dificulta a determinação da carga remanescente. Isto pode ser solucionado com o uso de sistemas de monitoração e controle sofisticados juntamente com algoritmos de recarga com diferentes etapas controladas.

### **1.2.7 Tipos de Baterias de Chumbo Ácido**

Basicamente, existem dois tipos de baterias de chumbo ácido: FLA – *Flooded Lead Acid Batteries* (Baterias de Chumbo-Ácido Inundado) e VRLA – *Valve Regulated Lead Acid Batteries* (Baterias de Chumbo Ácido de Válvula Regulada) [24].

Na bateria FLA os eletrodos ficam submersos no eletrólito (que é uma solução líquida).

A bateria VRLA é considerada de baixa manutenção, uma vez que não é necessário adicionar água em suas células. Esse tipo de bateria possui válvula de segurança para alívio de pressão e possui maior capacidade de armazenamento de energia.

As baterias do tipo VRLA são ainda classificadas em AGM – *Absorbed GlassMat* (Placa de Vibro Absorvente) e SLA – *Sealed Lead Acid Batteries* (Baterias Seladas de Chumbo-Ácido).

O eletrólito da bateria AGM está absorvido em placas finas de fibra de vidro enquanto que na bateria SLA ele está em forma de gel. Ambos são bastante resistentes a temperaturas altas e não vazam. A grade da bateria AGM é feita apenas de chumbo, enquanto que a bateria SLA usa liga de chumbo-antimônio [25].

### 1.3 Tipos de Painéis Fotovoltaicos

O painel fotovoltaico é o responsável por converter a energia solar em energia elétrica. Ele é formado por células fotovoltaicas conectadas entre si em série e paralelo. Cada célula fotovoltaica isoladamente tem capacidade reduzida de produção de energia elétrica, tipicamente 1,5 W, correspondente a uma tensão de 0,5 V e uma corrente de 3 A. Portanto, para atender a demanda de energia da maioria dos equipamentos elétricos se faz necessário a associação de várias células, através de ligações série e paralelo, formando os painéis fotovoltaicos [16].

O número de células em um painel é determinado pelas necessidades de tensão e corrente da carga a alimentar. Normalmente um módulo fotovoltaico é constituído de 33 a 36 células ligadas em série, resultando em tensão suficiente para alimentar uma bateria de 12 V [26].

As células fotovoltaicas são fabricadas, na sua grande maioria, usando o silício (Si), podendo ser constituída de cristais monocristalinos, policristalinos, silício amorfo e outros.

A seguir, serão apresentados brevemente esses tipos de células as quais caracterizam o tipo de painel fotovoltaico.

#### 1.3.1 Silício Monocristalino

A célula de silício monocristalino é historicamente a mais usada e comercializada como conversor direto de energia solar em eletricidade e a tecnologia para sua fabricação é um processo básico muito bem constituído. A fabricação da célula de silício começa com a extração do cristal de dióxido de silício. Este material é desoxidado em grandes fornos, purificado e solidificado. E então, as células são obtidas a partir de barras cilíndricas de silício monocristalino. Este processo atinge um grau de pureza em 98 e 99 % o que é razoavelmente eficiente sob o ponto de vista energético e de custo. Para funcionar como células fotovoltaicas, este silício necessita de outros dispositivos semicondutores e de um grau de pureza maior devendo chegar na faixa de 99,9999 % [10].

Dentre as células fotovoltaicas que utilizam o silício como material base, as monocristalinas são, em geral, as que apresentam as maiores eficiências. As fotocélulas comerciais obtidas com o processo descrito atingem uma eficiência de até 15 % podendo chegar em 18 % em células feitas em laboratórios. Esta tecnologia apresenta grandes barreiras na redução dos custos, mesmo com a sua produção em grande escala [27].

### **1.3.2 Silício Policristalino**

As células de silício policristalino são mais baratas que as de silício monocristalino por exigirem um processo de preparação das células menos rigoroso. A eficiência, no entanto, diminui em comparação com as células de silício monocristalino. O processo de pureza do silício utilizada na produção das células de silício policristalino é similar ao processo do Si monocristalino, o que permite obtenção de níveis próximos de eficiência. Basicamente, as técnicas de fabricação de células policristalinas são as mesmas da fabricação das células monocristalinas, porém com menores rigores de controle.

Podem ser preparadas pelo corte de um lingote, de fitas ou depositando um filme num substrato, tanto por transporte de vapor como por imersão. Nestes dois últimos casos só o silício policristalino pode ser obtido. Cada técnica produz cristais com características específicas, incluindo tamanho, morfologia e concentração de impurezas. Ao longo dos anos, o processo de fabricação tem alcançado eficiência máxima de 12,5 % em escalas industriais [10].

### **1.3.3 Silício Amorfo**

Uma célula de silício amorfo difere das demais estruturas cristalinas por apresentar alto grau de desordem na estrutura dos átomos. A utilização de silício amorfo para uso em fotocélulas tem mostrado grandes vantagens tanto nas propriedades elétricas quanto no processo de fabricação. Por apresentar uma absorção da radiação solar na faixa do visível e podendo ser fabricado mediante deposição de diversos tipos de substratos, o silício amorfo vem se mostrando uma forte tecnologia para sistemas fotovoltaicos de baixo custo. Mesmo apresentando um custo reduzido na produção, o uso de silício amorfo apresenta duas desvantagens: a primeira é a baixa eficiência que varia entre os 8 % e 10 % de conversão comparada às células mono e policristalinas de silício; em segundo, as células são afetadas por um processo de degradação logo nos primeiros meses de operação, reduzindo assim a eficiência ao longo da vida útil [10].

Por outro lado, o silício amorfo apresenta vantagens que compensam as deficiências acima citadas, são elas:

- Processo de fabricação relativamente simples e barato;
- Possibilidade de fabricação de células com grandes áreas;
- Baixo consumo de energia na produção.

## 1.4 Técnicas de MPPT

O baixo rendimento de conversão das células fotovoltaicas e o alto custo de instalação são os maiores obstáculos da geração de energia elétrica através de painéis fotovoltaicos. O máximo aproveitamento da capacidade de energia elétrica de um painel fotovoltaico é obtido quando o mesmo opera sempre no ponto de máxima potência (*MPP-Maximum Power Point*). Esse ponto varia ao longo do dia, dependendo das condições de radiação solar e de temperatura. Assim, para aumentar a eficiência global do sistema é importante que os painéis operem sempre em um estado de maior potência em um maior tempo possível. Para garantir esse estado, faz-se necessária a utilização de uma técnica que busque constantemente o ponto de máxima potência do painel, mesmo com a existência de variações meteorológicas. Essas estratégias baseadas nesse princípio são denominadas de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT - Maximum Power Point Tracking*).

Ao longo dos anos várias técnicas MPPT foram desenvolvidas. Esses métodos variam em complexidade, velocidade de convergência, sensores requeridos, custo, faixa de eficiência, implementação em *hardware*, precisão, popularidade entre outros aspectos [28].

Estudos comparativos entre as principais técnicas foram apresentados em [28], [29], [30] e [31]. Os autores destas referências coincidem em dizer que entre as técnicas mais utilizadas estão: tensão constante (*CV - Constant Voltage*), perturbação e observação (*P&O - Perturbation and Observation*) e condutância incremental (*IncCond - Incremental Conductance*). Assim, neste tópico é analisado brevemente o funcionamento dessas técnicas.

### 1.4.1 Técnica Tensão Constante (Cv)

Esta técnica é baseada no fato de que a tensão no ponto de máxima potência ( $V_{\max}$ ) e a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) têm aproximadamente uma relação linear independente de qualquer condição de radiação e temperatura [28], [29], [31] e [32].

Essa relação depende das características do arranjo fotovoltaico utilizado e é geralmente determinado por meios empíricos, medindo  $V_{\max}$  e  $V_{oc}$  para diferentes condições meteorológicas. Ele é variável e encontra-se geralmente entre 0,7 e 0,8 [33]. Uma vez determinada essa relação, o valor de  $V_{\max}$  pode ser encontrado. Para isso, é preciso desconectar o conversor do arranjo fotovoltaico periodicamente e medir a tensão de circuito aberto  $V_{oc}$ .

O valor de  $V_{\max}$  é utilizado como referência para ser comparado com a medição da tensão do painel ( $V_{pa}$ ) e gerar um sinal de erro que será utilizado para ajustar a tensão de

controle ( $V_c$ ), como se pode observar no fluxograma desta técnica apresentado na Figura 1.1, sendo  $C_3$  uma constante [29].

Entretanto, esta técnica apresenta desvantagens tais como:

- É necessário o uso de chaves adicionais para desconectar os painéis fotovoltaicos do conversor de potência para que as aquisições de  $V_{oc}$  possam ser realizadas, o que resulta em uma falta momentânea de energia;
- Não se pode calcular o novo MPPT até que a medição de  $V_{oc}$  seja realizada novamente.

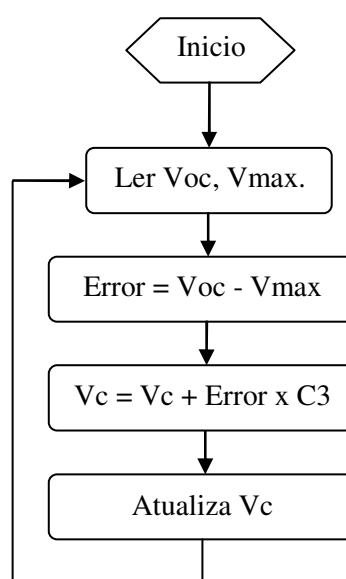


Figura 1.1 – Fluxograma da técnica de tensão constante.

A principal desvantagem deste método é a presença de erro em regime permanente, devido ao fato de que a relação  $V_{oc}$  e  $V_{max}$  não é constante [32]. Assim, o arranjo fotovoltaico nunca operará exatamente sobre o ponto de máxima potência.

Mesmo que esta técnica não seja uma verdadeira técnica de MPPT, ela pode ser adequada em algumas aplicações em sistemas fotovoltaicos.

#### 1.4.2 Técnica Perturba e Observa (P&O)

A técnica Perturba e Observa é usada na maioria dos casos devido a sua fácil implementação. O método consiste na medição de tensão e corrente do módulo durante o processo de geração de eletricidade, obtendo através destes parâmetros a potência de geração. O próprio nome sugere a idéia básica da técnica. O *P&O* consiste em perturbar a tensão do arranjo fotovoltaico em uma dada direção através da variação do ciclo de trabalho gerado pelo PWM em um conversor acoplado ao módulo e observar o comportamento da potência de saída. Caso a potência aumente, então a perturbação continua nessa mesma direção, caso

contrário o sistema é perturbado na direção oposta, como apresentado na Figura 1.2, sendo o parâmetro  $C$  uma constante.

O processo descrito é repetido periodicamente e decorrido certo tempo, o arranjo fornece uma potência que fica oscilando em torno do ponto de máxima potência no qual este valor depende das condições ambientais em que o arranjo se encontra, no que diz respeito à temperatura e radiação solar.

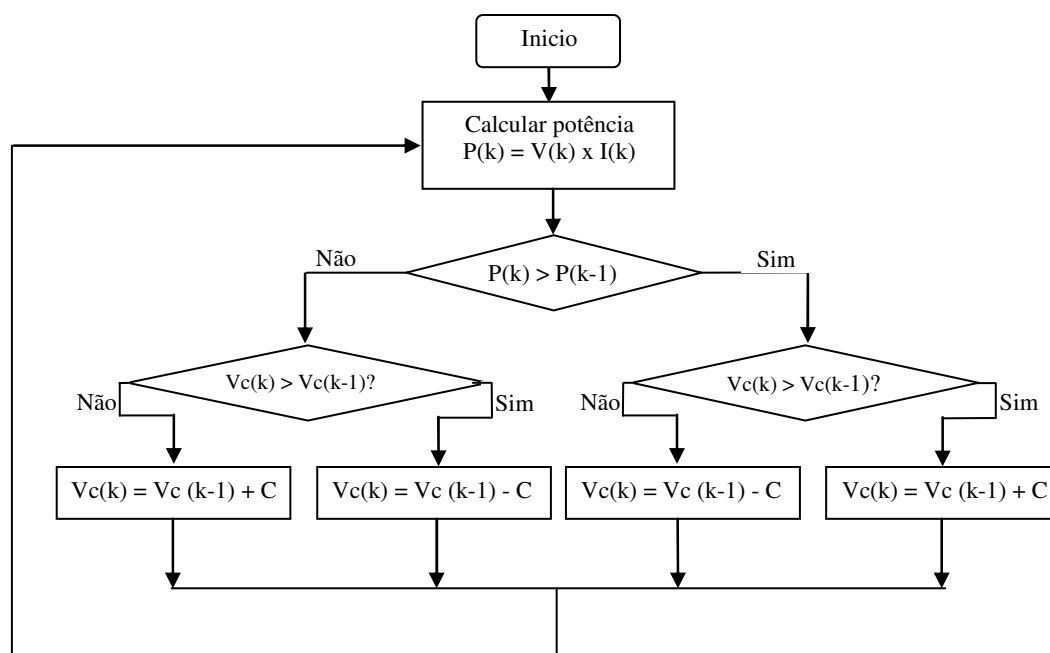


Figura 1.2 – Fluxograma da técnica Perturba e Observa (P&O).

Percebe-se que o ponto de máxima potência (MPP) do arranjo nunca será atingido, pois essa técnica estará sempre perturbando a tensão do arranjo fotovoltaico. Pois, em regime permanente o sistema oscila em torno do MPP, desperdiçando um pouco da energia disponível nos painéis.

Essa oscilação pode ser minimizada reduzindo o tamanho da perturbação, porém, perturbações muito pequenas tornam a técnica lenta para rastrear o MPP.

### 1.4.3 Condutância Incremental (IncCond)

O método da condutância incremental, ao contrário das apresentadas anteriormente, apresenta melhores resultados em regime permanente e também para rápidas mudanças de radiação. Essa técnica é apresentada na Figura 1.3. Neste método, a curva de potência versus a tensão do conjunto de painéis fotovoltaicos é utilizada para a busca do ponto de máxima potência.

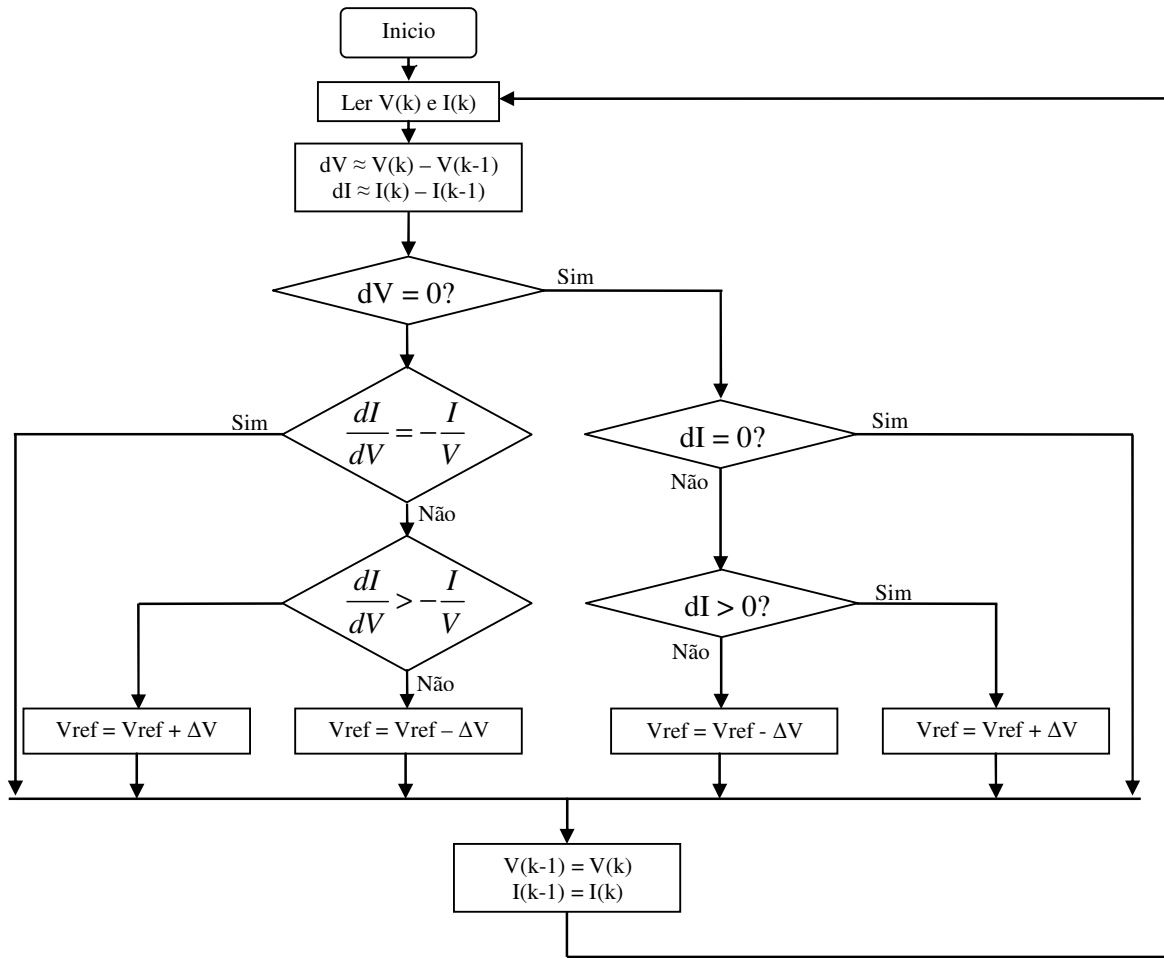


Figura 1.3 – Fluxograma da técnica Condutância Incremental.

A localização do ponto onde a máxima potência é extraída dos painéis é dada pela expressão (1.1):

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0. \quad (1.1)$$

A primeira etapa realiza as medições de tensão e de corrente. Em seguida, os desvios  $dV$  e  $dI$  são calculados, subtraindo os valores de tensão  $V_{(k-1)}$  e corrente  $I_{(k-1)}$ , obtidos na leitura anterior, dos valores  $V_{(k)}$  e  $I_{(k)}$ , respectivamente. A principal comparação realizada pelo algoritmo confronta os valores de  $dI/dV$  e  $-I/V$ .

Conforme a expressão (1.1), no ponto de máxima potência  $dI/dV$  é igual a  $-I/V$  e assim, nenhuma ação é tomada. No final do algoritmo, os valores da tensão  $V_{(k-1)}$  e da corrente  $I_{(k-1)}$  são atualizados e o algoritmo retorna novamente no processo de medição de tensão e corrente.

No momento em que  $dI/dV$  é diferente de  $-I/V$ , a tensão de referência  $V_{ref}$  é ajustada no sentido de mover a tensão do painel fotovoltaico até a tensão de máxima potência, de

acordo com o sinal de  $dP/dV$ .

Se o sistema já estiver operando no ponto de máxima potência ( $dV=0$ ), as alterações climáticas detectadas através de  $dI \neq 0$  fará com que o algoritmo ajuste a tensão de referência  $V_{ref}$  dependendo do sinal de  $dI$ .

Esta técnica apresenta erro em regime permanente muito pequeno, apresentando um melhor aproveitamento da energia gerada pelo conjunto de painéis fotovoltaicos quando comparado com as outras técnicas apresentadas nas seções anteriores.

Como desvantagem, o algoritmo é mais complexo em relação às outras técnicas já discutidas.

## 1.5 Sistemas Fotovoltaicos Autônomos

Os sistemas fotovoltaicos autônomos são comumente empregados em situações em que a extensão da rede elétrica ou o emprego de outra forma de geração de energia se torna muito oneroso.

Como pode ser visto em [34] e [35], para pequenas localidades distantes mais de 3 km da rede convencional de energia elétrica, a geração através de painéis fotovoltaicos é a opção mais vantajosa.

Dentre os sistemas isolados existem muitas configurações possíveis. Dependendo da aplicação, os sistemas isolados são divididos basicamente em quatro grupos, de acordo com a carga a ser suprida e a utilização ou não de armazenadores de energia [27]:

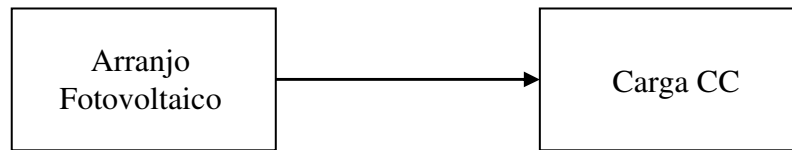
- Carga CC sem armazenamento de energia;
- Carga CC com armazenamento de energia;
- Carga CA sem armazenamento de energia;
- Carga CA com armazenamento de energia.

### 1.5.1 Carga CC sem Armazenamento de Energia

A carga CC sem armazenamento de energia é a configuração mais simples de um sistema isolado. Neste esquema, nenhum sistema de armazenagem de energia é empregado. A energia elétrica é usada no momento da geração por equipamentos que operam em corrente contínua, não sendo possível o suprimento na ausência da radiação solar. Um exemplo disso é em sistemas de bombeamento de água com bombas que empregam motor de corrente contínua. Em alguns casos, o sistema pode incorporar um seguidor de máxima potência de forma a otimizar o aproveitamento da energia elétrica produzida [27]. A Figura 1.4 mostra um



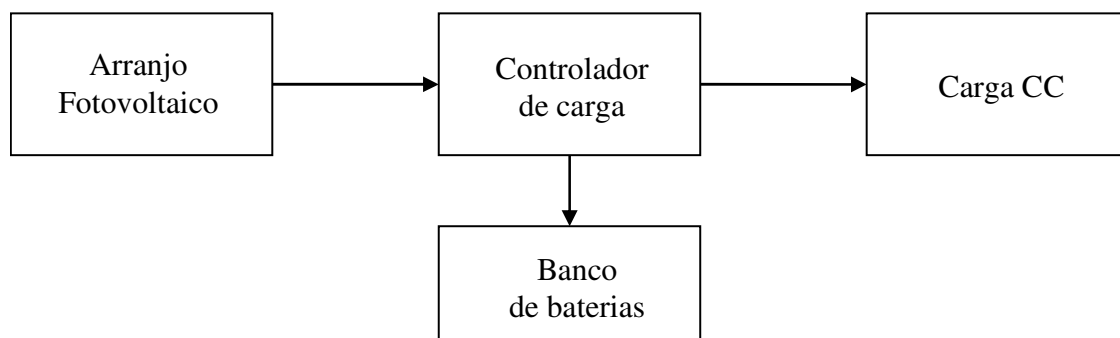
esquema de sistema deste tipo.



**Figura 1.4 – Sistema isolado sem armazenamento para carga CC.**

### **1.5.2 Carga CC com Armazenamento de Energia**

A carga CC com armazenamento de energia é o caso em que se deseja usar equipamentos elétricos em tensão contínua, independente de haver ou não geração fotovoltaica simultânea. Para que isto seja possível, a energia elétrica deve ser armazenada em um acumulador. Este acumulador pode ser um banco de baterias ou um supercapacitor. Alguns exemplos mais comuns da aplicação de tal sistema são: iluminação, rádio, televisão, sistemas de comunicação etc. No caso do emprego de um banco de baterias, é comum o uso de um controlador de carga de forma a proteger as baterias de danos causados por sobrecarga ou descarga profunda. Na Figura 1.5 pode ser visto o esquema de um sistema deste tipo.



**Figura 1.5 – Sistema isolado com armazenamento para carga CC.**

Os controladores de carga podem ser dispensados em duas situações: quando a capacidade de armazenamento é grande em comparação com a geração e quando os painéis fotovoltaicos apresentam uma curva, tal que, a corrente seja baixa na tensão de carga plena das baterias. No último caso, haverá um desperdício de energia quando as baterias estiverem próximas da carga plena. Além disto, é importante levar em consideração os impactos do não uso do controlador na proteção da bateria por sobrecarga.

Os avanços recentes da tecnologia de baterias têm exigido um controle cada vez melhor do processo de carga e descarga, tornando o uso dos controladores mais necessário e recomendável [27].

A configuração isolada com carga CC e armazenamento de energia com banco de

baterias será utilizada nesse trabalho.

### 1.5.3 Carga CA sem Armazenamento de Energia

Da mesma forma como apresentado para cargas CC, pode-se usar equipamentos que operem em corrente alternada sem o uso de baterias, sendo necessário, para tanto, a introdução de um inversor entre o arranjo fotovoltaico como apresentado na Figura 1.6.

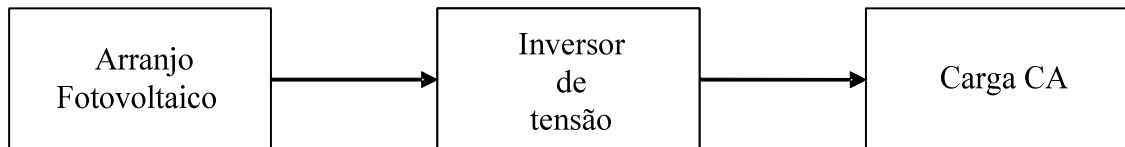


Figura 1.6 – Sistema isolado sem armazenamento para carga CA.

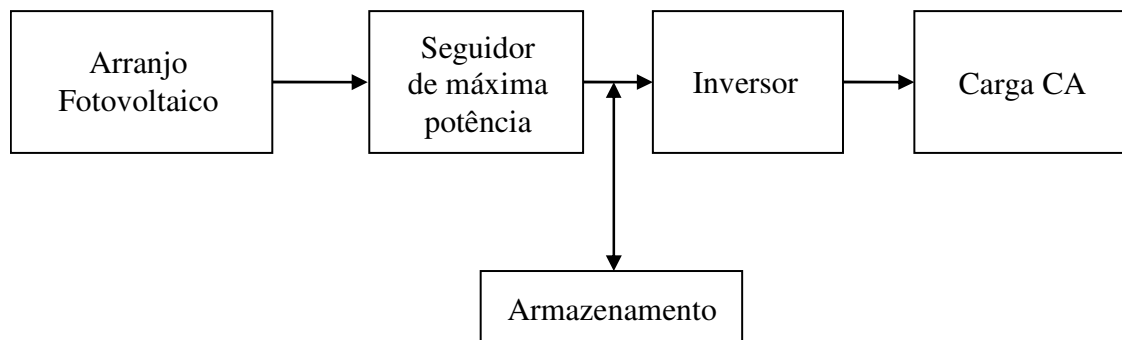
Um exemplo deste uso é quando se deseja utilizar bombas com motores convencionais em sistemas fotovoltaicos. Como para o caso dos sistemas CC sem armazenamento de energia, a carga será suprida de energia elétrica somente durante o período de insolação.

Esta configuração tem seu desempenho prejudicado, uma vez que não há um controle da tensão no barramento CC (entrada do inversor), a qual fica dependente do nível de tensão gerada pelos painéis fotovoltaicos, que é função das variações climáticas (temperatura e irradiação solar) [16].

### 1.5.4 Carga CA com Armazenamento de Energia

Esta configuração se diferencia da anterior por possuir um banco de baterias que armazena a energia que é produzida em excesso pelos painéis fotovoltaicos durante o dia, permitindo a utilização de cargas durante a noite ou em períodos de baixa luminosidade. Este sistema é muito utilizado em residências isoladas, que utilizam eletrodomésticos convencionais.

Para alimentação dos eletrodomésticos que operam em corrente alternada é necessário que se utilize um inversor. É comum sistemas deste tipo, incorporarem um seguidor do ponto de máxima potência, que pode estar inserido no próprio inversor. Um exemplo de sistema que utiliza esta configuração é visto na Figura 1.7.



**Figura 1.7 – Sistema isolado com armazenamento para carga CA.**

Para a configuração da Figura 1.7, o estágio CC/CC, empregado entre o arranjo fotovoltaico e o inversor, garante a regulação da tensão de entrada do inversor. Adicionalmente, esse estágio possibilita o funcionamento do sistema sob o ponto de máxima potência, ao mesmo tempo em que deve garantir uma carga eficiente do banco de baterias e protegê-lo contra sobrecargas e descargas profundas.

## 1.6 Revisão de Topologias de Sistemas Autônomos

Dependendo da forma com que o sistema de armazenamento de energia é empregado, estes sistemas fotovoltaicos ainda podem ser classificados de duas formas [36]: sistemas em série ou sistemas em paralelo.

Nos sistemas em série, o banco de baterias é colocado em série com o fluxo de energia. Já a configuração em paralelo tem como característica principal o emprego do banco de baterias em paralelo com o fluxo de energia do sistema. Desta forma, esta configuração possui algumas vantagens em relação à anterior, principalmente pelo fato do banco de baterias, após estar completamente carregado, ser desconectado do sistema, podendo a carga ser alimentada apenas pela energia gerada pelos painéis fotovoltaicos. Nos sistemas série, o carregador de baterias tanto ajusta a tensão para a carga das baterias como também busca o ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos concomitantemente. O estágio elevador de tensão, como o próprio nome sugere, eleva a tensão do banco de baterias para o nível necessário no barramento CC de acordo com a tensão senoidal desejada na saída do inversor. Também nesse mesmo estágio, é feito o controle da tensão do barramento, através de técnicas de controle apropriadas.

Caso o conversor utilizado neste estágio não seja capaz de regular a tensão no barramento CC de forma satisfatória, outro conversor regulador pode ser adicionado entre o estágio elevador e o estágio inversor.

Na literatura é verificado que o número de estágios e a topologia dos conversores utilizados para a conversão da energia solar em energia elétrica podem variar de acordo com os níveis de tensão utilizados no banco de baterias, barramento CC e no arranjo fotovoltaico.

Dessa forma, serão apresentadas brevemente as principais topologias com dois ou três estágios de processamento do tipo série ou paralelo.

### **1.6.1 Sistemas com Dois Estágios de Processamento**

Em [37] é apresentado um sistema fotovoltaico série com dois estágios de processamento, que juntamente com um inversor trifásico de quatro pernas, é utilizado para alimentar cargas não balanceadas.

Em [38] e [39] também são apresentados sistemas fotovoltaicos na configuração série. Entretanto, estes autores apresentam sistemas fotovoltaicos com apenas dois estágios de conversão, utilizando os conversores abaixadores *buck* em [38] e *Cúk* em [39], para gerar a tensão de 12 V utilizada pelo banco de baterias, além do estágio de inversão. Entretanto, estas configurações apresentam o inconveniente de possuir um transformador 12 V/220 V na saída do inversor, aumentando as perdas, volume, peso e custo do sistema.

Em [36], os três sistemas fotovoltaicos apresentados, também com apenas dois estágios de conversão, vide Figura 1.8, utilizam a mesma tensão no banco de baterias e no barramento CC, evitando o uso de um estágio de elevação de tensão ou de transformador na saída do sistema, como ocorre nos sistemas citados anteriormente. Porém, estes sistemas como são do tipo série, é possível sintetizar algumas das desvantagens desses referidos sistemas:

- Como nesta configuração o banco de baterias está em série com todo o sistema de potência, toda a energia utilizada pelo sistema circula pelo banco de baterias, reduzindo desta forma a vida útil das baterias, acarretando em um aumento nos custos de manutenção do sistema.
- Em sistemas fotovoltaicos residenciais a tensão do arranjo de painéis fotovoltaicos, do banco de baterias e do barramento CC é comumente de ordens distintas, exigindo que o sistema possua três estágios de conversão. Isto resulta, além de uma menor eficiência devido ao grande número de conversores em série, um aumento no volume do sistema.

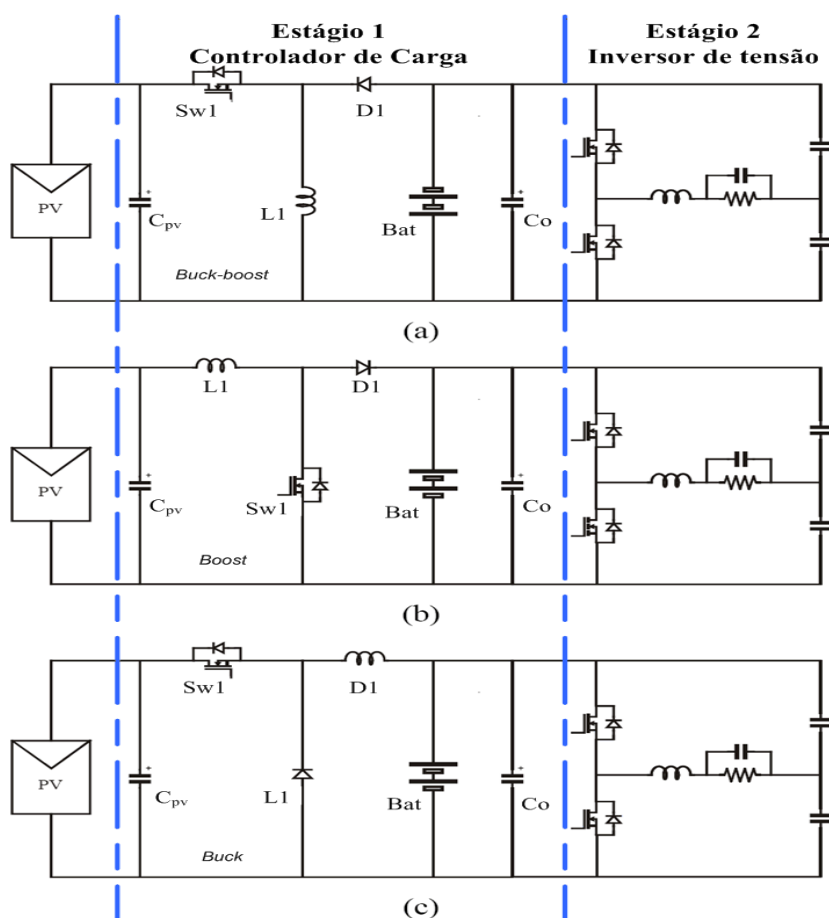


Figura 1.8 – Sistema fotovoltaico série com dois estágios de conversão para diferentes tensões entre o arranjo de painéis fotovoltaicos e o banco de baterias. Controlador de carga das baterias, (a) *buck-boost*, (b) *boost* e (c) *buck*.

- Nestes sistemas a topologia do conversor estático de potência que realiza a função de carregar o banco de baterias é escolhida de acordo com as tensões do arranjo dos painéis fotovoltaicos e o banco de baterias. Se a tensão do conjunto de painéis for igual ao nível de tensão do banco de baterias, o primeiro estágio é construído com o conversor *buck-boost*. Se, porém, for maior do que a tensão da bateria é, então, utilizado um conversor *buck*. Caso contrário é utilizado um conversor *boost*.

Existem alguns exemplos de topologias que mesmo com dois estágios possibilitam desconectar as baterias do sistema, no caso das mesmas estarem em carga plena. Essas topologias em paralelo podem ser encontradas em [36] onde são apresentadas três possíveis configurações, com apenas dois estágios de conversão para o processamento da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos, conforme mostra a Figura 1.9.

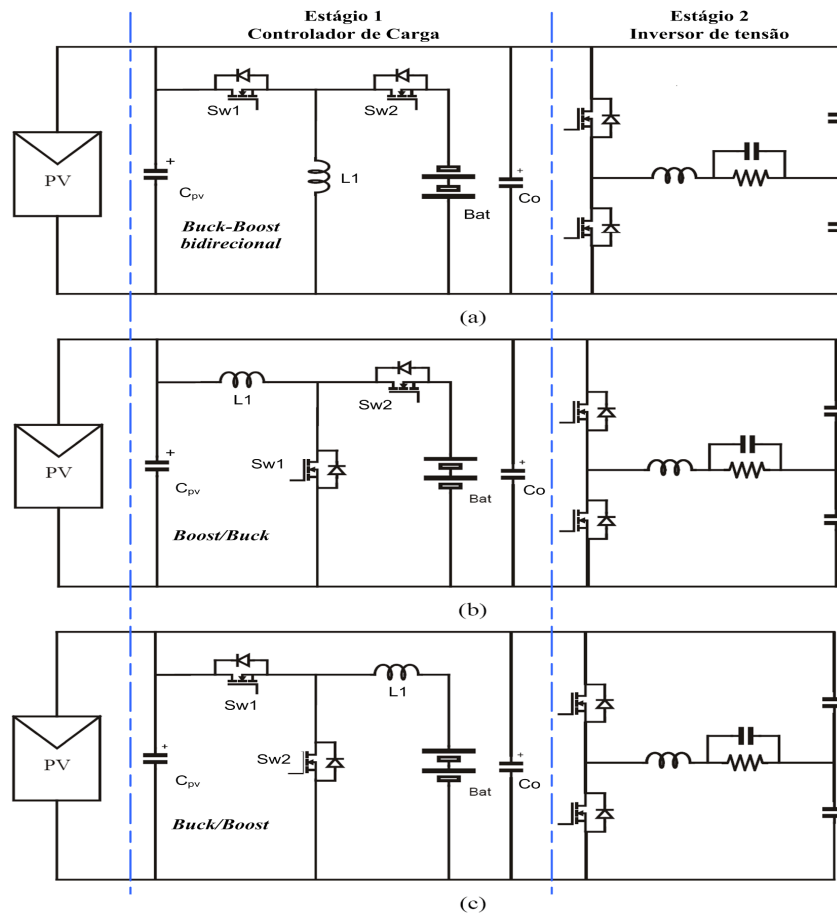


Figura 1.9 – Topologias multiestágios paralelo com dois estágios de conversão: a) *Buck-boost* bidirecional, b) *Boost/buck*, c) *Buck/boost*.

### 1.6.2 Sistemas com Três Estágios de Processamento

Em [40] e [41] também é proposto um sistema fotovoltaico autônomo em paralelo com três estágios de conversão, como mostra a Figura 1.10.

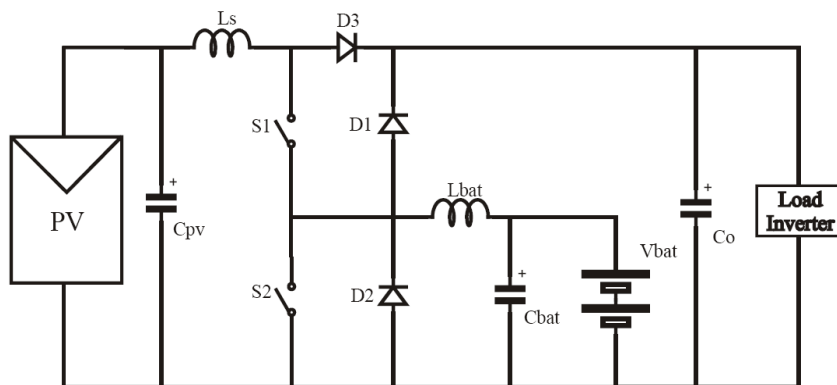
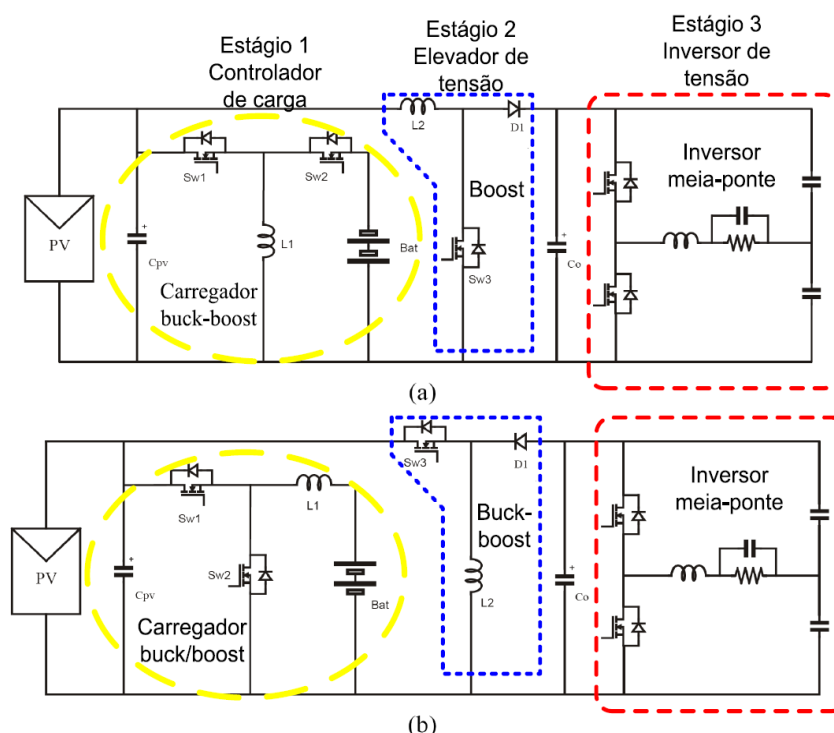


Figura 1.10 – Sistema Fotovoltaico Autônomo com VRBESS.

Em [36] é apresentado sistemas paralelos, com três estágios de processamento. Na Figura 1.11 são apresentados alguns exemplos.



**Figura 1.11 – Topologias de três estágios em paralelo para sistemas fotovoltaicos com banco de baterias: (a) carregador *buck-boost*, conversor *boost*, b) carregador *buck/boost*, conversor *buck-boost*.)**

Estas topologias têm como vantagem o uso de um estágio de conversão dedicado ao banco de baterias, podendo obter desta forma um melhor controle nas cargas e descargas do banco de baterias, enquadrando assim nos sistemas em paralelo. Com isso, consegue-se aumentar a vida útil do banco de baterias, quando comparados com as topologias em série.

## 1.7 Proposta do Trabalho e Especificação do Sistema

Quanto às topologias brevemente apresentadas, vale dizer que a redução do número de estágios condicionadores de energia em série resulta em um aumento na eficiência global do sistema fotovoltaico [42]. As topologias aqui apresentadas geralmente apresentam complexidade no controle das chaves e podem apresentar baixo rendimento. Essa complexidade pode resultar na diminuição da confiabilidade do sistema. Como a energia fotovoltaica ainda é cara, é importante desenvolver um sistema que tenha rendimento elevado, confiável e de baixa manutenção.

Nesse contexto, esse trabalho propõe a construção de um sistema com armazenamento de energia para carga CC com dois estágios de processamento de energia atendendo aos seguintes critérios:

1. Para carregar o banco de baterias, o primeiro estágio deverá fornecer na sua saída uma tensão maior que 48 Vcc (tensão nominal do banco de baterias).

2. De acordo com [43] é necessário conectar o terminal de massa das baterias aos painéis fotovoltaicos.
3. O conversor deverá operar em modo de condução contínua, sendo que esta característica possibilita a diminuição da ondulação de corrente na entrada e, conseqüentemente, melhora à sintonia do ponto de máxima potência.
4. O sistema deve ser projetado, tal que possa ser aproveitado na construção de sistemas SIGFI30 da ANEEL.

Diante dessas especificações para o sistema proposto, opta-se inicialmente na colocação do banco de baterias no caminho intermediário entre a fonte e a carga. Assim, o banco estará em série com os demais estágios do sistema. Essa configuração tem como vantagem aumentar a confiabilidade, pois, dependendo das condições climáticas tem-se duas fontes de energia dispostas para o suprimento requerido pela carga. Caso o painel esteja impossibilitado de fornecer potência, o banco automaticamente entrará para dar continuidade ao fornecimento de energia.

Para o primeiro estágio do sistema, têm-se os possíveis conversores da família:

- *buck*;
- *buck-boost* e *cùk*;
- *boost*.

Para a tensão de 48 V do barramento do banco de baterias definido no projeto, para um conversor do tipo *buck*, seriam necessários mais painéis fotovoltaicos conectados em série para fornecer tensão adequada, aumentando o investimento e as dificuldades para a sua instalação. Além do mais, a colocação de painéis em série resulta em um baixo aproveitamento da energia fornecida. Pois a produção de energia pode ser fortemente reduzida, caso um dos painéis que compõe o arranjo esteja sob a ação de sombreamento, danificado ou até mesmo pela ação do envelhecimento. Assim, nestes casos a corrente gerada pelo painel é reduzida, diminuindo sensivelmente a capacidade de produção de energia das células fotovoltaicas [44]. Por esses motivos, o conversor do tipo *buck* é descartado.

Tendo como objetivo que o sistema carregará o seu banco de baterias, de acordo com o critério 2, é necessário conectar o terminal de massa das baterias aos painéis fotovoltaicos. Então, é descartado o uso de conversores do tipo *buck-boost* e *Cùk*, pois estes invertem a polaridade entre a entrada e a saída.

Por estas razões o conversor do tipo *boost* foi selecionado como a que melhor se enquadra para esta aplicação. Dos conversores do tipo *boost*, uma topologia proposta por [45]



será estudada e utilizada para compor o primeiro estágio de processamento de energia do sistema. Esta topologia tem a vantagem de dividir os esforços de corrente e tensão nas chaves, permitindo a utilização de chaves de menor tensão. Conseqüentemente, podem-se utilizar chaves que possuam, principalmente, menores perdas por condução. O indutor opera no dobro da frequência de comutação, o que possibilita na diminuição do volume e peso do mesmo. Esse estágio terá, então, a finalidade de carregar o banco de baterias, e ao mesmo tempo, permitirá extrair a máxima potência dos painéis fotovoltaicos.

Diferente das outras topologias, a topologia proposta por [45] é formada por uma célula de comutação de três estados obtida a partir de um conversor *push-pull* clássico alimentado por corrente, como estudado em [51]. O conversor *boost* usando a célula de comutação de três estados é mostrado na Figura 1.12.

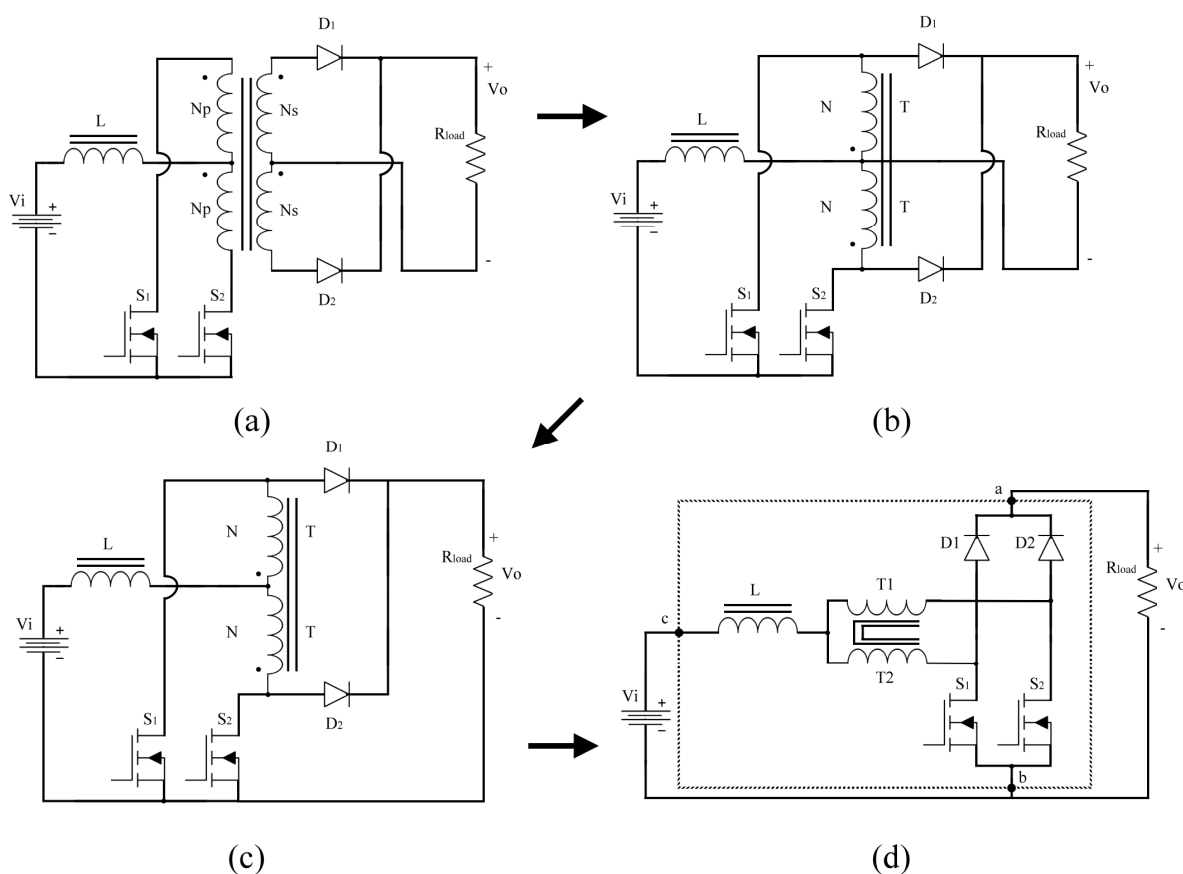


Figura 1.12 – Formação da topologia de conversor boost adotada.

A célula está entre os pontos, a, b e c, como mostra a Figura 1.12 (d). Com esta célula podem ser obtidos os conversores *buck*, *boost*, *buck-boost*, *cúk*, *sepic* e *zeta*.

A célula de comutação de três estados obtida é na realidade a união de duas células de comutação simples conectada a um transformador com enrolamento  $T_1$  e  $T_2$ . Estas células conhecidas como células de dois estados, trabalham fazendo o uso do comportamento complementar de dois semicondutores: um diodo e um transistor MOSFET, sendo que no

primeiro estado de condução o MOSFET conduz e o diodo bloqueia e o segundo estado, tem-se o estado complementar.

O Terceiro estado é caracterizado quando os dois diodos estão conduzindo. O estado em que todos os semicondutores estão bloqueados é chamado de estado neutro e não é considerado. Os estados descritos são mostrados em [50].

No capítulo 2 é estudado com mais detalhes o princípio de funcionamento do conversor. Portanto, tem-se a definição da topologia a ser empregada para o primeiro estágio, sendo que cada chave é colocada em paralelo com uma chave do mesmo tipo. Dessa maneira, consegue-se aumentar a confiabilidade e o rendimento da estrutura.

Para o segundo estágio do sistema, o conversor a ser escolhido deve ser capaz de alimentar um inversor que, por sua vez, deverá permitir a compatibilidade do sistema para cargas de tensão alternada (Carga CA). Em seguida, deve-se levar em consideração que a faixa de operação da tensão de entrada dessa topologia é em função da tensão de saída do inversor e do ganho que se pode obter a partir da topologia adotada para o segundo estágio. Assim com o intuito da topologia ser capaz de alimentar um inversor monofásico de tensão com saída em 220 Vrms é necessário que ela mantenha na entrada do inversor uma tensão cujo valor seja superior ao pico da senóide desejada na saída, que é de 311 V.

No caso do conversor *boost* clássico, observa-se que a tensão mínima necessária da bateria para a tensão de 220 Vrms é de aproximadamente 100 Vcc. Além desta tensão ser muito elevada, os esforços de corrente e de tensão em apenas uma única chave, responsável por elevar a tensão neste estágio, são geralmente elevados. Conseqüentemente, as perdas serão maiores. Além do mais, a corrente de saída dessa estrutura apresenta ondulação considerável. Assim, para possibilitar o número reduzido de baterias (48 Vcc que representa 4 baterias de 12V conectadas em série), é necessário procurar por outras topologias de conversores CC/CC elevadores.

A tensão de saída do segundo estágio deverá ser maior que 311 Vcc para modular uma tensão senoidal com valor eficaz de 220 Vca na saída do inversor. Assim, escolhe-se a tensão de saída deste estágio igual a 400 V. A tensão de entrada varia de 42 Vcc que corresponde a 4 vezes 10,5 Vcc com baterias descarregadas, a 56 Vcc que corresponde a 4 vezes 14 Vcc com baterias totalmente carregadas ou em flutuação.

Percebe-se então que o ganho de tensão necessário, que é a razão entre a tensão de saída e a faixa de tensão de entrada, se aproxima de dez vezes. Logo, é necessário escolher um conversor com alto ganho de tensão.

Na literatura, é possível encontrar uma diversidade de topologias não isoladas com

ganho de tensão superior a quatro, porém, apenas algumas poucas são atrativas em relação ao custo (devido à reduzida quantidade de componentes), facilidade de controle e acionamento simplificado das chaves [46] e [47]. Portanto, dentre as possibilidades de topologias com alto ganho de tensão para compor o segundo estágio do sistema, é escolhido um conversor *boost* com alto ganho de tensão utilizando a célula de comutação de três estados [48]. De acordo com as necessidades do projeto, o conversor escolhido será utilizado para elevar o baixo nível de tensão do banco de baterias (que é de 48 V) para 400 Vcc.

Uma grande vantagem deste tipo de topologia é a utilização de apenas um único ponto de medição para a malha de corrente, o que diferentemente da configuração *interleaved-boost* que usa duas malhas e conseqüentemente dois sensores para medição de corrente. A ondulação de corrente no indutor *boost* usando a célula de comutação de três estados é o dobro em relação à frequência de comutação das chaves, o que permite uma considerável redução de volume deste magnético.

O rendimento otimizado advém da divisão da corrente da entrada através das chaves, reduzidos esforços de tensão e comutação favorável que a célula apresenta. Finalmente, o sistema completo proposto é visualizado na Figura 1.13.

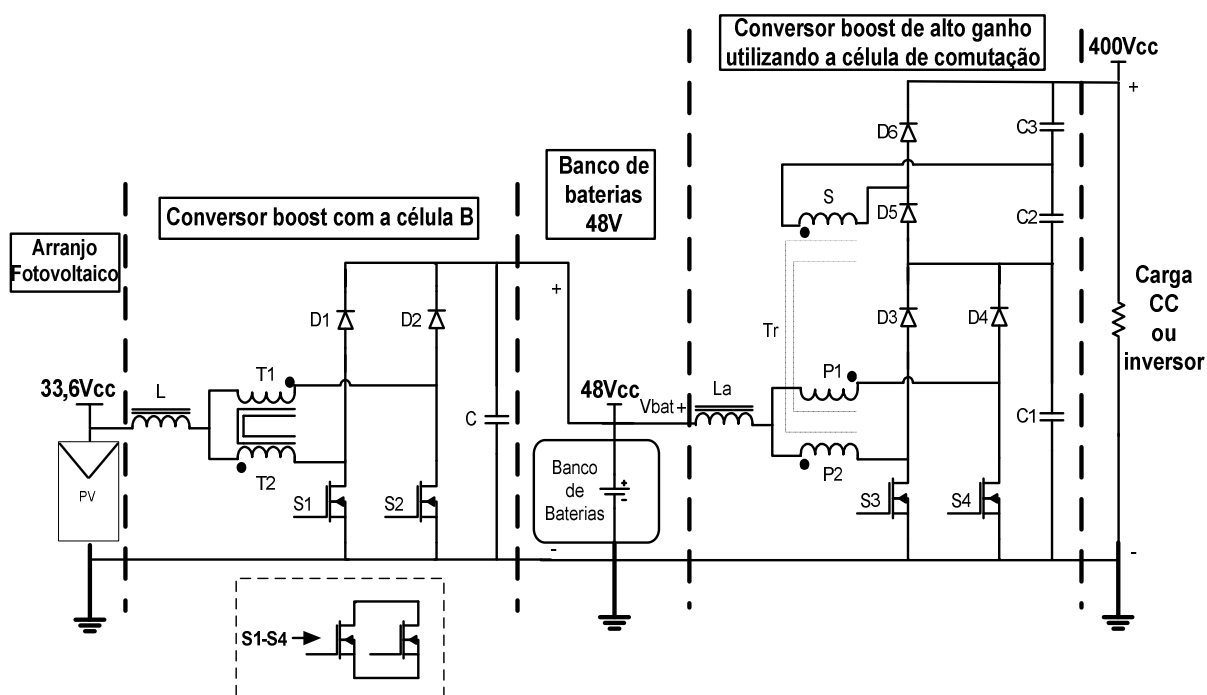


Figura 1.13 – Esquema do conversor proposto.

O sistema é composto por dois conversores CC/CC *boost* baseados na célula de comutação de três estados (CCTE).

A Tabela 1.1 mostra as especificações do sistema proposto.

**Tabela 1.1 – Especificações do sistema proposto.**

Tensão de saída (barramento CC)	400 Vcc
Barramento do banco de baterias	48 Vcc
Número de baterias	4
Potência nominal	500 W
Autonomia	2 dias
Energia diária mínima disponível	1000 Wh
Potência máxima	1000 W
Rendimento do primeiro estágio	97 %
Rendimento do segundo estágio	97 %

Para melhorar o rendimento desse conversor, em cada chave é colocada mais uma em paralelo, para também aumentar a confiabilidade do circuito. Como serão utilizadas chaves do tipo MOSFET, o paralelismo dessas chaves proporciona a redução da resistência dreno-fonte.

Outra opção seria, substituir todos os diodos por chaves controladas do tipo MOSFET, o que ajudaria na otimização do rendimento. Por outro lado, essa implementação traria uma grande complexidade, pois seria necessário utilizar fontes auxiliares isoladas para o acionamento de tais chaves e também um circuito de controle mais complexo deve ser desenvolvido para acionar essas chaves no instante adequado. Dessa forma, a confiabilidade do sistema tenderia a cair em virtude ao aumento de número de componentes controlados.

O sistema escolhido apresenta facilidade no controle de todas as chaves, pois cada chave possui uma massa comum, então, o acionamento delas fica simplificado.

Para o controle do primeiro estágio a fim de que este possa promover tanto a carga das baterias quanto o rastreamento da máxima potência dos painéis, é utilizado um microcontrolador de baixo consumo de energia da *Texas Instrument*, o MSP430F2274, sendo muito atrativo para sistemas embarcados. Nele é inserido o algoritmo de MPPT escolhido e o método de carga das baterias. Enquanto que para o controle do segundo estágio, é utilizada uma técnica de controle ótimo por realimentação de estados do conversor, que normalmente são a corrente no indutor e a tensão no capacitor. Essa técnica é o controle LQR com ação integral, que será implementada simplesmente com componentes analógicos tais como resistores, capacitores e amplificadores operacionais.

Resumidamente, o sistema autônomo a ser projetado e desenvolvido apresentará características de operação em alta frequência, controlador de carga com busca do ponto de máxima potência (*MPPT*, "*Maximum Point Power Tracker*" – Seguidor de Ponto de Máxima Potência) dos painéis fotovoltaicos. Terá um acumulador de energia também conhecido por banco de baterias para armazenar a energia oriunda dos painéis a fim de fornecer uma quantidade mínima de energia durante o período da noite.

A fim de contribuir para sistemas de classe de atendimento SIGFI30 da ANEEL, o conversor proposto tomará como base as recomendações desta classe. A ANEEL estabelece que sistemas da classe SIGFI30 devem apresentar consumo diário de referência de 1000 Wh/dia, autonomia de dois dias, potência mínima disponibilizada de 500 W e energia garantida mensal mínima de 30 kWh.

Com o uso de um inversor de tensão na saída do sistema proposto, a estrutura proposta poderá ser utilizada para atender a demanda de consumidores que não são atendidas pela rede da concessionária. Poderá, então, alimentar cargas não-lineares como televisores, lâmpadas fluorescentes, geladeiras, lâmpadas incandescentes, fornos elétricos, etc.

O conversor torna-se necessário para garantir o fornecimento de energia às cargas citadas podendo ser utilizado para cumprir as metas do programa “LUZ PARA TODOS” do governo federal. Os componentes do sistema serão projetados de forma que este seja altamente confiável com a inserção de circuitos eletrônicos adequados que permitam atingir rendimento global maior possível.

## 1.8 Dimensionamento do Banco de Baterias

O banco de baterias é uma parte do sistema fotovoltaico responsável pelo fornecimento de energia quando ocorre a falta da energia solar nos períodos noturnos. A boa escolha do tipo de bateria bem como o tipo de controle da sua carga é fundamental para o correto funcionamento do sistema por um maior tempo de sua vida útil.

No dimensionamento, os aspectos mais importantes para uma escolha do tipo de bateria, são:

- Baixo custo: custos altos comprometem a viabilidade do projeto;
- Vida útil: quanto maior a vida útil menor os gastos com manutenção;
- Rendimento: a energia elétrica obtida por conversão fotovoltaica é uma energia de considerável custo;
- Disponibilidade: evitar importações e custos com grandes estoques.

A tecnologia de bateria que mais atende estes requisitos é a de chumbo ácido, pois possui um baixo custo, uma elevada vida útil, fácil obtenção e uma tecnologia bem dominada. Outro motivo que sela a escolha da bateria é seu rendimento elevado em relação aos outros tipos [49]. A segunda opção seria a bateria de NiCd, contudo, a toxicidade de seus componentes, bem como o “efeito memória”, descartam a sua possível utilização.

As principais especificações das baterias necessárias ao dimensionamento são: a

capacidade individual de carga (em Ah), tensão nominal por elemento, tensão nominal do banco, a relação entre limite máximo de descarga profunda e o total de ciclos para a vida útil. Este último item merece destaque, pois irá afetar a quantidade de baterias no banco.

O consumo diário da carga do banco de baterias (em Ah) é calculado a seguir:

$$Ah_L = \frac{\text{Energia}_{Wh}}{V_{bat} \cdot E_{boost\_alto\_ganho} \cdot E_{inv}} = 22,14Ah . \quad (1.2)$$

$Ah_L$	- Consumo diário da carga (em Ah)
$\text{Energia}_{Wh}$	- Energia diária requerida pela carga (1000 Wh)
$V_{bat}$	- Tensão nominal do banco de baterias (48 V)
$E_{inv}$	- Eficiência do inversor (97 %)
$E_{boost\_alto\_ganho}$	- Eficiência do conversor <i>boost</i> de alto ganho (97 %)

A capacidade total requerida do banco de baterias, em Ah, é encontrada usando a expressão (1.3):

$$Ah_{total} = \frac{Ah_L \cdot d}{DC} . \quad (1.3)$$

Onde:

$Ah_{total}$	- Consumo diário da carga corrigido, medido em Ah
$d$	- Dias de autonomia
$DC$	- Porcentagem máxima de descarga permitida à bateria

O requerimento de autonomia do sistema é de dois dias; o que significa que as baterias precisam ser capazes de atender à demanda do consumidor, mesmo havendo um período de dois dias sem radiação solar. Neste caso, é necessário adicionar um dia ao cálculo, pois as baterias ao amanhecer do primeiro dia do período sem insolação já terão sofrido descarga durante a noite precedente.

O número de baterias em paralelo é obtido dividindo-se a capacidade total requerida do banco de baterias, obtido acima, pela capacidade nominal em Ah de cada bateria.

$$N_p = \frac{Ah_{total}}{C_{bat}} . \quad (1.4)$$

Sendo:

$N_p$	- número de baterias conectadas em paralelo
$Ah_{total}$	- capacidade total requerida do banco de baterias, calculada por (1.3)
$C_{bat}$	- capacidade de carga (em Ah) de cada bateria

A capacidade de carga nominal das baterias é um dado dependente do período de

descarga, geralmente estabelecido como 20 horas. Quanto menor a descarga, menor será a potência entregue à carga, tendo em vista que a bateria é um processo químico cuja velocidade é inversamente proporcional à eficiência da reação.

O número de baterias em série é determinado pela divisão entre a tensão nominal do banco e a tensão nominal da bateria.

$$N_s = \frac{V}{V_{\text{bat}}}. \quad (1.5)$$

Sendo:

$N_s$  - número de baterias conectadas em série

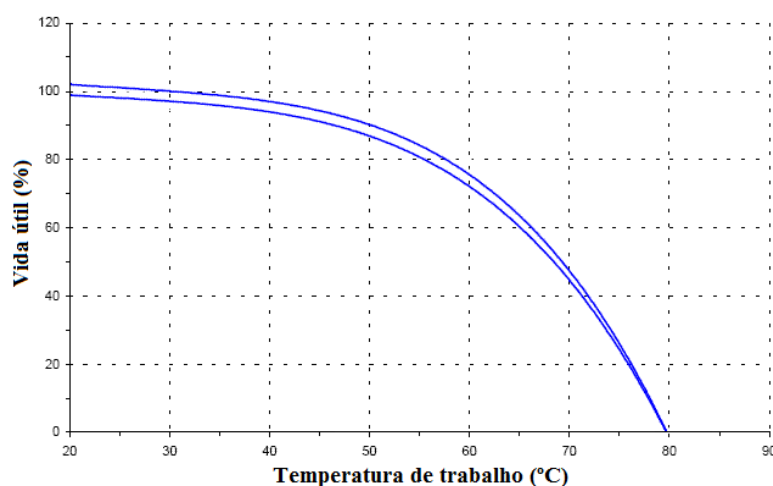
$V$  - tensão nominal de operação do banco de baterias

$V_{\text{bat}}$  - tensão nominal da bateria

O número total de baterias é, portanto definido pelo produto entre o número de baterias em paralelo e em série:

$$N_{\text{bat}} = N_s \cdot N_p. \quad (1.6)$$

O fabricante Moura estima uma vida útil de no máximo quatro anos para as baterias, sendo este valor um pouco reduzido por causa do efeito da temperatura do ambiente, observável no gráfico da Figura 1.14.



**Figura 1.14 – Expectativa de vida em função da temperatura de trabalho (Moura Clean).**

Como as baterias deverão ser instaladas em local com boa circulação de ar e à sombra, a temperatura máxima poderá chegar a aproximadamente 40°C. Operando em tal nível de temperatura, haverá um pequeno e, portanto, desconsiderado efeito sobre a vida útil total da bateria.

A maximização dos ciclos da bateria tem também por objetivo reduzir ao máximo a necessidade de troca de baterias, pois como o sistema será instalado em localidades isoladas e de difícil acesso, os custos e tempo de transporte e instalação são proibitivos.

Para um limite de descarga de 60 %, a vida útil estimada é de 380 ciclos, segundo o fabricante. Entretanto, estudando a dinâmica solar no estado do Ceará, percebe-se que a ocorrência de períodos de insolação descontínua são raras e, portanto, a bateria irá na verdade carregar-se totalmente ao longo do dia e sofrerá uma descarga diária equivalente ao consumo da faixa estudada, prolongando sua vida útil real. Tal fato poderá ser comprovado ao final do exemplo a seguir.

Apresenta-se agora o dimensionamento do banco de baterias para o caso abaixo especificado:

- Consumidor na faixa SIGFI30 (1000 Wh ou 22,14 Ah de consumo diário)
- Limite de descarga de 60 %

Seguindo o procedimento descrito, calcula-se o valor do consumo em Ah total requerido do banco:

$$Ah_{\text{total}} = \frac{Ah_L \cdot d}{DC} = \frac{22,14 \cdot 3}{60\%} = 110,70Ah . \quad (1.7)$$

Conclui-se que para esse valor, pode-se fazer uso da bateria de 150 Ah.

Neste caso, como o consumo diário é de 22,14 Ah e o banco tem capacidade de 150 Ah, caso ocorra recarga total ao longo de todos os dias, a descarga limítrofe seria de aproximadamente 20 %, o que segundo o fabricante a bateria leva a um rendimento de até 2000 ciclos.

Com a determinação da carga total necessária e a capacidade adotada de carga de cada bateria, utilizando a expressão (1.4), determina-se o número de baterias em paralelo:

$$N_p = \frac{110,70Ah}{150Ah} \cong 0,73 . \quad (1.8)$$

Como o valor calculado é menor que 1, não é necessário fazer paralelismo de baterias.

A tensão na entrada do conversor de alto ganho foi estabelecida em 48 V e as baterias a serem utilizadas serão de 12 V cada, então, conforme (1.5) precisa-se de quatro baterias ligadas em série:

$$N_s = \frac{48}{12} = 4 \quad (1.9)$$

Logo o número de baterias em paralelo é um e conforme (1.6), o número total de baterias é, então, quatro.

## 1.9 Dimensionamento dos Módulos Fotovoltaicos

Para o dimensionamento dos módulos fotovoltaicos a serem utilizados, deve-se levar



em consideração de que este sistema é projetado para atender um consumidor da classe SIGFI30, que segundo o regulamento o sistema deve fornecer energia mensal de até 30 kWh, sendo 1 kWh por dia, com tensão alternada senoidal eficaz de 220 Vca em 60 Hz. Também é necessário saber a tensão nominal na qual o conversor *boost* será alimentado, a qual foi escolhida de 33,6 V. Deve-se também considerar que quanto maior o número de painéis fotovoltaicos, maior também será o custo do sistema autônomo.

A expressão para calcular o consumo em Ah pode ser expressa como segue:

$$C'_{Ah} = \frac{C_{Wh}}{V_{painéis}} = 29,76Ah . \quad (1.10)$$

- $C'_{Ah}$  - Consumo diário (Ah)  
 $C_{Wh}$  - Consumo da energia diário(1000 Wh)  
 $V_{painéis}$  - Tensão especificada para o arranjo dos painéis (33,6 V)

Então, considerando a eficiência do inversor em 97 %, a eficiência do conversor de alto ganho em 97 % e a eficiência das baterias em 96 %, tem-se:

$$C_{Ah} = \frac{C'_{Ah}}{E_{inv} \cdot E_{alto\_ganho} \cdot E_{bat}} = 31,96Ah . \quad (1.11)$$

- $C_{Ah}$  - Consumo diário corrigido (Ah)  
 $E_{inv}$  - Eficiência estimada do inversor (97 %)  
 $E_{bat}$  - Eficiência estimada das baterias (96 %)  
 $E_{alto\_ganho}$  - Eficiência estimada do conversor de alto ganho de tensão (97 %)

Para o cálculo da corrente necessária ao projeto, deve-se levar em consideração a insolação do local a serem instalados os painéis fotovoltaicos. No caso, trabalhando no estado do Ceará, tem-se que a média diária é de 5,5 horas o que dá 5.500 Wh para o nível máximo de radiação 1000 W/m<sup>2</sup>, sendo que nos painéis fotovoltaicos o nível máximo de potência é obtido para este nível de radiação solar. O cálculo da corrente é feito utilizando a expressão (1.12) na qual um fator de correção foi incorporado, pois ao longo do dia são esperadas variações na insolação [49].

$$I_{proj} = \frac{R_{full}}{R_{day} \cdot c_{panel}} = 7,91A . \quad (1.12)$$

- $I_{proj}$  - Corrente de projeto fornecida pelo módulo para radiação de 1000 W/m<sup>2</sup>  
 $R_{full}$  - Nível máximo de radiação solar (1000 W/m<sup>2</sup>)  
 $R_{day}$  - Radiação solar média diária (W/m<sup>2</sup>)  
 $c_{panel}$  - Fator de correção dos painéis (0,9)

A partir destes dados, deve-se fazer a seleção do painel a ser utilizado no projeto. Optou-se pelo painel HM-70D12 fabricado no Brasil pela Heliodinâmica. Na Tabela 1.2, têm-se as especificações deste painel.

**Tabela 1.2 – Especificações do painel solar HM-70D12.**

Modelo	HM-70D12
Número de Células	36
Potência Máxima*	70 W
Corrente de Máxima Potência*	4,3 A
Tensão de Máxima Potência*	16,8 V
Corrente de Curto-circuito*	4,86 A
Tensão de Circuito Aberto*	21 V
Dimensões (mm)	1242 x 487 x 45
Peso	8,6 kg

Nota: \* Com radiação solar de 1000 W/m<sup>2</sup> a 25°C.

É necessário calcular o número de painéis que serão utilizados no projeto, tendo sido calculado a corrente de projeto  $I_{proj} = 7,9$  ampères e a tensão a ser utilizada para o conversor que é  $V_{proj} = 33,6$  V.

$$N_{p\text{-painéis}} = \frac{I_{proj}}{I_{P_{nominal}}} \cong 2. \quad (1.13)$$

$N_{p\text{-painéis}}$  - Numero de painéis associados em paralelo

$I_{P_{nominal}}$  - Corrente nominal do painel no ponto de máxima potência (A)

O número de painéis a serem utilizados em série é calculado tomando a tensão de projeto.

$$N_{s\text{-painéis}} = \frac{V_{proj}}{V_{pnom}} = 2. \quad (1.14)$$

$N_{s\text{-painéis}}$  - Número de painéis associados em série

$V_{proj}$  - Tensão do projeto (V)

$V_{pnom}$  - Tensão nominal do painel no ponto de máxima potência (V)

Assim, o número total de painéis a serem utilizados no projeto é a multiplicação do número de painéis em série pelo número de painéis em paralelo.

$$N_{total\text{-painéis}} = N_s \cdot N_p = 4. \quad (1.15)$$

$N_{total\text{-painéis}}$  - Total de painéis associados

Os painéis devem ser instalados com a face voltada para o norte verdadeiro, o que significa dizer que a direção obtida com uma bússola deve ser corrigida usando os mapas de inclinação magnética. A inclinação dos painéis deve seguir as orientações de latitude do local.

Os cabos devem ser calculados segundo a distância e corrente dos painéis ao conversor utilizando a tabela de diâmetros do fabricante destes cabos, lembrando que devem ser mais curtos possíveis para evitar perdas por condução.

## 1.10 Conclusão

Os sistemas fotovoltaicos autônomos foram apresentados, de acordo com a sua aplicação e os dispositivos que integravam o sistema. Verificou-se que estes sistemas possuem uma grande diversidade de configurações e topologias que podem ser utilizadas para o tratamento da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos.

Dentre os tipos de painéis fotovoltaicos apresentados, os monocristalinos apresentaram maior rendimento, sendo o tipo mais interessante em sistemas fotovoltaico de alto rendimento. Os de silício amorfo apresentaram muitas vantagens em relação às demais, por apresentarem um processo de fabricação relativamente simples e barato, a possibilidade de fabricação de células com grandes áreas e baixo consumo de energia na produção.

O banco de baterias tem papel fundamental na definição dos custos de um sistema fotovoltaico autônomo, principalmente quanto aos custos de manutenção. Neste trabalho optou-se por utilizar a bateria de chumbo-ácido regulada por válvula, por ser esta bastante comum e de fácil aquisição, além de possuir um preço bastante atrativo.

As técnicas de MPPT mais comuns na literatura foram apresentadas. Então, optou-se pelo uso da técnica *P&O* (*Perturba e Observa*) por uma questão de comodidade, dado que esta possibilita uma fácil implementação.

A topologia adotada para ambos os estágios são dois conversores do tipo boost baseados na célula de comutação de três estados. Como vantagens destas topologias podemos citar, a operação em modo de condução contínua MCC em uma ampla faixa de variação da potência de saída, as chaves controladas estão na mesma massa o que possibilita o uso de drivers não isolados, e cada conversor usa somente um sensor de corrente para monitorar a corrente no indutor. Como desvantagens, tem-se uma maior quantidade de componentes, e certa complexidade de geração de modulação do segundo estágio que opera com ciclo de trabalho maior que 0,5.

---

## Capítulo 2 – ANÁLISE DO CONTROLADOR DE CARGA

---

### 2.1 Introdução

A topologia de conversor *boost* baseado na célula de comutação de três estados proposto por [45] e em [50] é utilizado neste trabalho com a finalidade de operar como um controlador de carga com uma eficiência de conversão maior possível. O conversor CC/CC apresentado na Figura 2.1 será destinado a elevar a tensão do arranjo dos painéis para o nível de tensão do banco de baterias, carregando-as e procurando sempre operar no ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos.

Este capítulo trata do princípio de funcionamento do controlador de carga, com a determinação dos esforços de tensão e corrente, o projeto, a modelagem de perdas de cada componente e a estratégia de controle e de supervisão do conversor.

A determinação dos esforços de tensão e corrente nos componentes é importante para o correto dimensionamento de todos os elementos que compõem o conversor.

Com a modelagem de perdas, procura-se analisar os parâmetros que influenciam na perda da energia processada por cada componente e verificar quais são os principais componentes críticos, a fim de decidir o que fazer para reduzir essas perdas.

Para extrair a máxima potência dos painéis fotovoltaicos é imprescindível implementar uma estratégia de controle de MPPT. Caso contrário, o sistema autônomo tem um baixo aproveitamento devido à utilização parcial de toda a energia que pode ser aproveitada. Por isso, este capítulo trata de explicar também a conceituação e a implementação da estratégia de controle de MPPT abordada. Além do mais, como os painéis fotovoltaicos ainda são muito caros, é viável empregar no controlador de carga uma técnica que permita a máxima transferência de potência dos painéis para o sistema.

### 2.2 Princípio de Funcionamento do Conversor Controlador de Carga

O conversor controlador de carga, que é um conversor do tipo *boost*, estudado neste tópico, e é apresentado na Figura 2.1. É composto basicamente por duas chaves, que são acionadas por dois sinais defasados de 180° entre si, um indutor, um autotransformador formado por dois enrolamentos, dois diodos e, por fim, um capacitor filtro na saída.

Quanto ao ciclo de trabalho, este conversor tem dois modos de operação: uma com

ciclo de trabalho menor que 0,5 (sem sobreposição) e outra com ciclo de trabalho maior que 0,5 (com sobreposição). E com relação à corrente que circula através de L são definidos os modos de condução: contínua (MCC), descontínua (MCD) e a crítica. Na aplicação em estudo, é analisado o conversor com ciclo de trabalho menor que 0,5 e no modo MCC. Ainda com a utilização de um filtro na entrada, o modo de condução contínua possibilita a redução da ondulação de corrente na entrada [49].

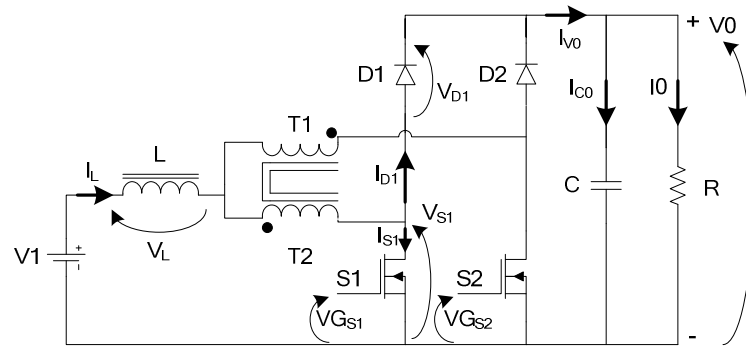


Figura 2.1 – Conversor controlador de carga.

Para simplificar a análise do funcionamento deste conversor são feitas as seguintes simplificações:

- Todos os semicondutores controlados e não controlados são ideais;
- A tensão de entrada é sempre menor do que a tensão de saída;
- A relação de espiras entre os enrolamentos T1 e T2 do transformador é unitária;
- A corrente magnetizante do transformador é muito menor que a corrente de carga, portanto, pode ser considerada desprezível;
- O conversor está em regime permanente operando com frequência constante.

Em um período ( $T$ ) de comutação do sinal de comando PWM, ocorrem quatro etapas de funcionamento descritas a seguir:

**Primeira etapa ( $t_0 < t < t_1$ ):** no instante  $t=t_0$ , a chave S1 entra em condução e a chave S2 encontra-se bloqueada. Como o número de espiras no enrolamento T1 é igual ao do enrolamento T2, a corrente  $I_L$  é igualmente dividida nestes enrolamentos. Uma metade da corrente  $I_L$  é transferida para a saída através do diodo D2, e a outra metade flui através da chave S1. Durante essa etapa, a corrente  $I_L$  cresce linearmente e, assim, é armazenada energia no indutor L. A expressão durante esta etapa é expressa por (2.1):

$$L \cdot \frac{dI_L}{dt} - V_1 + \frac{V_0}{2} = 0. \quad (2.1)$$

As tensões em cada enrolamento (T1 e T2) do transformador correspondem à metade da tensão de saída. Essa etapa é finalizada quando a chave S1 recebe o sinal de bloqueio. A

primeira etapa de funcionamento é ilustrada na Figura 2.2.

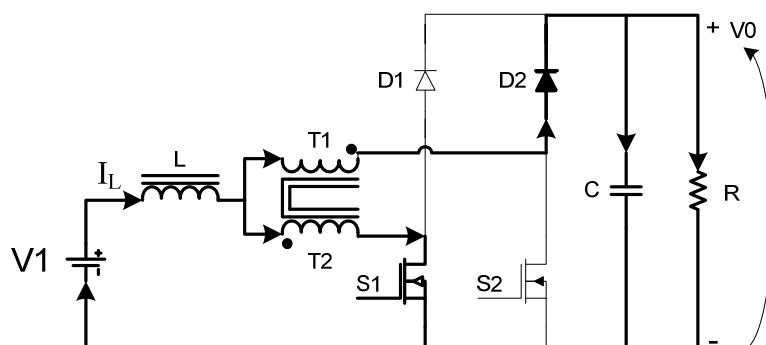


Figura 2.2 – Primeira etapa de funcionamento.

**Segunda etapa ( $t_1 < t < t_2$ ):** Neste intervalo, os transistores S1 e S2 encontram-se bloqueados ou sem condução. A tensão sobre o indutor é invertida para manter a variação do fluxo magnético através do núcleo constante. O diodo D1 é polarizado diretamente e D2 permanece conduzindo. A energia armazenada pelo indutor L durante a etapa anterior é transferida para a carga. As correntes iguais que circulam através de T1 e T2, conforme a polaridade dos enrolamentos do transformador na Figura 2.2, geram um fluxo magnético resultante nulo no núcleo. A corrente no indutor L é dada pela expressão (2.2):

$$V_1 - V_0 = L \cdot \frac{dI_L}{dt} . \quad (2.2)$$

Neste caso, toda a corrente que flui no indutor L circula em parte no capacitor e em parte na carga, porque todos os diodos (D1 e D2) estão conduzindo. Essa etapa termina quando a chave S2 recebe o sinal de comando para iniciar a condução. A Figura 2.3 ilustra a segunda etapa de funcionamento.

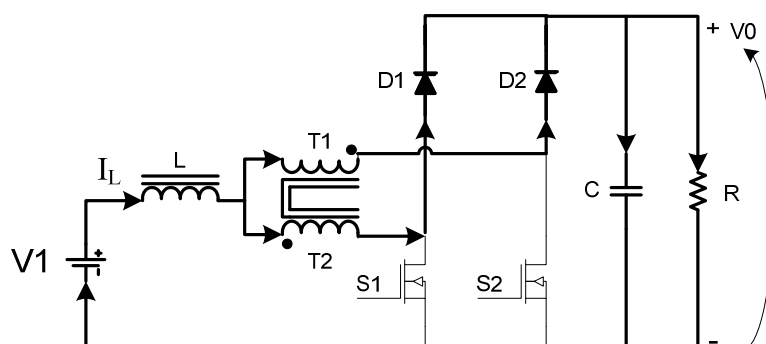


Figura 2.3 – Segunda etapa de funcionamento.

**Terceira etapa ( $t_2 < t < t_3$ ):** Como o circuito do conversor é simétrico, esta etapa é similar à primeira etapa, sendo que agora a chave S2 conduz e a chave S1 permanece bloqueada. Neste caso, o diodo D1 permanece em condução e o diodo D2 é reversamente polarizado. O circuito da etapa marcando em negrito os caminhos de corrente é mostrado na Figura 2.4.

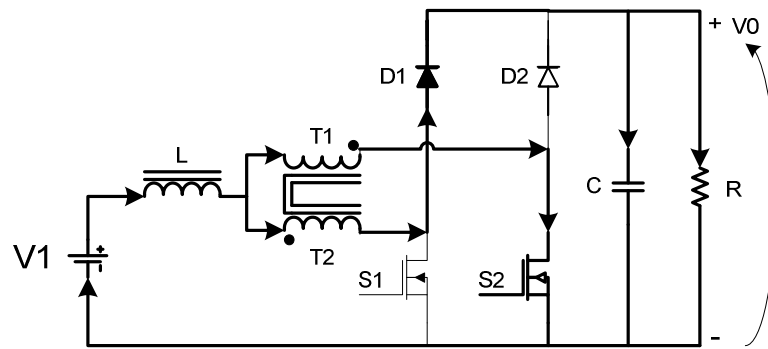


Figura 2.4 – Terceira etapa de funcionamento.

**Quarta etapa ( $t_3 < t < t_4$ ):** O funcionamento desta etapa é idêntico ao da segunda etapa. O caminho de circulação da corrente é destacado em negrito. A Figura 2.5 ilustra a quarta e última etapa.

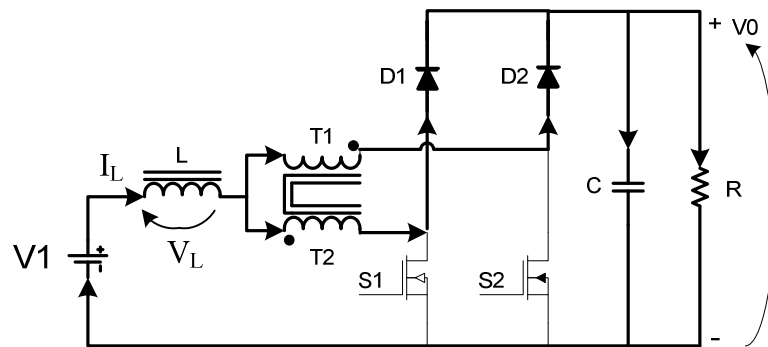


Figura 2.5 – Quarta etapa de funcionamento.

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes dispositivos, tanto os controlados como os não controlados, para um período de comutação, são apresentadas na Figura 2.6. Nessa figura, são mostrados os instantes  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$  que foram utilizados na definição das etapas de funcionamento desta seção. As formas de onda são desenhadas tomando como referência os sinais PWM das chaves S1 e S2 para um período de comutação T.

Deseja-se agora, analisar a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, definido como sendo o ganho estático do conversor. Sabendo-se que a tensão média no indutor L é nula para um período de chaveamento, então, as áreas ou variações do fluxo magnético em cada etapa de operação são iguais.

Assim, a partir da curva de tensão no indutor,  $V_L$ , da Figura 2.6, obtém-se a expressão (2.3):

$$\left(V_1 - \frac{V_0}{2}\right) \cdot (t_1 - t_0) = (V_0 - V_1) \cdot (t_2 - t_1). \quad (2.3)$$

O ciclo de trabalho D é definido como sendo a relação entre o intervalo de condução

de uma chave e o período de chaveamento. Diante disso, tem-se a expressão (2.4):

$$\begin{aligned}(t_1 - t_0) &= D \cdot T, \\ (t_2 - t_1) &= \frac{T}{2} \cdot (1 - 2 \cdot D).\end{aligned}\tag{2.4}$$

Finalmente, substituindo-se (2.3) em (2.4), tem-se a expressão do ganho estático do conversor, em (2.5).

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{1}{1 - D}.\tag{2.5}$$

O que leva a confirmar que o conversor da Figura 2.1 funciona como um conversor *boost* clássico. Conforme a Figura 2.6, observa-se que a corrente de entrada  $I_L$  apresenta pequena ondulação em alta frequência e a corrente de saída  $I_0$  é praticamente constante. Consequentemente, essas correntes têm seus valores eficazes menores, conferindo uma vantagem do conversor proposto por [50] em comparação ao conversor *boost* clássico. Além disso, a frequência destas correntes é duas vezes a frequência de chaveamento, o que implica em redução de peso e de volume nos elementos reativos. A corrente no capacitor é pequena, o que permite a escolha de um capacitor de filtro de saída com capacitância menor.

Outra característica interessante é a operação deste conversor com ciclo de trabalho menor que 50 %. Isso permite que metade da potência seja transferida para a carga diretamente através do transformador sem passar pelas chaves S1 e S2.

Assim, consegue-se uma diminuição das perdas por condução e comutação, otimizando seu rendimento [51]. Essa topologia é adequada para a sua aplicação como controlador de carga e proporciona redução das principais perdas que geralmente acontece em conversores do tipo *boost* clássicos.

### 2.3 Determinação de Esforços de Corrente e Tensão nos Componentes

Para a determinação dos esforços de corrente e tensão nos diferentes componentes que integram o conversor controlador de carga, deve-se entender o seu princípio de funcionamento apresentado na seção 2.2. Para conseguir esta finalidade as equações advêm a partir das formas de onda da Figura 2.6.



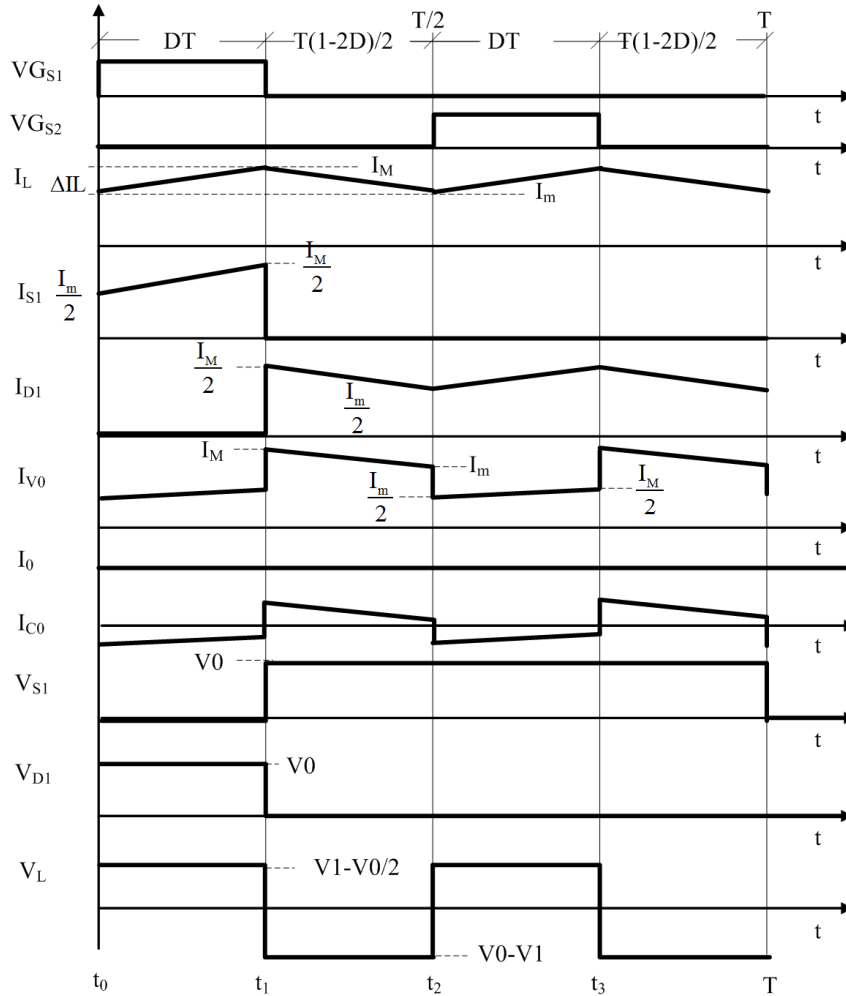


Figura 2.6 – Principais formas de onda dos componentes do controlador de carga.

**(a) Esforços no indutor L**

A corrente média que circula através do indutor é dada pela expressão (2.6):

$$I_{Lmed} = \frac{I_M + I_m}{2} . \tag{2.6}$$

A corrente média no indutor também pode ser encontrada usando a expressão (2.7):

$$I_{Lmed} = \frac{P_{in}}{V_1} . \tag{2.7}$$

Onde  $P_{in}$  é a potência média de entrada do conversor.

Substituindo-se a expressão (2.5) do ganho estático na expressão (2.1), determina-se a ondulação de corrente no indutor:

$$\Delta I_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_0}{f \cdot L} \cdot D \cdot (1 - 2D) . \tag{2.8}$$

A máxima corrente de pico no indutor é:

$$I_M = I_{Lmed} + \frac{\Delta I_L}{2} . \tag{2.9}$$

O valor da corrente eficaz através do indutor é dado pela expressão (2.10):

$$I_{efL} = \sqrt{I_{Lmed}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}. \quad (2.10)$$

### **(b) Transformador T**

A máxima tensão sobre os enrolamentos do transformador T é definida pela expressão (2.11):

$$V_{T1} = \frac{V_0}{2}. \quad (2.11)$$

Em cada enrolamento do transformador flui a metade da corrente no indutor L, portanto, o valor eficaz é dado pela expressão (2.12):

$$I_{ef\_T1} = \frac{I_{efL}}{2}. \quad (2.12)$$

A corrente de pico que circula através dos enrolamentos do transformador é dada pela expressão (2.11):

$$I_{pT1} = \frac{I_M}{2}. \quad (2.13)$$

### **(c) Chaves S1 e S2**

A máxima tensão sobre as chaves S1 e S2 do conversor é dada por (2.14):

$$V_{S1} = V_0. \quad (2.14)$$

Com o objetivo de escolher chaves do tipo MOSFET, a corrente eficaz das chaves S1 e S2 é definida pela expressão (2.15):

$$I_{efS1} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D \cdot T} \left[ \frac{1}{2} \cdot \left( I_m + \frac{V_0 \cdot (1-2 \cdot D)}{2 \cdot L} \cdot t \right) \right]^2 dt}. \quad (2.15)$$

Simplificando-se a expressão (2.15), obtém-se a expressão (2.16):

$$I_{efS1} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{I_{Lmed}^2 \cdot D + \frac{\Delta I_L^2}{12}}. \quad (2.16)$$

A máxima corrente de pico através das chaves S1 e S2, é igual à dos enrolamentos T1 e T2 do transformador, assim, tem-se a expressão (2.17):

$$I_{pS1} = I_{pT1}. \quad (2.17)$$

### **(d) Diodos D1 e D2**

A tensão reversa máxima sobre os diodos D1 e D2 é igual à tensão de saída e dada pela expressão (2.18):

$$V_{D1} = V_0. \quad (2.18)$$

A corrente média que flui através dos diodos é dada pela expressão (2.19):

$$I_{\text{med}_D} = \frac{I_0}{2}. \quad (2.19)$$

A corrente de pico dos diodos é dada pela expressão (2.20):

$$I_{p_{D1}} = I_{p_{T1}}. \quad (2.20)$$

Por outro lado, a corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (2.21):

$$I_{\text{ef}D1} = \sqrt{\left(\frac{I_{L\text{med}}^2}{4} + \frac{\Delta I_L^2}{48}\right)} \cdot (1-D). \quad (2.21)$$

### **(e) Capacitor C**

A máxima tensão sobre o capacitor de filtro é definida pela expressão (2.22):

$$V_c = V_0. \quad (2.22)$$

A corrente eficaz que flui através do capacitor é determinada pela expressão (2.23):

$$I_{\text{ef}_C} = \sqrt{\frac{I_{L\text{med}}^2 \cdot D \cdot (1-2D)}{2} + \frac{(2-3D) \cdot \Delta I_L^2}{24}}. \quad (2.23)$$

A ondulação de corrente no capacitor é calculada por (2.24):

$$\Delta I_{C0} = \frac{I_{L\text{med}}}{2} + \frac{3 \cdot \Delta I_L}{4}. \quad (2.24)$$

## **2.4 Projeto do Controlador de Carga**

Nesta seção, será feito o projeto do controlador para que seja capaz de atender às especificações da classe SIGFI30 [9]. Baseado nessas especificações todos os componentes que compõe o estágio serão dimensionados.

### **2.4.1 Especificações para o Controlador de Carga**

Para o cálculo do controlador proposto, são usados como base os parâmetros do SIGFI30 e estima-se o rendimento do estágio elevador e de um inversor monofásico de tensão que possa ser conectado na saída do estágio elevador. Assim, seguem-se então as especificações básicas para o projeto:

$P_{\text{nom}} = 553,5 \text{ W}$	Potência na entrada do controlador de carga
$V_1 = 33,6 \text{ V}$	Tensão nominal dos painéis na entrada do conversor <i>boost</i>
$V_0 = 48 \text{ V}$	Tensão nominal do banco na saída do conversor <i>boost</i>

Para o projeto são assumidas a seguintes considerações:

$f_s = 20 \text{ kHz}$	Frequência de chaveamento
------------------------	---------------------------

$\Delta I_L = 12 \% . I_L$  Ondulação de corrente no indutor

$\Delta V_0 = 2 \% . V_0$  Ondulação de tensão na saída

e são especificados os rendimentos das baterias e dos estágios:

$\eta_{inv} = 0,97$  Rendimento estimado do inversor

$\eta_{conv\_alto\_ganho} = 0,97$  Rendimento do conversor de alto ganho

$\eta_{bat} = 0,96$  Rendimento das baterias

$\eta_{boost} = 0,97$  Rendimento do *boost*

#### 2.4.2 Dimensionamento de Componentes do Controlador de Carga

De acordo com as especificações e das considerações de projeto da seção anterior, todos os componentes são dimensionados nesta seção.

##### **(a) Indutor L**

Com a expressão (2.8) é possível determinar a ondulação de corrente no indutor parametrizada. Rearranjando os termos na expressão (2.8), tem-se o parâmetro  $\beta$  expresso por (2.25).

$$\beta = \frac{2 \cdot \Delta I_L \cdot f \cdot L}{V_0} = D \cdot (1 - 2 \cdot D) . \quad (2.25)$$

A Figura 2.7 mostra os valores de  $\beta$  versus o ciclo de trabalho D.

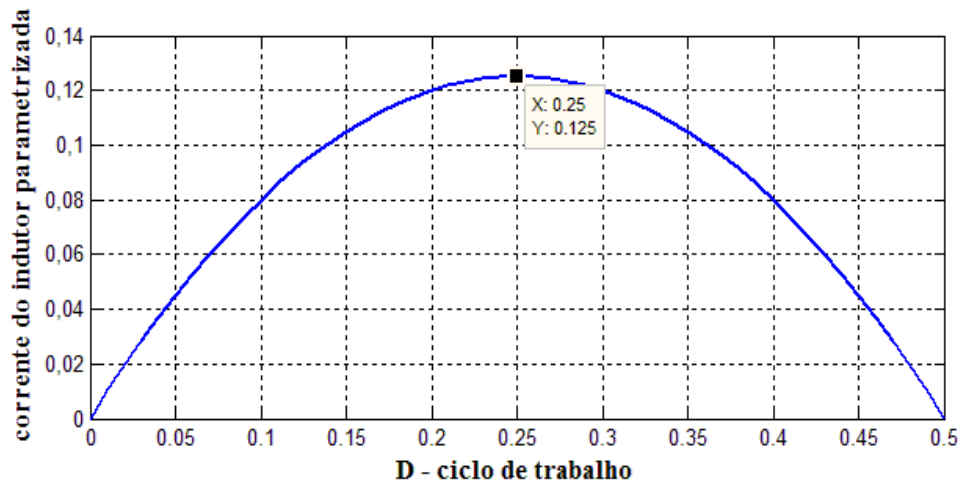


Figura 2.7 – Corrente no indutor parametrizada.

Através do gráfico mostrado na Figura 2.7, é possível concluir que a ondulação máxima de corrente ocorre quando o ciclo de trabalho D é igual a 0,25, que corresponde ao pico da curva, onde o valor de  $\beta$  é 0,125. Assim, para o máximo valor de ondulação de corrente, o valor da indutância do indutor L é calculado conforme a expressão (2.26):

$$L_{boost} = \frac{V_0}{16 \cdot \Delta I_L \cdot f_s} , \quad (2.26)$$

$$L_{\text{boost}} = \frac{48}{16,1,98.20.10^3} = 75,87 \mu\text{H}.$$

Adotou-se um indutor com indutância de 70  $\mu\text{H}$ .

O núcleo do indutor é dimensionado com o valor da indutância e com a determinação dos esforços de corrente eficaz e de pico no indutor. Conforme a expressão (2.10), o valor da corrente eficaz no indutor é obtido a seguir:

$$I_{\text{efL}} = \sqrt{16,47^2 + \frac{1,98^2}{12}} = 16,49 \text{ A}. \quad (2.27)$$

Com o uso da expressão (2.9), o valor da corrente de pico no indutor é:

$$I_{\text{M}} = 16,48 + \frac{1,97}{2} = 17,46 \text{ A}. \quad (2.28)$$

Para o cálculo do núcleo do indutor é utilizado o produto das áreas dado por (2.26) [52] e [53]:

$$A_{\text{p}} = A_{\text{w}} \cdot A_{\text{e}} = \frac{L_{\text{boost}} \cdot I_{\text{M}} \cdot I_{\text{efL}} \cdot 10^4}{k_{\text{w}} \cdot J_{\text{max}} \cdot B_{\text{max}}}, \quad (2.29)$$

$$A_{\text{p}} = \frac{70 \cdot 10^{-6} \cdot 17,46 \cdot 16,49 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 250 \cdot 0,3} = 3,84 \text{ cm}^4.$$

Onde,  $k_{\text{w}} = 0,7$  é o fator de utilização da janela,  $J_{\text{max}} = 250 \text{ A/cm}^2$  é a densidade de corrente máxima e  $B_{\text{max}} = 0,3 \text{ T}$  é a máxima densidade de fluxo no núcleo.

O valor de  $250 \text{ A/cm}^2$  na densidade de corrente foi escolhido para reduzir as perdas no cobre do indutor por tratar-se de um sistema fotovoltaico de alto rendimento.

De acordo com as tabelas de núcleo de Thornton, e conforme o produto das áreas calculado escolhe-se o núcleo EE-55/28/21-IP12, que tem os seguintes dados:  $A_{\text{p}}=8,85 \text{ cm}^4$ ;  $A_{\text{e}}=3,54 \text{ cm}^4$ ;  $A_{\text{w}}=2,5 \text{ cm}^2$ ;  $l_{\text{t}}=11,6 \text{ cm}$ ;  $V_{\text{e}}=42,5 \text{ cm}^2$ .

Com o núcleo escolhido, o número de espiras é calculado através da expressão (2.30):

$$N_{\text{L}} = \frac{L_{\text{boost}} \cdot I_{\text{M}} \cdot 10^4}{A_{\text{e}} \cdot B_{\text{max}}}, \quad (2.30)$$

$$N_{\text{L}} = \frac{70 \cdot 10^{-6} \cdot 17,46 \cdot 10^4}{3,54 \cdot 0,3} = 11,51 \text{ espiras}.$$

O entreferro ou *gap* do núcleo EE é calculado usando a expressão (2.31), como segue:

$$l_{\text{g}} = \frac{\mu_0 \cdot N_{\text{L}}^2 \cdot A_{\text{e}}}{L_{\text{boost}}}, \quad (2.31)$$

$$l_g = \frac{4.3,14 \cdot 10^{-7} \cdot (11,51)^2 \cdot 3,54}{70 \cdot 10^{-6}} = 0,084 \text{ cm}.$$

Sendo  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$  a permeabilidade magnética do vácuo.

Devido ao efeito do espriamento das linhas de fluxo no entreferro, a literatura [54] recomenda a utilização de um fator de correção ( $F_c$ ) no cálculo de espiras do indutor. Este fator é calculado com a seguinte expressão:

$$F_c = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{G}{l_g}\right), \quad (2.32)$$

$$F_c = 1 + \frac{0,84}{\sqrt{3,54}} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{37}{0,84}\right) = 1,21.$$

Dessa forma o número de espiras corrigido é:

$$N_{\text{cor}} = \frac{L_{\text{boost}} \cdot I_p \cdot 10^4}{B_{\text{max}} \cdot A_e \cdot \sqrt{F_c}}, \quad (2.33)$$

$$N_{\text{cor}} = \frac{70 \cdot 10^{-6} \cdot 17,46 \cdot 10^4}{0,33 \cdot 3,54 \cdot \sqrt{1,21}} \cong 10,5 \text{ espiras}.$$

Logo, adotou-se 11 espiras para o indutor.

A seção do cobre é calculada a partir da expressão (2.34):

$$S_w = \frac{I_{\text{RMS-L}}}{J_{\text{max}}}, \quad (2.34)$$

$$S_w = \frac{16,49}{250} = 0,066 \text{ cm}^2.$$

Como a corrente que circula no indutor é quase constante, o efeito pelicular é desprezível. Um fio com seção AWG-25 foi escolhido e, então, o número de fios em paralelo é encontrado usando a expressão (2.35):

$$N_w = \frac{S_w}{S_{w-\text{AWG25}}}, \quad (2.35)$$

$$N_w = \frac{0,066}{0,001624} \cong 40 \text{ fios}.$$

O fator de utilização da janela do núcleo é encontrado usando a expressão (2.36):

$$k_u = \frac{n_L \cdot N_L \cdot S_{w-\text{iso-AWG25}}}{A_{w-E55}}, \quad (2.36)$$

$$k_u = \frac{40 \cdot 11 \cdot 0,002078}{2,5} = 0,40.$$

O valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7, portanto, é possível a construção do indutor.

**(c) Transformador**

O transformador tem como função de equilibrar as correntes através dos circuitos, pois o conversor proposto é semelhante a dois conversores intercalados. O projeto do transformador é realizado levando em consideração que o valor da corrente de magnetização é bem menor do que o valor da corrente de carga. Assim, o transformador a ser projetado apresenta as seguintes características:

A relação de transformação é unitária e, a potência processada é somente 50 % da potência de saída envolvida.

O produto das áreas do núcleo é encontrado pela expressão (2.37):

$$A_{p-T} = A_w \cdot A_e = \frac{\frac{P_o}{2}}{k_t \cdot k_{u-T1} \cdot k_p \cdot J_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot (2 \cdot F_s)} \cdot 10^4, \quad (2.37)$$

$$A_{p-T} = \frac{536,94}{1 \cdot 0,4 \cdot 0,41 \cdot 250 \cdot 0,3 \cdot (2 \cdot 20 \cdot 10^3)} \cdot 10^4 = 5,46 \text{ cm}^4.$$

Assim, optou-se pelo mesmo núcleo de ferrite utilizado para o indutor L, cujo produto de áreas,  $A_p$ , é igual a  $8,85 \text{ cm}^4$ .

O número de espiras de cada enrolamento é calculado através da expressão (2.38):

$$N_{T1} = \frac{V_0}{4 \cdot A_{eE55} \cdot B_{\max} \cdot F_s} \cdot 10^4, \quad (2.38)$$

$$N_{T1} = \frac{48}{4 \cdot 3,54 \cdot 0,3 \cdot 20 \cdot 10^3} \cdot 10^4 \cong 6 \text{ espiras}.$$

O diâmetro do fio é calculado levando-se em conta o efeito pelicular, como pode ser visto na expressão (2.39) [52]:

$$d_w = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{20 \cdot 10^3}} 0,106 \text{ cm}. \quad (2.39)$$

Para o projeto foi escolhido o fio AWG-25, o mesmo fio utilizado para a confecção do indutor. A corrente eficaz em cada enrolamento do transformador é obtida de (2.12):

$$I_{ef-T1} = \frac{17,00}{2} = 8,24 \text{ A}. \quad (2.40)$$

Com a expressão (2.41) é calculada a seção do fio para a corrente estipulada no projeto.

$$S_{w-T1} = \frac{I_{ef-T1}}{J_{\max}}, \quad (2.41)$$

$$S_{w-T1} = \frac{8,24}{250} = 0,0330\text{cm}^2.$$

O número de fios em paralelo para a condução da corrente de projeto do transformador é calculado por (2.42), uma vez que a seção do fio AWG-25 é menor que a estipulada para a condução da corrente.

$$n_{w-T1} = \frac{S_{w-T1}}{S_{w-AWG25}}, \quad (2.42)$$

$$n_{w-T1} = \frac{0,0033}{1,624 \cdot 10^{-3}} \cong 20.$$

O fator de utilização do núcleo é encontrado usando a expressão (2.43). Segundo recomendações esse valor deve ser menor ou igual que 0,4.

$$k_{u-T1} = 2 \cdot \frac{n_{w-T1} \cdot N_{T1} \cdot S_{w-iso-AWG25}}{A_{w-E55}}, \quad (2.43)$$

$$k_{u-T1} = 2 \cdot \frac{20,3 \cdot 5,65 \cdot 2,078 \cdot 10^{-3}}{2,5} = 0,40.$$

O fator de utilização satisfaz as recomendações, portanto, a construção do transformador é possível.

#### **(d) Chaves S1 e S2**

A máxima tensão nos terminais dreno-fonte é encontrada usando a expressão (2.14). A mesma corresponde à máxima tensão das baterias.

$$V_{S1} = 48V. \quad (2.44)$$

A corrente eficaz nas chaves é determinada com o uso da expressão (2.16).

$$I_{efS1} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{(16,48)^2 \cdot 0,3 + \frac{(1,98)^2}{12}} = 4,52A. \quad (2.45)$$

O valor da corrente de pico na chave é calculado usando a expressão (2.17).

$$I_{pS1} = \frac{17,46}{2} = 8,73A. \quad (2.46)$$

A partir dos dados calculados e pelo fato dos sistemas fotovoltaicos ainda serem caros, é viável utilizar melhores componentes, com menores perdas, embora sendo estes mais caros. Pois, por outro lado, estes componentes proporcionam redução de perdas, aumentando o aproveitamento da energia solar e além do mais, torna o sistema menos vulnerável a falhas. Geralmente, isso se consegue com chaves de menor tensão e capacidade de corrente bem superior ao valor necessário de corrente. Diante disso, é escolhido para as chaves S1 e S2 o MOSFET IRF2807 produzido pela *International Rectifier* e que apresenta as seguintes



características principais.

$V_{DS} = 75V$ .....	Tensão de dreno-fonte
$I_d = 82A$ .....	Corrente de dreno
$R_{DSon} = 13m\Omega$ .....	Resistência de dreno-fonte para 25 °C
$T_j = -55^\circ C \rightarrow +175^\circ C$ .....	Temperatura de operação
$R_{thjc-SI} = 0,65^\circ C / W$ .....	Resistência da junção-encapsulamento
$R_{thja-SI} = 62^\circ C / W$ .....	Resistência junção-ambiente
$R_{thcs-SI} = 0,5^\circ C / W$ .....	Resistência encapsulamento-dissipador
$t_r = 64ns$ .....	Tempo de subida quando ligado
$t_f = 48ns$ .....	Tempo de retardo de desligamento.

### **(e) Diodos D1 e D2:**

A corrente média nos diodos é calculada utilizando a expressão (2.19).

$$I_{med\_D} = \frac{11,88}{2} = 5,94A . \quad (2.47)$$

A corrente eficaz nos diodos é calculada através do uso da expressão (2.21).

$$I_{ef\ D1} = \sqrt{\left(\frac{(16,48)^2}{4} + \frac{(1,98)^2}{48}\right)} \cdot (1-0,3) = 6,90A . \quad (2.48)$$

A corrente de pico no diodo é determinada pela expressão (2.20).

$$I_{p\ D1} = \frac{17,46}{2} = 8,73A . \quad (2.49)$$

A tensão reversa em cada diodo é igual à tensão de saída.

$$V_{D1} = V_0 = 48V . \quad (2.50)$$

Com os valores de corrente eficaz e de pico, são escolhidos os diodos a serem utilizados no projeto. Portanto, foi escolhido o diodo Schottky 30CTT100 que tem as seguintes características principais:

$V_R = 100V$ .....	Tensão máxima reversa
$I_F = 10A$ .....	Corrente média direta
$T_j = -65^\circ C \rightarrow +150^\circ C$ .....	Temperatura de operação na junção

### **(f) Capacitor**

O capacitor de saída C está em paralelo com a carga, que são as baterias. Assim, o esforço de tensão máxima que este capacitor está submetido, quando as baterias estiverem em

plena carga, é de 56 V.

Com o uso da expressão (2.23), calcula-se o esforço de corrente no capacitor.

$$I_{ef\_c} = \sqrt{\frac{(16,48)^2 \cdot 0,3 \cdot (1-2 \cdot 0,3)}{2} + \frac{(2-3 \cdot 0,3) \cdot (1,98)^2}{24}} = 4,06A. \quad (2.51)$$

A ondulação de corrente no capacitor é calculada utilizando a expressão (2.24).

$$\Delta I_{C0} = \frac{16,48}{2} + \frac{3 \cdot 1,98}{4} = 9,78A. \quad (2.52)$$

A partir desse valor pode-se calcular a resistência série equivalente do capacitor de filtro a ser escolhido.

O valor da capacitância do capacitor é expresso por (2.53):

$$C_0 \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{I_0 \cdot D \cdot (1-2 \cdot D)}{\Delta V \cdot F_s \cdot (1-D)}, \quad (2.53)$$

$$C_0 \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{11,18 \cdot 0,3 \cdot (1-2 \cdot 0,3)}{0,96 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot (1-0,3)} = 235,35 \mu F. \quad (2.54)$$

E a resistência série equivalente do capacitor, deve ser menor que o valor expresso por (2.55):

$$R_{SE} \leq \frac{\Delta V}{\Delta I_{C0}} = \frac{0,96}{9,78} \cong 98m\Omega. \quad (2.55)$$

A escolha do capacitor foi feita utilizando a tabela de capacitores do fabricante Epcos, na qual são escolhidos dois capacitores eletrolíticos de alumínio de referência B41821-A8228-M de 2200  $\mu F/63$  V e resistência série equivalente máxima igual a 110 m $\Omega$ . Esses dois capacitores são colocados em paralelo para atender o requisito da resistência série da expressão (2.55). Isso equivale a ter um capacitor de 4400  $\mu F/63$  V com resistência série de 55 m $\Omega$ , o que é menor do que 98 m $\Omega$ .

Um capacitor de polipropileno de referência 2E105k de 1 $\mu F$  x 250 V e tolerância de 10 % também é colocado em paralelo junto com os capacitores eletrolíticos e bem próximo das chaves. Com isso, as sobretensões nas chaves são reduzidas, pois a energia da indutância de dispersão da trilha é transferida a este capacitor. Dessa maneira, é assegurada a integridade das chaves.

## 2.5 Quantificação de Perdas para Melhorar o Rendimento

Esta seção trata da determinação das perdas nos componentes do conversor *boost* analisado. Com os valores das perdas teóricas será possível saber quais componentes causam

as maiores perdas, para que, posteriormente, sejam tomadas algumas decisões com objetivo de reduzir as perdas.

### 2.5.1 Cálculo das Perdas em cada Componente

#### **(a) Indutor L:**

As perdas magnéticas no ferrite do indutor são calculadas pela expressão (2.57), levando em consideração a variação de fluxo dada por (2.56):

$$\Delta B = \frac{\Delta I_L \cdot B_{\max}}{I_M}, \quad (2.56)$$

$$\Delta B = \frac{1,98 \cdot 0,3}{17,46} = 0,03 \text{ T}.$$

$$P_{\text{mag}} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot F_L + k_e \cdot F_L^2) \cdot V_E. \quad (2.57)$$

Sendo  $k_h = 4 \cdot 10^{-5}$  o coeficiente de perdas por histerese e  $k_e = 4 \cdot 10^{-10}$  o coeficiente de perdas por correntes parasitas.

Substituindo-se os valores, têm-se então as perdas magnéticas no núcleo do indutor.

$$P_{\text{mag}} = (0,3)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (40 \cdot 10^3)^2) \cdot 42,5 = 0,03 \text{ W}.$$

As perdas no cobre são calculadas pela expressão (2.58):

$$P_{\text{co-L}} = \frac{\rho \cdot l_T \cdot N_L \cdot I_{\text{efL}}^2}{n_w \cdot S_{w-\text{AWG55}}}. \quad (2.58)$$

$$P_{\text{co-L}} = \frac{2,30 \cdot 10^{-6} \cdot 11,6 \cdot 11,16,49}{40 \cdot 0,001624} = 1,23 \text{ W}.$$

Sendo  $\rho = 2,3044 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$  a resistividade do cobre a  $100 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

Assim, as perdas totais no indutor L são:

$$P_L = P_{\text{co-L}} + P_{\text{mag}} = 1,23 + 0,03 = 1,26 \text{ W}. \quad (2.59)$$

A expressão (2.60) mostra o cálculo da resistência térmica do núcleo.

$$R_{\text{th}_{E55}} = 59,28 \cdot (V_{E55})^{-0,544}, \quad (2.60)$$

$$R_{\text{th}_{E55}} = 59,28 \cdot (42,5)^{-0,544} = 7,71 \text{ } ^\circ\text{C/W}.$$

O aumento da temperatura é calculado usando a expressão (2.61):

$$\Delta T_L = R_{\text{th}_{E55}} \cdot P_L, \quad (2.61)$$

$$\Delta T_L = 42,5 \cdot 1,26 = 9,68 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

**(b) Transformador:**

No transformador, têm-se as perdas magnéticas e as perdas no cobre dos enrolamentos. A perda magnética no núcleo de ferrite do transformador pode ser calculada pela expressão (2.62):

$$P_{\text{mag-T1}} = \left( \frac{\Delta B}{2} \right)^{2.4} \cdot (K_h \cdot F_T + K_e \cdot F_T^2) \cdot V_{E55}, \quad (2.62)$$

$$P_{\text{mag-T1}} = (0,15)^{2.4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 20 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (20 \cdot 10^3)^2) \cdot 42,5 = 0,43 \text{ W}.$$

As perdas nos dois enrolamentos são calculadas pela expressão (2.63):

$$P_{\text{co-T1}} = 2 \cdot \frac{\rho \cdot l_T \cdot N_{T1} \cdot (I_{\text{ef-T1}})^2}{n_{w-T1} \cdot S_{w-AWG25}}, \quad (2.63)$$

$$P_{\text{co-T1}} = 2 \cdot \frac{2,30 \cdot 10^{-6} \cdot 11,6 \cdot 6 \cdot (8,24)^2}{26 \cdot 1,624 \cdot 10^{-3}} = 0,52 \text{ W}.$$

Assim a expressão (2.64) quantifica as perdas totais no transformador.

$$P_A = P_{\text{co-T1}} + P_{\text{mag-T1}} = 0,52 + 0,43 = 0,95 \text{ W}. \quad (2.64)$$

A expressão (2.65) mostra o cálculo da resistência térmica do núcleo.

$$R_{\text{th}_{E55}} = 59,28 \cdot (V_{E55})^{-0.544} = 7,71^\circ \text{C/W}. \quad (2.65)$$

O aumento da temperatura do núcleo do transformador é calculado através da expressão (2.66):

$$\Delta T_A = R_{\text{th}_{E55}} \cdot (P_A) = 7,71 \cdot 0,95 = 7,32^\circ \text{C}. \quad (2.66)$$

**(c) chave:**

Com o intuito de reduzir as perdas, cada chave do conversor é composta por dois MOSFETs em paralelo. Com os dados do fabricante do MOSFET escolhido é possível calcular as perdas por condução em cada par de chaves usando a expressão (2.67):

$$P_{\text{c-S1}} = \frac{R_{\text{DSon}}(100^\circ \text{C}) \cdot (I_{\text{ef-S1}})^2}{2}, \quad (2.67)$$

$$P_{\text{c-S1}} = 10,4 \cdot 10^{-3} \cdot 4,52^2 = 0,21 \text{ W}. \quad (2.68)$$

As perdas por comutação não são reduzidas mesmo fazendo paralelismo, pois a superposição das tensões e correntes permanece. As perdas por comutação em cada par de chaves são calculadas usando a expressão (2.69):

$$P_{\text{com-S1}} = \frac{F_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{\text{ef-S1}} \cdot V_{S1}, \quad (2.69)$$

$$P_{\text{com-SI}} = \frac{20 \cdot 10^3}{2} \cdot (64 \cdot 10^{-9} + 48 \cdot 10^{-9}) \cdot 4,52 \cdot 48 = 0,24 \text{ W} .$$

Logo, as perdas em cada par de chaves são:

$$P_{\text{tot-SI}} = P_{\text{c-SI}} + P_{\text{com-SI}} = 0,21 + 0,24 = 0,45 \text{ W} . \quad (2.70)$$

**(d) diodo:**

Iniciamente, deve-se obter os dados necessários, que são obtidos a partir da folha de dados do fabricante, para o cálculo das perdas em cada diodo. O diodo Schottky 30CTT100 escolhido tem:

- $V_f(\text{TO}) = 0,388 \text{ V}$  ..... Limiar de tensão a 100 °C
- $r_f = 27,7 \text{ m}\Omega$  ..... Resistência dinâmica do diodo
- $R_{\text{thjc-DI}} = 1,25^\circ \text{ C/W}$  ..... Resistência junção-encapsulamento
- $R_{\text{thcs-DI}} = 0,5^\circ \text{ C/W}$  ..... Resistência encapsulamento-dissipador

De acordo com os dados acima, as perdas por condução em cada diodo são calculadas por (2.71):

$$P_{\text{DI}} = V_f(\text{TO}) \cdot I_{\text{med\_DI}} + r_f \cdot I_{\text{ef\_DI}}^2 , \quad (2.71)$$

$$P_{\text{DI}} = 0,388 \cdot 5,77 + 27,8 \cdot 10^{-3} \cdot 6,90^2 = 3,62 \text{ W} . \quad (2.72)$$

**(e) capacitor:**

De acordo com os capacitores escolhidos, pode-se então determinar as perdas totais nos capacitores através da expressão (2.73):

$$P_C = R_{\text{se}} \cdot I_{\text{ef\_C}}^2 , \quad (2.73)$$

$$P_C = 55 \cdot 10^{-3} \cdot 4,06^2 = 0,91 \text{ W} . \quad (2.74)$$

**2.5.2 Perdas Totais e Rendimento Estimado**

A Figura 2.8 ilustra a participação de todos os componentes nas perdas totais.

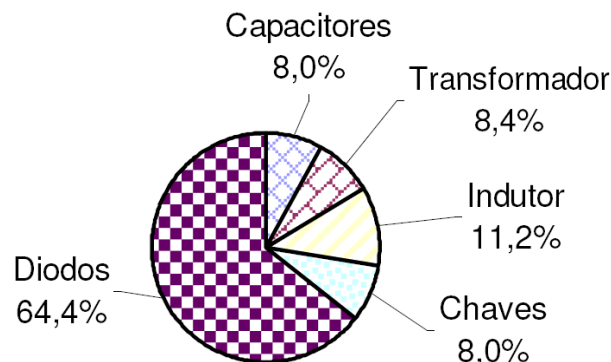


Figura 2.8 – Perdas em porcentagem nos componentes em relação às perdas totais.

Os principais componentes que dissipam energia são os diodos, os quais juntos são responsáveis por 64,4 % das perdas totais do conversor, como mostrado na Figura 2.8. Uma forma de melhorar o rendimento dessa topologia é trocar os diodos por chaves do tipo MOSFET e, assim, utilizar a técnica de retificação síncrona. Essa técnica não foi realizada, visto que ela traria mais complexidade no acionamento do conversor, o que levaria a um conversor mais vulnerável a falhas, no caso do acionamento dessas chaves ocorrer em instantes incorretos.

As perdas totais no conversor são calculadas somando as perdas de todos os seus componentes. No caso, somam-se as perdas do indutor, do transformador, das duas chaves, dos dois diodos e do capacitor em (2.75):

$$P_{\text{tot}} = P_L + P_A + 2.P_{SI} + 2.P_{DI} + P_C = 11,25 \text{ W} . \quad (2.75)$$

Dessa forma, pode-se estimar o rendimento teórico do conversor com os componentes dimensionados. O rendimento é então:

$$\eta_{\text{boost}} = \frac{P_{\text{in\_boost}} - P_{\text{tot}}}{P_{\text{in\_boost}}} . 100 = 97,96 \% . \quad (2.76)$$

O rendimento esperado do conversor com os componentes escolhidos tem um valor elevado, sendo adequado para aplicação com energia fotovoltaica. Além do mais, vale ressaltar que o rendimento obtido é para potência nominal especificada de 553,54 W e, que para níveis de potência menores, o rendimento tende a ser maior, pois os esforços de corrente e tensão serão menores.

## 2.6 Verificação de Esforços Mediante Simulação

Para comprovar a veracidade das equações de esforços de corrente eficaz apresentadas na seção 2.3 da página 39, é feita uma simulação em um programa dedicado como o Orcad/Pspice. Os resultados são apresentados na Tabela 2.1.

**Tabela 2.1 – Corrente eficaz, valores teóricos e de simulação.**

	Corrente eficaz (A)		Erro (%)	Corrente máxima (A)		Erro (%)
	Simulado	Teórico		Simulado	Teórico	
Indutor	16,78	17,00	1,30	17,68	18,01	1,83
Transformador	8,32	8,50	2,12	8,87	9,01	1,55
Chaves	4,78	4,52	5,75	8,99	8,75	2,66
Diodos	6,89	6,90	0,15	8,85	8,75	1,14
Capacitor	4,03	4,06	0,74	-	-	-

Como pode ser verificado na Tabela 2.1, os valores calculados de corrente eficaz e de pico nos componentes, praticamente coincidem com os valores de corrente eficaz e de pico obtidos por simulação, validando as expressões apresentadas de esforços de corrente.

## 2.7 Controle e Supervisão do Conversor Controlador de Carga

O controlador de carga transfere a potência dos painéis para o banco de baterias, e ao mesmo tempo protege as baterias contra cargas e descargas excessivas, conseqüentemente, contribuindo com o aumento da vida útil delas [27]. Este conversor recebe a energia oriunda dos painéis fotovoltaicos em tensão de aproximadamente 33,6 V, elevando-a para o nível de 48 V ou mais para carregar o banco de baterias. Isso ele o faz, enviando a máxima potência rastreada pelo algoritmo de MPPT. Parte dessa máxima potência rastreada é transferida para a carga através do segundo estágio e o restante dela é transferida para o banco de baterias.

No dimensionamento do banco de baterias, será visto que as baterias terão um ciclo raso de descarga. Como consequência, a potência necessária dos painéis se torna menor do que a máxima potência especificada na saída do sistema completo, que no caso é de 500 W.

Caso a carga solicite potência superior ao da potência dos painéis, o restante da potência requisitada pela carga virá do banco de baterias. Se, porém, essas baterias estejam plenamente descarregadas, o segundo estágio deverá ser então desligado, interrompendo o fornecimento de energia para a carga. Então, a potência a ser transferida do controlador para o conversor *boost* de alto ganho de tensão depende da carga conectada na saída do sistema e da potência dos painéis.

### 2.7.1 Algoritmo de MPPT

O controle adequado das chaves S1 e S2 permite obter a máxima transferência de potência dos painéis para o sistema. No caso desse projeto, o controlador é alimentado por painéis fotovoltaicos, compondo a fonte  $V_1$  da Figura 2.1. Enquanto que, a carga do conversor é considerada como sendo o banco de baterias juntamente com o segundo estágio.

O MPPT é uma das funções mais importantes em qualquer sistema envolvendo painéis fotovoltaicos (PV), pois garante a geração de energia em máxima potência para qualquer condição de radiação solar e temperatura [55].

Para obtenção da potência máxima dos painéis fotovoltaicos é imprescindível utilizar um controle analógico ou digital que permita que o controlador de carga funcione nesse ponto de potência máxima. Na literatura, existem técnicas com controle digital, sendo que as duas

técnicas mais comuns são os métodos de perturbação e observação (P & O) e o método de condutância incremental (CI) [28] e [29]. Os nomes são diferentes devido a suas implementações, mas os princípios teóricos são similares.

Ao contrário do algoritmo clássico que utiliza a tensão e a corrente dos painéis como variáveis de entrada de controle como o (P & O), optou-se por trabalhar com parâmetros de saída [56]. Como vantagens, não é necessário acrescentar mais sensores, uma vez que o controlador é um carregador de baterias e a tensão da bateria já é medida com o objetivo de regular a carga.

Outro fato importante é que, usando parâmetros de saída, assegura-se que para qualquer operação do conversor e dos painéis a carga recebe a maior potência possível.

Em vez de utilizar o produto da tensão e da corrente na saída do conversor como parâmetro de controle, apenas a corrente é utilizada. Desde que a carga do conversor é um banco de baterias, a tensão pode ser considerada como constante para intervalos de tempo suficientemente maior do que o intervalo de amostragem do algoritmo de controle, tornando a sua utilização irrelevante no MPPT. Devido a isto, uma maior simplificação do algoritmo é obtida, com realce, não só em velocidade, mas também na confiabilidade, uma vez que erros computacionais devido a multiplicações são evitados. O algoritmo simplificado resultante é mostrado na Figura 2.9, sendo D o ciclo de trabalho do sinal PWM nas chaves.

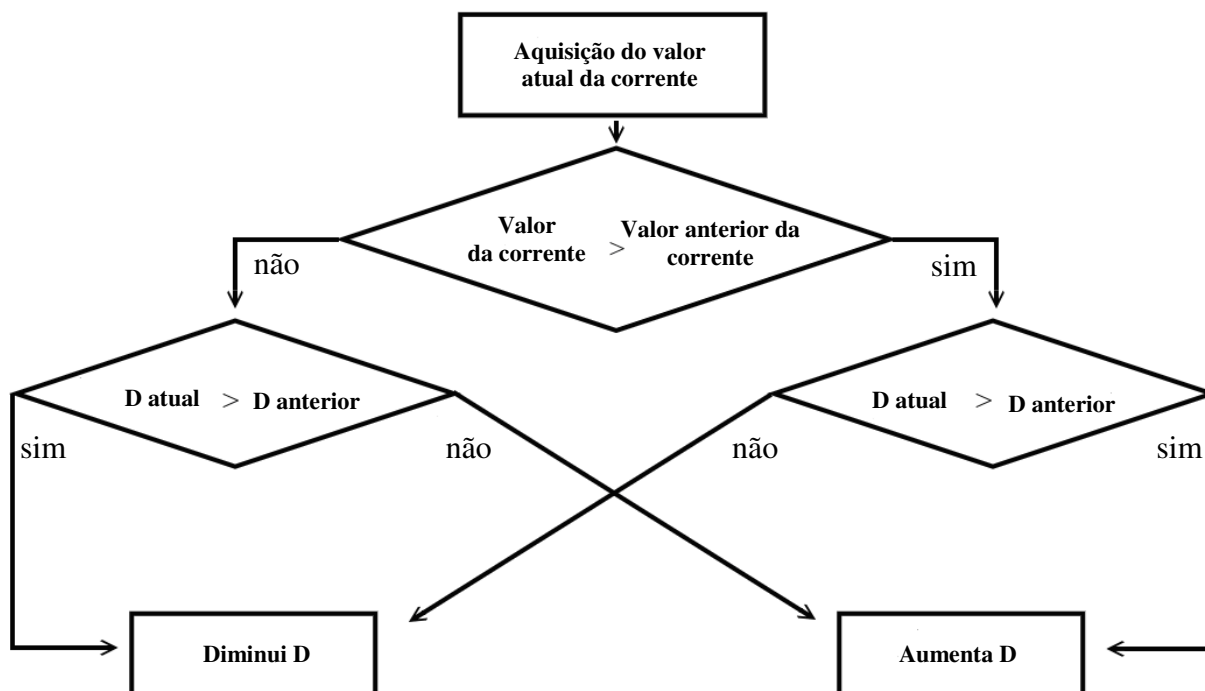


Figura 2.9 – Algoritmo P&O utilizado para obtenção da máxima potência do painel.

O algoritmo de controle pode ser implementado utilizando circuitos analógicos, mas, em vez dele, foi utilizado um microcontrolador da Texas Instrument, o MSP430F2274 de



16 bits. Como vantagens, têm-se mais flexibilidade para testar diversos programas em tal dispositivo. Além do mais, esse microcontrolador possui um consumo de energia mais baixo do mercado, sendo ideal para aplicações com energia fotovoltaica. Existe também a possibilidade de trabalhar com vários tamanhos de sistemas, aumentando a compatibilidade com os diferentes arranjos fotovoltaicos e bancos de baterias.

O algoritmo Pertuba e Observa simplificado foi todo implementado no microcontrolador. Ele funciona a partir de ciclo de trabalho de 0 % e este é incrementado em passos de 0,67 % até 50 %, sendo lida a respectiva mudança na corrente até que seja encontrado um valor máximo de corrente. Desse ponto em diante, o MSP430F2274 controla o conversor para que este forneça sempre máxima corrente para a bateria e o segundo estágio do sistema, o que corresponde à máxima potência rastreada dos painéis.

### ***2.7.2 Proteção de Subtensão e Sobretenção das Baterias***

Em sistemas convencionais, o carregamento requer sensores de corrente para monitorar os valores de corrente de carga das baterias que deve sempre ficar abaixo dos valores máximos admissíveis. A tensão na bateria sob carga também deve ser monitorada. Em sistemas fotovoltaicos, o banco de baterias é geralmente dimensionado com uma autonomia de dois dias, o que possibilita uma baixa profundidade de descarga e, conseqüentemente, um aumento de sua vida útil. O tipo de carga da bateria contribui para o aumento da sua vida útil [49].

No caso da carga lenta também possibilita um melhor rendimento das baterias em seu ciclo de carga e descarga. Se o sistema operar no ponto de potência máxima dos painéis e em situações de baixo consumo, poderá ocorrer a sobrecarga das baterias por fornecimento excessivo de energia. Nessa situação, o controlador é desligado, voltando a ligar somente quando a bateria atingir um determinado nível mínimo de tensão. Dessa forma, a bateria fica protegida por sobrecarga.

No caso das baterias atingirem um nível mínimo de tensão, ou seja, quando estiverem descarregadas, o microcontrolador envia um sinal de bloqueio para as chaves do segundo estágio do sistema, interrompendo o fornecimento de energia para a carga. O segundo estágio tornará a ser ligado somente quando as baterias ultrapassarem um nível mínimo de tensão estabelecido. Desse modo, ocorrerá a proteção das baterias contra descarga em baixo nível de tensão, ou seja, tem-se a proteção contra subtensão das mesmas.

## 2.8 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o princípio de funcionamento do conversor *boost* baseado na célula de comutação de três estados. Posteriormente, os esforços de corrente e de tensão foram determinados, apresentando equações que expressavam tais esforços.

Foi apresentado o projeto do controlador de carga a fim de dimensionar os componentes que o compõe. Com os componentes escolhidos, foram então determinadas as suas perdas, com o intuito de obter o rendimento do conversor.

Como as perdas nas chaves são relativamente pequenas em relação aos demais componentes, o paralelismo das chaves pouco contribui para o aumento do rendimento. Entretanto, promove o aumento da confiabilidade do conversor. O conversor apresenta um rendimento esperado de 96 %, sendo adequado para aplicações em sistemas fotovoltaicos.

A estratégia de controle e de supervisão do conversor que foi apresentada é de fácil implementação e requer poucos componentes. Na análise de perdas, observa-se que uma maior perda ocorre nos diodos retificadores, portanto, devem ser escolhidos diodos de baixa queda de tensão.

---

## Capítulo 3 – ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO DE TENSÃO

---

### 3.1 Introdução

A característica de alto ganho é alcançada pelo acoplamento de um enrolamento secundário ao transformador da célula de comutação de três estados (CCTE). Tal conversor deverá operar no modo de condução contínua (MCC) no nível de potência dos sistemas da classe SIGFI30.

O segundo estágio a ser analisado é o conversor CC/CC de alto ganho de tensão capaz de elevar baixos valores de tensão de entrada contínua (12 V a 48 V) para elevados valores de tensão de saída contínua (200 V a 400 V) proposto por [48]. Este conversor é empregado pelo fato de que o mesmo possui corrente de entrada não-pulsada e a frequência da ondulação da corrente no indutor de entrada é o dobro da frequência de chaveamento. O que permite redução de peso e volume, e, a um dado ciclo de trabalho, a tensão de saída pode ser elevada através do aumento do número de relação de espiras do transformador sem comprometer os esforços de tensão sobre as chaves.

Esse capítulo trata de explicar o princípio de funcionamento do conversor CC/CC de alto ganho, determinar os esforços de corrente e tensão dos diversos componentes desse estágio, dimensionar os componentes para posteriormente determinar as perdas em todos os elementos que compõem esse conversor.

### 3.2 Princípio de Funcionamento do Conversor

O conversor CC/CC de alto ganho de tensão, da família de conversores do tipo *boost* é apresentado na Figura 3.1. É composto por, um indutor  $L_a$  de armazenamento, o transformador  $Tr$  com dois enrolamentos primários e um enrolamento secundário, duas chaves  $S3$  e  $S4$ , dois diodos de transferência  $D3$  e  $D4$ , dois diodos retificadores  $D5$  e  $D6$ , três capacitores de filtro  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$  e o capacitor de filtro  $C_o$ . Esse conversor pode operar em dois modos de operação: o modo de condução contínua (MCC) e o de condução descontínua (MCD). O modo MCC de um conversor é caracterizado quando a corrente no indutor em regime permanente não chega à zero. O modo MCC permite um melhor aproveitamento dos componentes do conversor possibilitando maior eficiência de conversão do que no modo

MCD em um mesmo nível de potência.

Dessa forma a análise do conversor é realizada no modo de condução contínua. Os sinais de controle PWM são defasados de 180° e apresentam superposição durante a operação em regime permanente, ou seja, razão cíclica maior que 0,5 [45], [48], [59] e [60]. Na partida do conversor os pulsos podem evoluir desde um ciclo de trabalho nulo até atingir o valor maior que 0,5 sem problemas de sobretensão e sobrecorrente nos componentes.

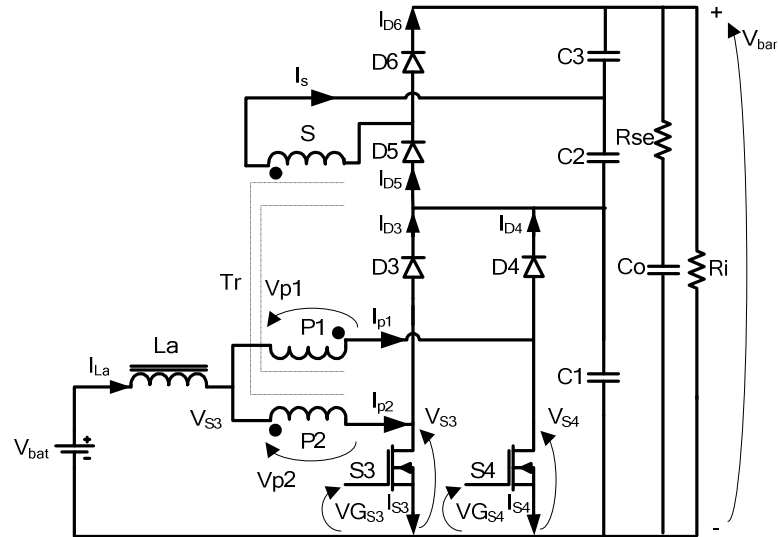


Figura 3.1 – Conversor *boost* de alto ganho com célula de comutação de três estados.

Para simplificar a análise do princípio de funcionamento do conversor da Figura 3.1, são feitas as seguintes considerações [61]:

- O indutor  $L_a$  é considerado linear e ideal;
- O transformador  $Tr$  é ideal;
- Os semicondutores são considerados ideais;
- Os capacitores são analisados como fontes de tensão constante;
- A frequência de chaveamento das chaves é constante;
- O conversor opera em regime permanente.

Num período de operação, o conversor apresenta quatro etapas de operação que são descritas a seguir:

**Primeira Etapa ( $t_0 < t < t_1$ ):** As chaves S3 e S4 são comandadas a conduzir. A energia nesse intervalo é somente armazenada no indutor  $L_a$  e não é transferida para a carga. Esta etapa é mostrada na Figura 3.2.a, e a mesma finaliza quando a chave S3 é bloqueada. A correspondente equação diferencial durante esta etapa é dada por:

$$V_{bat} - L_a \cdot \frac{dI_{L_a}}{dt} = 0. \quad (3.1)$$

**Segunda Etapa ( $t_1 < t < t_2$ ):** Nesta etapa a chave S4 permanece em condução. A tensão sobre a chave S3 é igual à tensão sobre o capacitor C1. Os diodos D3 e D5 são diretamente polarizados. A energia armazenada no indutor na primeira etapa, assim como a energia da fonte de entrada, é transferida aos capacitores de filtro C1 e C2. A etapa é mostrada na Figura 3.2.b. A expressão que descreve essa etapa é:

$$V_{p2} + L_a \cdot \frac{dI_{La}}{dt} - V_{bat} = 0 \quad (3.2)$$

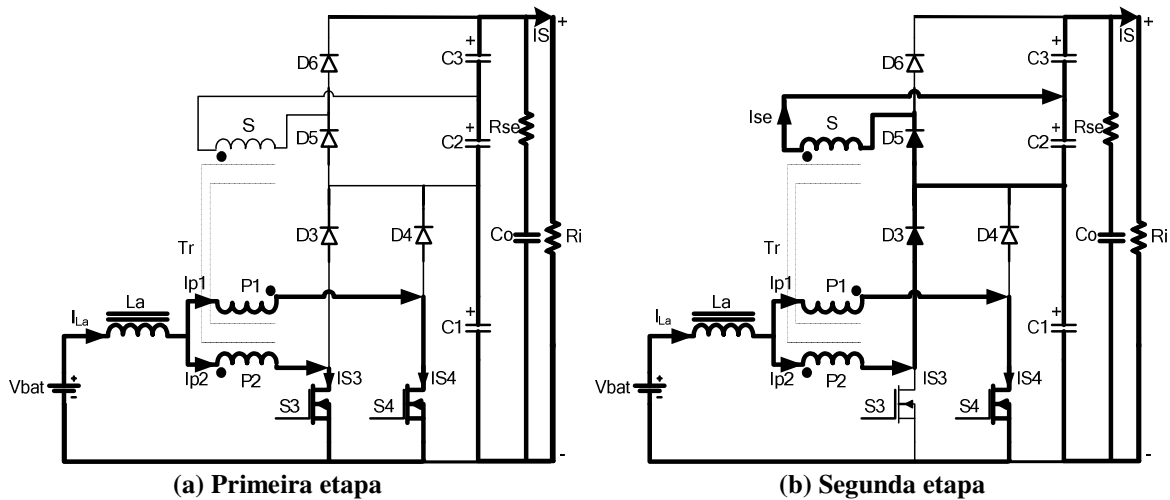
sendo  $V_{p2}$ , a tensão no segundo enrolamento do primário do transformador Tr conforme o seu sentido de tensão ilustrado na Figura 3.1.

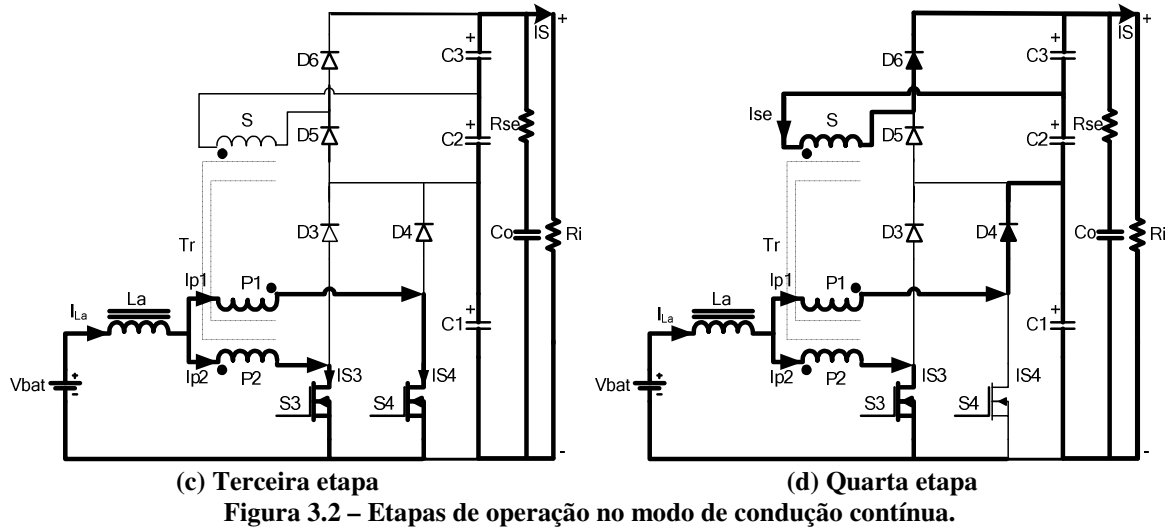
**Terceira Etapa ( $t < t_3$ ):** Esta etapa é similar à primeira etapa, onde as chaves S3 e S4 estão conduzindo, e novamente a energia é armazenada somente no indutor  $L_a$ . Esta etapa é concluída quando a chave S4 é bloqueada. Esta etapa é representada pelo circuito mostrado na Figura 3.2.c, e a expressão durante essa etapa é a mesma da primeira etapa.

**Quarta Etapa ( $t_3 < t < t_4$ ):** Durante esta etapa a chave S3 permanece conduzindo. A tensão sobre a chave S4 é igual à tensão sobre o capacitor de filtro C1. Os diodos D4 e D6 são diretamente polarizados. A energia armazenada no indutor durante a terceira etapa assim como a energia da fonte são transferidas aos capacitores auxiliares de filtro C1 e C3. Dessa maneira, o funcionamento do conversor durante essa etapa é dada pela expressão (3.3). Esta etapa é ilustrada na Figura 3.2 (d).

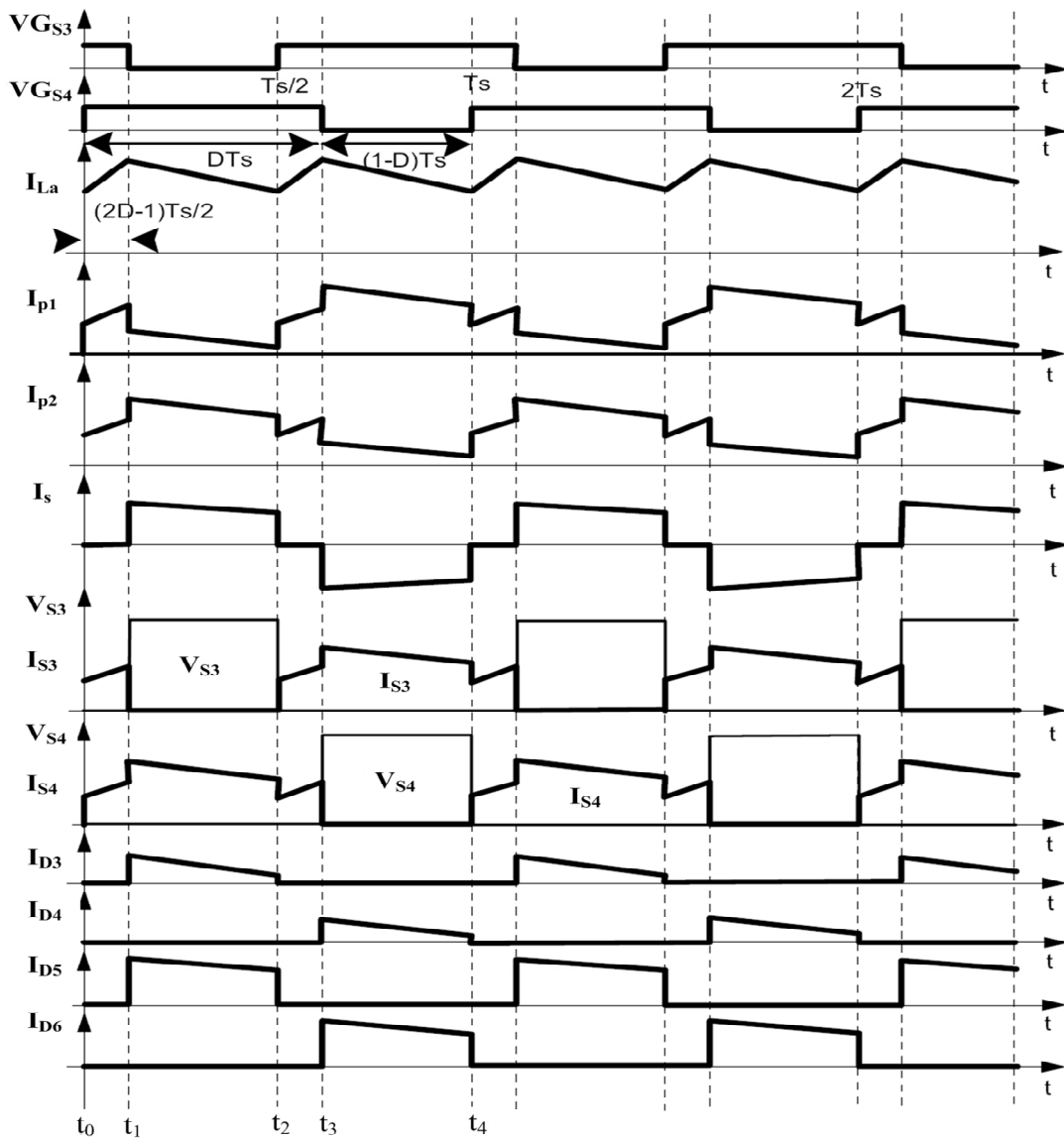
$$V_{p1} + L_a \cdot \frac{dI_{La}}{dt} - V_{bat} = 0. \quad (3.3)$$

sendo  $V_{p1}$ , a tensão no primeiro enrolamento do primário do transformador Tr conforme o seu sentido da tensão ilustrado na Figura 3.1.





As formas de onda teóricas para o modo de condução contínua desse conversor são apresentadas na Figura 3.3.



### 3.3 Determinação de Esforços de Corrente e Tensão nos Componentes

Nesta seção são determinados os esforços de tensão e corrente em todos os componentes do conversor de alto ganho. As equações matemáticas que quantificam os esforços de corrente e de tensão nos componentes são obtidas a partir dos trabalhos [48], [57], [58], [62] e [63]. Essas equações serão utilizadas tanto para a análise das perdas quanto para o projeto do conversor.

#### **(a) Esforços no indutor $L_a$**

A corrente no indutor é igual à corrente de entrada do conversor de alto ganho. Dessa forma, pode-se conhecer o valor da corrente média no indutor  $L_a$  através da expressão (3.4).

$$I_{L_{amed}} = \frac{P_o}{V_{bat} \cdot \eta}. \quad (3.4)$$

Onde,  $P_o$  é a potência de saída,  $V_{bat}$  é a tensão de entrada e  $\eta$  é o rendimento do conversor de alto ganho.

De acordo com [62], a ondulação de corrente no indutor  $L_a$  é obtida pela expressão (3.5).

$$\Delta I_{L_a} = \frac{V_{bar}}{2 \cdot f_s \cdot (a+1) \cdot L_a} \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot (1 - D). \quad (3.5)$$

A corrente de pico no indutor é dada pela expressão (3.6):

$$I_{p_{L_a}} = I_{L_{amed}} + \frac{\Delta I_{L_a}}{2}. \quad (3.6)$$

E a corrente eficaz é dada por (3.7):

$$I_{ef_{L_a}} = \sqrt{I_{L_{amed}}^2 + \frac{\Delta I_{L_a}^2}{12}}. \quad (3.7)$$

#### **(b) Transformador Tr**

A máxima tensão sobre os enrolamentos primários P1 e P2 do transformador Tr é definida pela expressão (3.8).

$$V_{max\_P1} = V_{max\_P2} = \frac{V_{bat}}{2 \cdot (1 - D)}. \quad (3.8)$$

E a máxima tensão sobre o enrolamento secundário, S, do transformador Tr é definida pela expressão (3.9).

$$V_{\max\_S} = \frac{a \cdot V_{\text{bat}}}{2 \cdot (1 - D)}. \quad (3.9)$$

A tensão eficaz nos enrolamentos P1 e P2 é dada por (3.10):

$$V_{\text{ef\_P1}} = V_{\text{ef\_P2}} = \frac{V_{\text{bat}}}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{(1 - D)}}. \quad (3.10)$$

A tensão eficaz no enrolamento secundário é dada pela expressão (3.11):

$$V_{\text{ef\_S}} = \frac{a \cdot V_{\text{bat}}}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{(1 - D)}}. \quad (3.11)$$

A corrente eficaz que circula através de cada enrolamento primário do transformador é definida pela expressão (3.12).

$$I_{\text{ef\_P1}} = I_{\text{ef\_P2}} = \frac{I_{\text{Lamed}}}{2 \cdot (a + 1)} \cdot \sqrt{3 \cdot a^2 + 2 \cdot a + 1 - 2 \cdot a^2 \cdot D}. \quad (3.12)$$

A corrente eficaz que flui através do enrolamento secundário do transformador é definida pela expressão (3.13).

$$I_{\text{ef\_S}} = \frac{I_{\text{Lamed}}}{(a + 1)} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D)}. \quad (3.13)$$

A máxima corrente de pico que circula através de cada enrolamento primário do transformador é dada pela expressão (3.14).

$$I_{\max\_P1} = I_{\max\_P2} = \frac{2 \cdot a + 1}{2 \cdot (a + 1)} \cdot I_{\text{p\_La}}. \quad (3.14)$$

A máxima corrente de pico que circula através do enrolamento secundário do transformador é dada pela expressão (3.15).

$$I_{\text{p\_S}} = \frac{I_{\text{p\_La}}}{(a + 1)}. \quad (3.15)$$

### **(c) Chaves S3 e S4**

A máxima tensão sobre nas chaves S3 e S4 do conversor é dada por (3.16):

$$V_{\max\_S3} = V_{\max\_S4} = \frac{V_{\text{bat}}}{(1 - D)}. \quad (3.16)$$

A corrente média que circula através das chaves S3 e S4 do conversor é definida pela expressão (3.17), com o objetivo de poder analisar as perdas com chaves do tipo IGBT.

$$I_{\text{med\_S3}} = I_{\text{med\_S4}} = \frac{I_{\text{Lamed}} \cdot (a + D)}{2 \cdot (a + 1)}. \quad (3.17)$$

A corrente eficaz das chaves S3 e S4 é definida pela expressão (3.18). Isto com o



objetivo poder analisar as perdas com chaves do tipo MOSFET.

$$I_{ef\ S3} = I_{ef\ S4} = \frac{I_{Lamed}}{2.(a+1)} \cdot \sqrt{3.a^2 + 2.a - 2.a^2.D + D}. \quad (3.18)$$

A máxima corrente de pico através das chaves S3 e S4 é determinada pela expressão (3.19).

$$I_{p\ S3} = I_{p\ S4} = \frac{2.a+1}{2.(a+1)} \cdot I_{p\ La}. \quad (3.19)$$

#### **(d) Diodos de transferência D3 e D4**

A tensão reversa máxima sobre os diodos D3 e D4 é dada por (3.20).

$$V_{D3} = V_{D4} = \frac{V_{bat}}{(1-D)}. \quad (3.20)$$

A corrente média que flui através dos diodos D3 e D4 é dada pela expressão (3.21).

$$I_{med\ D3} = I_{med\ D4} = \frac{I_{Lamed} \cdot (1-D)}{2.(a+1)}. \quad (3.21)$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (3.22).

$$I_{ef\ D3} = I_{ef\ D4} = \frac{I_{Lamed} \cdot \sqrt{(1-D)}}{2.(a+1)}. \quad (3.22)$$

E a corrente de pico nos diodos é dada por (3.23).

$$I_{p\ D3} = I_{p\ D4} = \frac{I_{p\ La}}{2.(a+1)}. \quad (3.23)$$

#### **(e) Diodos retificadores D5 e D6**

A tensão reversa máxima sobre os diodos D5 e D6 é dada por (3.24).

$$V_{D5} = V_{D6} = \frac{a.V_{bat}}{(1-D)}. \quad (3.24)$$

A corrente média que flui através dos diodos D5 e D6 é dada pela expressão (3.25).

$$I_{D5} = I_{D6} = \frac{I_{Lamed}}{a+1} \cdot (1-D). \quad (3.25)$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (3.26).

$$I_{ef\ D5} = I_{ef\ D6} = \frac{I_{Lamed}}{(a+1)} \cdot \sqrt{(1-D)}. \quad (3.26)$$

E a corrente de pico nos diodos é dada por (3.27).

$$I_{p\ D5} = I_{p\ D6} = \frac{I_{p\ La}}{(a+1)}. \quad (3.27)$$

**(f) Capacitor de filtro C1**

A máxima tensão sobre o capacitor de filtro C1 é definida pela expressão (3.28).

$$V_{C1} = \frac{V_{bat}}{(1-D)}. \quad (3.28)$$

A corrente eficaz que flui através do capacitor C1 é determinada pela expressão (3.29).

$$I_{efC1} = \frac{I_{efLa}}{(1+a)} \cdot \sqrt{\frac{(D-1) \cdot (1-2D)}{2}}. \quad (3.29)$$

A expressão (3.30) é obtida com o objetivo de determinar a resistência série equivalente do capacitor.

$$\Delta I_{C1} = \frac{I_{pLa}}{2 \cdot (a+1)}. \quad (3.30)$$

**(g) Capacitores de filtro C2 e C3**

A máxima tensão a serem submetidos os capacitores C2 e C3 é dada pela expressão (3.31).

$$V_{C2} = V_{C3} = \frac{a \cdot V_{bat}}{2 \cdot (1-D)}. \quad (3.31)$$

A corrente eficaz que circula através dos capacitores C2 e C3 é definida pela expressão (3.32).

$$I_{efC2} = I_{efC3} = I_{efLa} \cdot \frac{1}{(1+a)} \cdot \sqrt{\frac{(1-D) \cdot (-4D^2 + 9D - 3)}{2}}. \quad (3.32)$$

A ondulação de corrente que circula através dos capacitores C2 e C3 é definida pela expressão (3.33).

$$\Delta I_{C2} = \Delta I_{C3} = \frac{I_{Lamed}}{(a+1)}. \quad (3.33)$$

**3.4 Quantificação de Perdas para Melhorar o Rendimento**

Com base nas especificações, esta seção realiza a análise das perdas usando inicialmente componentes adotados na dissertação da referência [57] para este conversor. Com os valores das perdas teóricas é possível conhecer os componentes que são os principais causadores de perdas e então decidir o que fazer para reduzir as perdas. Quer seja por um redimensionamento dos componentes, ou até por modificações da topologia, tudo isso com o intuito de tornar o conversor mais eficiente.

### 3.4.1 Cálculo das perdas em cada componente

A seguir são mostrados os cálculos para a determinação das perdas em cada componente.

#### **(a) Indutor:**

As perdas magnéticas no ferrite do indutor são calculadas pela expressão (3.35), levando em consideração a variação de fluxo dada pela expressão (3.34):

$$\Delta B = \frac{\Delta I_{La} \cdot \Delta B_{\max}}{I_{pLa}} = 0,033T. \quad (3.34)$$

$$P_{\text{mag}} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot F_{La} + k_e \cdot F_{La}^2) \cdot V_E, \quad (3.35)$$

$$P_{\text{mag}} = (0,033)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 50 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (50 \cdot 10^3)^2) \cdot 42,5 = 0,035W.$$

Sendo  $k_h = 4 \cdot 10^{-5}$ , o coeficiente de perdas por histerese, e  $k_e = 4 \cdot 10^{-10}$ , o coeficiente de perdas por correntes parasitas. A variável  $F_{La}$  é a frequência da corrente através do indutor.

As perdas no cobre são calculadas pela expressão (3.36):

$$P_{\text{co-La}} = \frac{\rho \cdot l_T \cdot N_{La} \cdot I_{\text{efLa}}^2}{n_w \cdot S_{w-AWG22}}, \quad (3.36)$$

$$P_{\text{co-La}} = \frac{2,30 \cdot 10^{-6} \cdot 11,89 \cdot 36,12,66^2}{12,0,003255} = 4,04W.$$

Sendo  $\rho = 2,3044 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$  a resistividade do cobre a  $100^\circ\text{C}$ .

Assim, as perdas no indutor  $L_a$  são:

$$P_{La} = P_{\text{co-La}} + P_{\text{mag}} = 4,08W. \quad (3.37)$$

A expressão (3.38) mostra o cálculo da resistência térmica do núcleo.

$$R_{\text{th}_{E55}} = 59,28 \cdot (V_{E55})^{-0,544}, \quad (3.38)$$

$$R_{\text{th}_{E55}} = 59,28 \cdot (42,5)^{-0,544} = 7,71^\circ \text{C/W}.$$

O aumento da temperatura pode ser calculado através da expressão (3.39):

$$\Delta T_{La} = R_{\text{th}_{E55}} \cdot (P_{La}) = 7,71 \cdot 4,08 = 24,13^\circ\text{C}. \quad (3.39)$$

#### **(b) transformador Tr:**

No transformador Tr, tem-se as perdas magnéticas no núcleo NEE65 e as perdas em seus três enrolamentos. A perda magnética no núcleo de ferrite do transformador é calculada usando-se a expressão (3.40).

$$P_{\text{mag-Tr}} = \frac{\Delta B^{2,4}}{2} \cdot (K_h \cdot F_{Tr} + K_e \cdot F_{Tr}^2) \cdot V_{E65}, \quad (3.40)$$

$$P_{\text{mag}} = (0,1)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 50 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (50 \cdot 10^3)^2) \cdot 78,2 = 4,10 \text{ W}.$$

As perdas no cobre dos três enrolamentos são calculadas, então, pela expressão (3.41), como se segue:

$$P_{\text{co-Tr}} = \frac{\rho \cdot l_T \cdot [2 \cdot (N_{\text{pl}} \cdot I_{\text{efPl}}^2) + N_s \cdot I_{\text{efS}}^2]}{(2 \cdot n_{w\text{-pl}} + n_{w\text{-s}}) \cdot S_{w\text{-AWG22}}}, \quad (3.41)$$

$$P_{\text{co-Tr}} = \frac{2,30 \cdot 10^{-6} \cdot 11,89 \cdot [2 \cdot (16 \cdot (7,16)^2) + 32 \cdot (3,35)^2]}{(2,8 + 4) \cdot 0,003255} = 1,12 \text{ W}.$$

Assim a expressão (3.42) quantifica as perdas no transformador.

$$P_{\text{Tr}} = P_{\text{co-Tr}} + P_{\text{mag-Tr}} = 1,12 + 4,10 = 5,22 \text{ W}. \quad (3.42)$$

A expressão (3.43) mostra o cálculo da resistência térmica do núcleo.

$$R_{\text{th}_{E65}} = 59,28 \cdot (V_{E65})^{-0,544} = 59,28 \cdot (78,2)^{-0,544} = 5,53^\circ \text{C/W}. \quad (3.43)$$

O aumento da temperatura pode ser calculado através da expressão (3.44):

$$\Delta T_{\text{Tr}} = R_{\text{th}_{E65}} \cdot (P_{\text{Tr}}) = 5,53 \cdot 5,22 = 28,88^\circ \text{C}. \quad (3.44)$$

### **(c) Chave:**

As perdas por condução em cada chave (MOSFET IRFP4227PBF) no pior caso com temperatura na junção de 100 °C, é encontrada pela expressão (3.45).

$$P_{\text{c-S3}} = R_{\text{DSon}}(100^\circ \text{C}) \cdot I_{\text{efS3}}^2, \quad (3.45)$$

$$P_{\text{c-S3}} = 43 \cdot 10^{-3} \cdot 6,26^2 = 1,67 \text{ W}.$$

Enquanto que as perdas por comutação são encontradas usando-se a expressão (3.46).

$$P_{\text{com-S3}} = \frac{F_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{\text{efS3}} \cdot V_{\text{max}_{S3}}, \quad (3.46)$$

$$P_{\text{com-S3}} = \frac{25 \cdot 10^3}{2} \cdot (200 \cdot 10^{-9} + 150 \cdot 10^{-9}) \cdot 6,26 \cdot 133,33 = 3,65 \text{ W}.$$

Dessa forma, as perdas em cada chave são:

$$P_{\text{tot-S3}} = P_{\text{c-S3}} + P_{\text{com-S3}} = 5,32 \text{ W}. \quad (3.47)$$

### **(d) Diodo de transferência:**

As perdas por condução em cada diodo são calculadas usando-se a expressão (3.48).

$$P_{\text{D3}} = V_{f(\text{TO})} \cdot I_{\text{medD3}} + r_f \cdot I_{\text{efD3}}^2, \quad (3.48)$$

$$P_{\text{D3}} = 1,12 \cdot 0,67 + 50 \cdot 10^{-3} \cdot 1,11^2 = 0,81 \text{ W},$$

e as perdas por comutação são encontradas usando-se (3.52):

$$P_{\text{com}_{D3}} = Q_{C_{D3}} \cdot V_{\text{bar}} \cdot f_s, \quad (3.49)$$

$$P_{\text{com\_D3}} = 195 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 20 \cdot 10^3 = 1,56 \text{ W} .$$

Dessa forma, as perdas totais em cada diodo de transferência são

$$P_{\text{tot-D3}} = P_{\text{D3}} + P_{\text{com-D3}} = 2,37 \text{ W} . \quad (3.50)$$

#### **(e) Diodo retificador:**

As perdas por condução em cada diodo retificador são encontradas por (3.51):

$$P_{\text{D5}} = V_{f(\text{TO})} \cdot I_{\text{medD5}} + r_f \cdot I_{\text{efD5}}^2 , \quad (3.51)$$

$$P_{\text{D5}} = 1,12 \cdot 1,33 + 50 \cdot 10^{-3} \cdot 2,21^2 = 1,73 \text{ W} ,$$

e as perdas por comutação são encontradas por (3.57):

$$P_{\text{com\_D5}} = Q_{\text{C\_D5}} \cdot V_{\text{bar}} \cdot f_s , \quad (3.52)$$

$$P_{\text{com\_D5}} = 195 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 20 \cdot 10^3 = 1,56 \text{ W} .$$

Dessa forma, as perdas totais em cada diodo retificador são dadas por (3.59).

$$P_{\text{tot-D5}} = P_{\text{D5}} + P_{\text{com-D5}} = 3,29 \text{ W} . \quad (3.53)$$

#### **(f) Capacitor:**

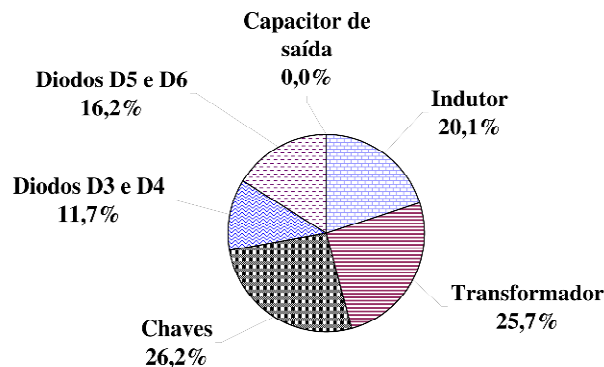
Devido à escolha de capacitores de poliéster e a baixa ondulação de corrente no capacitor de filtro, as perdas em tais capacitores foram consideradas desprezíveis [57].

### **3.4.2 Perdas Totais e Rendimento Estimado para o Conversor de Alto Ganho**

As perdas totais no conversor são calculadas somando-se as perdas de todos os seus componentes. No caso, somam-se as perdas do indutor  $L_a$  com as do transformador, as das duas chaves S3 e S4, as dos quatro diodos, obtendo-se assim a expressão (3.54):

$$P_{\text{tot\_AG}} = P_{\text{La}} + P_{\text{tr}} + 2 \cdot P_{\text{tot-S3}} + 2 \cdot P_{\text{tot-D3}} + 2 \cdot P_{\text{tot-D5}} = 31,26 \text{ W} . \quad (3.54)$$

A Figura 3.4 ilustra a participação de todos os componentes nas perdas totais do conversor.



**Figura 3.4 – Perdas em porcentagem nos componentes do conversor de alto ganho.**

De acordo com a Figura 3.4, os principais componentes que causam perda de energia são as chaves que representam 26,2 % das perdas totais do conversor, seguido do

transformador Tr com 25,7 %. Uma forma de melhorar o rendimento desse circuito é utilizar chaves do tipo MOSFET com menores resistências  $R_{DS(on)}$  e adicionando-se uma chave em paralelo com cada chave. Já para os diodos D5 e D6, a utilização de diodos que possuam menor carga de recuperação reversa pode contribuir para o aumento do rendimento. Dessa forma, pode-se determinar o rendimento teórico com os componentes dimensionados por [57]. O rendimento é então:

$$\eta_{\text{boost\_AG}} = \frac{P_{e\_AG} - P_{\text{tot\_AG}}}{P_{e\_AG}} \cdot 100 = 94,12 \% . \quad (3.55)$$

### 3.5 Projeto do Conversor Elevador de Alto Ganho

Esta seção apresenta a metodologia de projeto do segundo estágio tal que seu rendimento esteja em torno de 97 %. Este conversor deverá ser capaz de alimentar um inversor de tensão que juntamente com este estejam dentro das especificações para sistemas autônomos da classe SIGFI30 da ANEEL. Assim, obtém-se as especificações para o segundo estágio do sistema proposto.

#### 3.5.1 Especificações para o Conversor de Alto Ganho

A potência de saída mínima para sistemas pertencentes à classe SIGFI30 é de 500 W. O inversor que constitui o último estágio de sistemas da SIGFI30, requer que a sua potência de entrada seja maior do que 500 W. Então, adotando-se para o inversor um rendimento de 97 %, a potência mínima na entrada do mesmo será:

$$P_{e\_inv} = \frac{P_{\text{min\_SIGFI30}}}{\eta_{\text{inv}}} = \frac{500}{0,97} = 515,46 \text{ W} . \quad (3.56)$$

Como a intenção é alimentar um inversor com o segundo estágio do sistema proposto, então a potência mínima de saída do conversor elevador de tensão deverá ser a potência calculada na expressão (3.56). Dessa maneira o conversor *boost* de alto ganho deverá processar uma potência de saída maior que 515,46 W.

A máxima potência do conversor é, então, projetado para 1 kW.

Esse estágio em estudo deve então atender as seguintes especificações básicas:

$P_o = 1 \text{ kW}$      potência de saída do conversor de alto ganho,

$V_{\text{bat}} = 48 \text{ V}$      tensão nominal de entrada do conversor de alto ganho,

$V_{\text{bar}} = 400 \text{ V}$      tensão de saída do conversor.

Para o dimensionamento de seus componentes são assumidos os seguintes dados:

$$\begin{aligned}
 f_s &= 25 \text{ kHz} && \text{frequência de chaveamento,} \\
 \Delta I_L &= 20 \% I_L && \text{ondulação de corrente no indutor,} \\
 \Delta V_{\text{bar}} &= 4 \% V_{\text{bar}} && \text{ondulação de tensão na saída,} \\
 \eta_{\text{conv\_alto\_ganho}} &= 0,97 && \text{rendimento do conversor de alto ganho.}
 \end{aligned}$$

O conversor de alto ganho tem basicamente a função de elevar o nível de tensão do banco de baterias de 48 V para 400 Vcc, valor este que alimenta ao próximo estágio, o inversor de tensão.

### 3.5.2 Dimensionamento de Componentes do Conversor com Alto Ganho

De acordo com as especificações da seção anterior e de outras considerações de projeto, todos os componentes são dimensionados nesta seção.

Deve-se inicialmente determinar o ganho estático do conversor e o ciclo de trabalho correspondente. O ganho estático do conversor é dado por:

$$G_V = \frac{V_{\text{bar}}}{V_{\text{bat}}} = \frac{(1+a)}{(1-D)}. \quad (3.57)$$

No qual,  $V_{\text{bar}}$ ,  $V_{\text{bat}}$  e “a” são respectivamente a tensão de saída, a tensão de entrada e a relação de transformação do transformador. A variável D é o ciclo de trabalho que deve ser maior que 0,5.

Então, adotando-se “a” igual a 2, é possível calcular o ciclo de trabalho máximo e mínimo usando-se as equações (3.58) e (3.59):

$$D_{\text{max}} = \frac{1-(1+a) \cdot V_{\text{bat\_min}}}{V_{\text{bar}}}, = \frac{1-(1+2) \cdot 42}{400} = 0,685, \quad (3.58)$$

$$D_{\text{min}} = 1 - \frac{(1+a) \cdot V_{\text{bat\_max}}}{V_{\text{bar}}}, = 1 - \frac{(1+2) \cdot 56}{400} = 0,58. \quad (3.59)$$

Sendo  $V_{\text{bat\_min}}$  e  $V_{\text{bat\_max}}$  a tensão mínima e máxima de entrada do conversor.

As expressões a seguir serão obtidas para o menor valor de  $V_{\text{bat}}$ , ou seja,  $V_{\text{bat}} = 42 \text{ V}$ .

#### **(a) Indutor La**

A corrente média através do indutor é obtida através da expressão (3.4) para a menor tensão de entrada:

$$I_{L\text{med}} = \frac{P_o}{V_{\text{bat}} \cdot \eta} = \frac{1000}{42 \cdot 0,97} = 24,55 \text{ A}. \quad (3.60)$$

A ondulação da corrente no indutor é assumida igual a:

$$\Delta I_{La} = 20\% \cdot I_{Lmed} = 20\% \cdot 24,55 = 4,90A . \quad (3.61)$$

A corrente de pico é obtida da expressão (3.6):

$$I_{pLa} = 24,55 + \frac{4,90}{2} = 27,00A , \quad (3.62)$$

então, dimensiona-se a indutância do indutor do conversor *boost* para a máxima ondulação que acontece para  $D = 0,75$ :

$$L_a = \frac{V_{bar}}{16.f_s.(a+1)} = \frac{400}{16.25.10^3.(2+1)} = 67,90\mu H . \quad (3.63)$$

Portanto, adota-se a indutância em 70  $\mu H$ .

A corrente eficaz no indutor é dada por (3.64):

$$I_{efLa} = \sqrt{I_{Lamed}^2 + \frac{\Delta I_{La}^2}{12}} = \sqrt{24,55^2 + \frac{4,90^2}{12}} = 24,59A . \quad (3.64)$$

O núcleo é escolhido usando o critério de produto de áreas [52] e [53]:

$$A_p = A_w \cdot A_e = \frac{L_a \cdot I_{pLa} \cdot I_{efLa} \cdot 10^4}{k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = \frac{70 \cdot 10^{-6} \cdot 27 \cdot 24,59 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 370 \cdot 0,3} = 5,98cm^4 . \quad (3.65)$$

Sendo,  $k_w = 0,7$  o fator de utilização da janela,  $J_{max} = 370 A/cm^2$  a densidade de corrente máxima e  $B_{max} = 0,3 T$  a máxima densidade de fluxo no núcleo.

O valor de  $370 A/cm^2$  na densidade de corrente foi escolhido para reduzir as perdas no cobre do indutor por tratar-se de um sistema de alto rendimento com energia fotovoltaica.

De acordo com as tabelas de núcleo de Thornton, o produto das áreas calculado, indica a escolha de um núcleo do tipo EE-55/28/21-IP12, que tem as seguintes características:

$$A_p=8,85 cm^4; A_e=3,54 cm^4; A_w=2,5 cm^2; l_t=11,6 cm; V_e=42,5 cm^3.$$

Com o núcleo escolhido, o número de espiras é calculado através da expressão (3.66):

$$N'_{La} = \frac{L_a \cdot I_{pLa} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} = 17,79 \text{ espiras} . \quad (3.66)$$

O entreferro ou *gap* do núcleo EE é calculado pela expressão (3.67):

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot (N'_{La})^2 \cdot A_e}{L_a} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (17,97)^2 \cdot 3,54}{70 \cdot 10^{-6}} = 1,006mm , \quad (3.67)$$

sendo  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$  a permeabilidade magnética do vácuo.

Devido ao efeito do espraçamento das linhas de fluxo no entreferro, a literatura [54] recomenda a utilização de um fator de correção ( $F_c$ ) no cálculo de espiras do indutor. Esse fator é calculado com a expressão (3.68):



$$F_c = 1 + \frac{I_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{G}{I_g}\right) = 1,386. \quad (3.68)$$

Dessa forma o número de espiras corrigido é dada por (3.75):

$$N_{La} = \frac{N'_{La}}{\sqrt{F_c}} \cong 15 \text{ espiras}. \quad (3.69)$$

Calcula-se o diâmetro máximo do fio, para que as perdas no cobre sejam minimizadas [52].

$$d_{\max} = \frac{15}{\sqrt{2 \cdot f_s}} = 0,067 \text{ cm}. \quad (3.70)$$

O fio 23 AWG apresenta as seguintes medidas:

$d_{\text{fio}} = 0,057 \text{ cm}$  ..... diâmetro da seção transversal do condutor,

$A_{\text{cufio}} = 0,002582 \text{ cm}^2$  ..... área do cobre,

$A_{\text{cufio\_iso}} = 0,003221 \text{ cm}^2$  ..... área do fio isolado.

A resistência do fio é de  $0,000892 \Omega/\text{cm}$ .

A área necessária para a condução de corrente é calculada a partir da expressão (3.71):

$$S_w = \frac{I_{\text{efLa}}}{J_{\max}} = 0,066 \text{ cm}^2. \quad (3.71)$$

O número de fios em paralelo é calculado a partir da expressão (3.72):

$$N_w = \frac{S_w}{A_{\text{cufio}}} \cong 26 \text{ fios}. \quad (3.72)$$

Para possibilitar a execução do indutor o fator de utilização deve ser menor que 0,7. O valor é calculado usando-se a expressão (3.73).

$$k_u = \frac{N_w \cdot N_{La} \cdot A_{\text{cufio}}}{A_{w-E55}} = 0,5025. \quad (3.73)$$

### **(b) Transformador**

O transformador tem a função de dividir a corrente através do indutor em partes iguais para aliviar os esforços e também de elevar a tensão usando um secundário.

A relação de transformação do transformador é 2. A potência processada pelo transformador é aproximadamente:

$$P_{tr} = \frac{P_o}{2 \cdot \eta} \cdot \left( \frac{2 \cdot a + 1}{1 + a} \right) = \frac{1000}{2 \cdot 0,97} \cdot \left( \frac{2 \cdot 2 + 1}{1 + 2} \right) = 859,107 \text{ W}. \quad (3.74)$$

O produto das áreas é encontrado pela expressão (3.75).

$$A_{p-Tr} = A_w \cdot A_e = \frac{P_{tr} \cdot 10^4}{k_u \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot (2 \cdot Fs)} = 14,158 \text{ cm}^4. \quad (3.75)$$

Para encontrar o produto de áreas foram assumidas,  $k_u=0,4$ ,  $K_p=0,41$ ,  $J= 370 \text{ A/cm}^2$ , e  $\Delta B_{max}=0,2 \text{ T}$ .

Assim, para este produto de área, o núcleo da Thornton NEE-65/33/26 foi escolhido, tendo os seguintes dados:  $A_p=21,473 \text{ cm}^4$ ;  $A_e=5,32 \text{ cm}^2$ ;  $A_w=4,0362 \text{ cm}^2$ .

O número de espiras para os enrolamentos do primário do transformador é encontrado usando-se a expressão (3.82):

$$N_{p1} = \frac{V_{bar}}{4 \cdot (1+a) \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot 10^4 \cong 12,53 \text{ espiras} \rightarrow N_{p1} = 13 \text{ espiras}. \quad (3.76)$$

O número de espiras do secundário é dado por (3.83):

$$N_s = 2 \cdot N_{p1} = 26 \text{ espiras}. \quad (3.77)$$

O diâmetro do fio é calculado levando-se em conta o efeito pelicular, como pode ser visto na expressão (3.78) [52].

$$d_w = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = 0,067 \text{ cm}. \quad (3.78)$$

Para o projeto foi escolhido o fio AWG-26.

A corrente eficaz no enrolamento do primário é calculada utilizando-se a expressão (3.79):

$$I_{efP1} = I_{efP2} = \frac{I_{Lamed}}{2 \cdot (a+1)} \cdot \sqrt{3 \cdot a^2 + 2 \cdot a + 1 - 2 \cdot a^2 \cdot D} = 13,91 \text{ A}. \quad (3.79)$$

Então, calcula-se a área de cobre necessária para os enrolamentos do primário:

$$A_{cu-p1} = \frac{I_{efP1}}{J} = 0,038 \text{ cm}^2. \quad (3.80)$$

O número de fios em paralelo para a condução da corrente no enrolamento primário é.

$$n_{fp-p1} = \frac{A_{cu-p1}}{A_{cufio}} \cong 29,21 \rightarrow n_{fp-p1} = 30. \quad (3.81)$$

A corrente eficaz no enrolamento do secundário é calculada utilizando-se a expressão (3.82):

$$I_{efS} = \frac{I_{Lamed}}{(a+1)} \cdot \sqrt{2 \cdot (1-D)} = 6,51 \text{ A}. \quad (3.82)$$

Então a área de cobre necessária para os enrolamentos do secundário é dada por (3.89):

$$A_{cu\_s} = \frac{I_{ef\_s}}{J} = 0,018\text{cm}^2. \quad (3.83)$$

O número de fios em paralelo para a condução da corrente no enrolamento secundário é:

$$n_{fp\_s} = \frac{A_{cu\_s}}{A_{cu\text{fio}}} \cong 13,661 \rightarrow n_{fp\_s} = 14. \quad (3.84)$$

A execução física do transformador só é possível se a seção dos fios dos três enrolamentos é menor à seção da janela com carretel, como é demonstrado pela expressão (3.85):

$$k_{u-Tr} = \frac{(2 \cdot n_{fp-pl} \cdot N_{P1} + n_{fp-s} \cdot N_s) \cdot S_{w-iso-AWG26}}{A_{w-E65}} = 0,474. \quad (3.85)$$

### **(c) Chaves S3 e S4**

A máxima tensão nos terminais dreno-fonte,  $V_{DS}$ , nas chaves é igual a:

$$V_{max\_s3} = V_{max\_s4} = \left( \frac{1}{1-D_{min}} \right) \cdot V_{bat\_max} = 133,33\text{V}. \quad (3.86)$$

A corrente eficaz em cada uma das chaves é determinada com o uso da expressão (3.18).

$$I_{efS3} = I_{efS4} = \frac{I_{Lamed}}{2 \cdot (a+1)} \cdot \sqrt{3 \cdot a^2 + 2 \cdot a - 2 \cdot a^2 \cdot D + D} = 13,69\text{A}. \quad (3.87)$$

A corrente de pico na chave é calculada pela expressão (3.19):

$$I_{pS3} = I_{pS4} = \frac{2 \cdot a + 1}{2 \cdot (a+1)} \cdot I_{pLa} = 22,5\text{A}. \quad (3.88)$$

A partir dos esforços calculados, seleciona-se as chaves S3 e S4 que corresponde ao MOSFET IRFP4768PBF da *International Rectifier*, cujos dados técnicos são indicados a seguir:

$V_{DS} = 250\text{V}$	→	Tensão de dreno-fonte,
$I_d = 82\text{A}$	→	Corrente de dreno,
$R_{DSon} = 14,5\text{m}\Omega$	→	Resistência de dreno-fonte,
$T_j = -55^\circ\text{C} \rightarrow +175^\circ\text{C}$	→	Temperatura de operação,
$R_{thjc-S3} = 0,29^\circ\text{C/W}$	→	Resistência da junção-encapsulamento,
$R_{thja-S3} = 40^\circ\text{C/W}$	→	Resistência junção-ambiente,
$R_{thcs-S3} = 0,24^\circ\text{C/W}$	→	Resistência encapsulamento-dissipador,

- $t_r = 160\text{ns}$  → Tempo de subida da corrente de dreno,
- $t_f = 110\text{ns}$  → Tempo de descida da corrente de dreno.

**(d) Diodos de transferência D3 e D4**

A tensão reversa máxima sobre os diodos D3 e D4 é calculada utilizando-se a expressão (3.20).

$$V_{D3} = V_{D4} = \frac{V_{\text{bat\_max}}}{(1 - D_{\text{min}})} = \frac{56}{(1 - 0,58)} = 133,33\text{V} . \tag{3.89}$$

A corrente média que flui através dos diodos D3 e D4 é dada pela expressão (3.21).

$$I_{\text{medD3}} = I_{\text{medD4}} = \frac{I_{L_{\text{a max}}} \cdot (1 - D_{\text{min}})}{2 \cdot (a + 1)} = 1,72\text{A} . \tag{3.90}$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (3.22):

$$I_{\text{efD3}} = I_{\text{efD4}} = \frac{I_{L_{\text{a max}}} \cdot \sqrt{(1 - D_{\text{min}})}}{2 \cdot (a + 1)} = 2,65\text{A} , \tag{3.91}$$

e a corrente de pico nos diodos é dada por (3.23):

$$I_{pD3} = I_{pD4} = \frac{I_{pL_{\text{a max}}}}{2 \cdot (a + 1)} = \frac{27}{2 \cdot (2 + 1)} = 4,5\text{A} . \tag{3.92}$$

A partir desses resultados, é escolhido o diodo HFA16PA60C da *International Rectifier*. Esse componente possui dois diodos que tem as seguintes características principais.

- $V_R = 600\text{V}$  ..... Tensão máxima reversa
- $I_F = 8\text{A}$  ..... Corrente média direta em cada perna
- $T_j = -55^\circ\text{C} \rightarrow +150^\circ\text{C}$  ..... Temperatura de operação na junção

**(e) Diodos retificadores D5 e D6**

A tensão reversa máxima sobre os diodos D5 e D6 é dada pela expressão (3.24):

$$V_{D5} = V_{D6} = \frac{a \cdot V_{\text{bat\_max}}}{(1 - D_{\text{min}})} = \frac{2,54}{(1 - 0,58)} = 257,14\text{V} . \tag{3.93}$$

A corrente média que flui através dos diodos D5 e D6 é dada pela expressão (3.25):

$$I_{D5} = I_{D6} = \frac{I_{L_{\text{amed max}}}}{a + 1} \cdot (1 - D_{\text{min}}) = \frac{24,5}{2 + 1} \cdot (1 - 0,58) = 3,43\text{A} . \tag{3.94}$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (3.26):

$$I_{\text{efD5}} = I_{\text{efD6}} = \frac{I_{L_{\text{amed max}}}}{(a + 1)} \cdot \sqrt{(1 - D_{\text{min}})} = \frac{24,55}{(2 + 1)} \cdot \sqrt{(1 - 0,58)} = 5,30\text{A} , \tag{3.95}$$

e a corrente de pico nos diodos é dada pela expressão (3.27):

$$I_{p_{D5}} = I_{p_{D6}} = \frac{I_{p_{La_{max}}}}{(a+1)} = \frac{27}{(2+1)} = 9A. \quad (3.96)$$

Conhecidos os valores dos esforços nos diodos, há condições agora de se escolher um diodo que suporte tais esforços. Um exemplo disso é o diodo 30ETH06 do fabricante *International Rectifier*, cuja tensão reversa máxima é de 600 V e capacidade de condução de corrente de até 30 A.

### **(f) Capacitor de filtro C1**

A máxima tensão sobre o capacitor de filtro C1 é definida pela expressão (3.28):

$$V_{C1} = \frac{V_{bat\_min}}{(1-D_{max})} = 133,33V. \quad (3.97)$$

A corrente eficaz que flui através do capacitor C1 é determinada pela expressão (3.29).

$$I_{ef\_C1} = \frac{I_{ef_{La_{max}}}}{(1+a)} \cdot \sqrt{\frac{(D_{max}-1) \cdot (1-2 \cdot D_{max})}{2}} = 1,98A. \quad (3.98)$$

Adota-se a variação de tensão sobre os terminais de C1 como sendo 3 % da metade da tensão de saída [57]:

$$\Delta V_{C1} = \frac{3\% \cdot V_o}{2} = 6V. \quad (3.99)$$

Dessa forma, pode-se determinar a capacitância de C1:

$$C1 = \frac{P_o}{16 \cdot f_s \cdot \Delta V_{C1} \cdot V_o \cdot (a+1)} = 475,2nF. \quad (3.100)$$

Logo, deve-se escolher um capacitor de polipropileno ou de poliéster com capacitância maior ou igual ao valor calculado na expressão (3.100). Selecionou-se então o capacitor de 2,2  $\mu$ F @ 400 V de poliéster.

### **(g) Capacitores de filtro C2 e C3**

A máxima tensão suportada pelos capacitores C2 e C3 é dada pela expressão (3.31):

$$V_{C2} = V_{C3} = \frac{a \cdot V_{bat\_min}}{2 \cdot (1-D_{max})} = 133,33V \quad (3.101)$$

A corrente eficaz que circula através dos capacitores C2 e C3 é definida pela expressão (3.32):

$$I_{ef_{C2}} = I_{ef_{La_{max}}} \cdot \frac{1}{(1+a)} \cdot \sqrt{\frac{(1-D_{max}) \cdot (-4 \cdot D_{max}^2 + 9 \cdot D_{max} - 3)}{2}} = 3,69A. \quad (3.102)$$

Adota-se a variação de tensão sobre os terminais de C2 e de C3 como sendo 6 % da metade da tensão de saída:

$$\Delta V_{C2} = \frac{6\% \cdot V_{\text{bar}}}{2} = 12V. \quad (3.103)$$

Dessa forma, pode-se determinar a capacitância de C2 e de C3 com a expressão (3.104):

$$C2 = C3 = \frac{P_o}{4 \cdot f_s \cdot \Delta V_{C2} \cdot V_{\text{bar}} \cdot (a + 1)} = 86,67\text{nF}. \quad (3.104)$$

Logo, resta escolher um capacitor de polipropileno ou de poliéster com capacitância maior ou igual ao valor calculado. Foi escolhido um capacitor de poliéster com capacitância de 2,2  $\mu\text{F}$  @ 400 V para os capacitores de filtro C2 e C3.

### **(g) Capacitor de saída C<sub>o</sub>**

O capacitor de saída C<sub>o</sub> possibilita que o conversor possa alimentar um inversor monofásico de tensão. Logo a função desse capacitor é minimizar os afundamentos na tensão do barramento (na entrada do inversor) nos momentos em que houver elevados picos de corrente de curta duração. Além disso, é também uma fonte de energia reativa para cargas indutivas e cargas não-lineares que possivelmente estarão conectadas ao inversor.

O dimensionamento deste capacitor é feito através do conhecimento da potência processada na saída do conversor, pelo afundamento de tensão máxima admissível para o inversor e pelo tempo de manutenção (*hold-up time*). Isso significa que o capacitor garantirá mínima tensão necessária por um intervalo de tempo sem causar distorção na tensão de saída do inversor [57].

Adota-se o tempo de “*hold-up time*” como sendo a metade do período de oscilação da rede (frequência da senóide em 60 Hz).

$$t_{\text{hold}} = \frac{1}{2 \cdot f_{\text{rede}}} = 8,333\text{ms}. \quad (3.105)$$

A variação (*ripple*) de tensão na saída do conversor *boost* de alto ganho foi adotada através de um valor percentual relativo à tensão média na saída do conversor *boost*:

$$\Delta V_{\text{bar}} = 4\% \cdot V_{\text{bar}} = 16V. \quad (3.106)$$

A expressão que determina o valor da capacitância é obtida através da referência [64]. Então, o valor mínimo da capacitância requerida para a máxima ondulação de tensão é expressa pela expressão (3.107):

$$C_o \geq \frac{P_o \cdot t_{\text{hold}}}{V_{\text{bar}}^2 - (V_{\text{bar}} - \Delta V_{\text{bar}})^2} = 664,33\mu\text{F}. \quad (3.107)$$

Assim, foi selecionado um capacitor eletrolítico de 680  $\mu\text{F}$  @ 450 Vcc de referência B43304-S5687-M2 do fabricante Epcos.

### 3.6 Análise das Perdas para o Conversor com Maior Eficiência

Esta seção trata da análise das perdas para o conversor com maior eficiência que foi projetado na seção anterior, a fim de determinar o seu rendimento teórico.

#### 3.6.1 Quantificação de Perdas nos Componentes

##### (a) indutor:

As perdas magnéticas no ferrite do indutor [54] são calculadas pela expressão (3.109), levando-se em consideração a variação de fluxo dada pela expressão (3.108):

$$\Delta B = \frac{\Delta I_{L_a} \cdot \Delta B_{\max}}{I_{\text{peak-L}_a}} = 0,092\text{T}, \quad (3.108)$$

$$P_{\text{mag}} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot F_{L_a} + k_e \cdot F_{L_a}^2) \cdot V_E = 9,75 \cdot 10^{-3}\text{W}. \quad (3.109)$$

Sendo  $k_h = 4 \cdot 10^{-5}$  o coeficiente de perdas por histerese e  $k_e = 4 \cdot 10^{-10}$  o coeficiente de perdas por correntes parasitas. As perdas no cobre são calculadas pela seguinte expressão:

$$P_{\text{co-L}_a} = \frac{\rho \cdot l_T \cdot N_{L_a} \cdot I_{\text{efL}_a}^2}{n_w \cdot S_{w-\text{AWG}23}} = 1,055\text{W}, \quad (3.110)$$

sendo  $\rho = 2,3044 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$  a resistividade do cobre a 100 °C.

Assim, as perdas no indutor  $L_a$  são:

$$P_{L_a} = P_{\text{co-L}_a} + P_{\text{mag}} = 1,06\text{W}. \quad (3.111)$$

A expressão (3.112) mostra o cálculo da resistência térmica do núcleo.

$$R_{\text{th}_{E55}} = 59,28 \cdot (V_{E55})^{-0,544} = 10,265^\circ \text{C/W}. \quad (3.112)$$

O aumento da temperatura pode ser calculado através da expressão (3.113):

$$\Delta T_{L_a} = R_{\text{th}_{E55}} \cdot (P_{\text{mag}} + P_{\text{co-L}_a}) = 10,776^\circ \text{C}. \quad (3.113)$$

##### (b) transformador Tr:

No transformador Tr, têm-se as perdas magnéticas no núcleo NEE65 e as perdas em seus três enrolamentos. A perda magnética no núcleo de ferrite do transformador pode ser calculada pela expressão (3.40).

$$P_{\text{mag-Tr}} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot F_{\text{Tr}} + K_e \cdot F_{\text{Tr}}^2) \cdot V_{E65} = 2,054\text{W}. \quad (3.114)$$

Sendo  $\Delta B = 0,2\text{T}$ . As perdas nos três enrolamentos são calculadas, então, pela

expressão (3.41), como se segue:

$$P_{\text{co-Tr}} = \frac{\rho \cdot I_T \cdot [2 \cdot (N_{p1} \cdot I_{\text{efp1}})^2 + N_s \cdot I_{\text{efS}}^2]}{(2 \cdot n_{w-p1} + n_{w-s}) \cdot S_{w-AWG22}} = 1,057 \text{ W} . \quad (3.115)$$

Assim a expressão (3.42) quantifica as perdas no transformador.

$$P_{\text{Tr}} = P_{\text{co-Tr}} + P_{\text{mag-Tr}} = 3,11 \text{ W} . \quad (3.116)$$

A expressão (3.43) mostra o cálculo da resistência térmica do núcleo.

$$R_{\text{th}_{E65}} = 59,28 \cdot (V_{E65})^{-0.544} = 5,53^\circ \text{ C/W} . \quad (3.117)$$

O aumento da temperatura pode ser calculado através da expressão (3.44):

$$\Delta T_{\text{La}} = R_{\text{th}_{E65}} \cdot (P_{\text{mag-Tr}} + P_{\text{co-Tr}}) = 13,27^\circ \text{ C} . \quad (3.118)$$

### **(c) chave:**

Como é feito o paralelismo de chaves do tipo MOSFET, então as perdas em cada par de chaves (MOSFET IRFP4768PBF) com temperatura na junção em 100 °C (pior caso), pode ser encontrada pela expressão (3.45).

$$P_{\text{c-S3}} = \frac{R_{\text{DSon}(100^\circ \text{C})} \cdot I_{\text{efS3}}^2}{2} , \quad (3.119)$$

$$P_{\text{c-S3}} = 43 \cdot 10^{-3} \cdot 6,26^2 = 0,872 \text{ W} . \quad (3.120)$$

E também as perdas por comutação, como na expressão (3.46).

$$P_{\text{com-S3}} = \frac{F_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{\text{efS3}} \cdot V_{\text{max-S3}} , \quad (3.121)$$

$$P_{\text{com-S3}} = \frac{20 \cdot 10^3}{2} \cdot (160 \cdot 10^{-9} + 110 \cdot 10^{-9}) \cdot 6,26 \cdot 133,33 = 2,25 \text{ W} . \quad (3.122)$$

Dessa forma, as perdas em cada par de chaves são:

$$P_{\text{tot-S3}} = P_{\text{c-S3}} + P_{\text{com-S3}} = 3,12 \text{ W} . \quad (3.123)$$

### **(d) diodo de transferência:**

As perdas por condução em cada diodo podem ser calculadas por (3.48).

$$P_{\text{D3}} = V_{f(\text{TO})} \cdot I_{\text{medD3}} + r_f \cdot I_{\text{efD3}}^2 , \quad (3.124)$$

$$P_{\text{D3}} = 1,12 \cdot 0,67 + 50 \cdot 10^{-3} \cdot 1,11^2 = 0,977 \text{ W} , \quad (3.125)$$

e a perda por comutação:

$$P_{\text{com-D3}} = Q_{\text{C-D3}} \cdot V_{\text{bar}} \cdot f_s , \quad (3.126)$$

$$P_{\text{com-D3}} = 65 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 25 \cdot 10^3 = 0,65 \text{ W} . \quad (3.127)$$

Dessa forma, as perdas totais em cada diodo de transferência são,



$$P_{\text{tot-D3}} = P_{D3} + P_{\text{com-D3}} = 1,62W . \quad (3.128)$$

**(e) diodo retificador:**

As perdas por condução em cada diodo retificador podem ser encontradas por (3.51).

$$P_{D5} = V_{f(TO)} \cdot I_{\text{medD5}} + r_f \cdot I_{\text{efD5}}^2 , \quad (3.129)$$

$$P_{D5} = 1,12 \cdot 1,33 + 50 \cdot 10^{-3} \cdot 2,21^2 = 1,13W , \quad (3.130)$$

sendo as perdas por comutação dadas por:

$$P_{\text{com-D5}} = Q_{C\_D5} \cdot V_{\text{bar}} \cdot f_s . \quad (3.131)$$

$$P_{\text{com-D5}} = 28 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 25 \cdot 10^3 = 0,28W . \quad (3.132)$$

Dessa forma, as perdas totais em cada diodo retificador são,

$$P_{\text{tot-D5}} = P_{D5} + P_{\text{com-D5}} = 1,41W . \quad (3.133)$$

**(f) capacitor de saída:**

A corrente eficaz no capacitor é:

$$I_{\text{efCo}} = \sqrt{I_{\text{efD5}}^2 - I_{\text{efC2}}^2 - I_o^2} = 0,575A . \quad (3.134)$$

Sendo  $I_o$  a corrente média de saída do conversor. As perdas de condução do capacitor podem ser então obtidas:

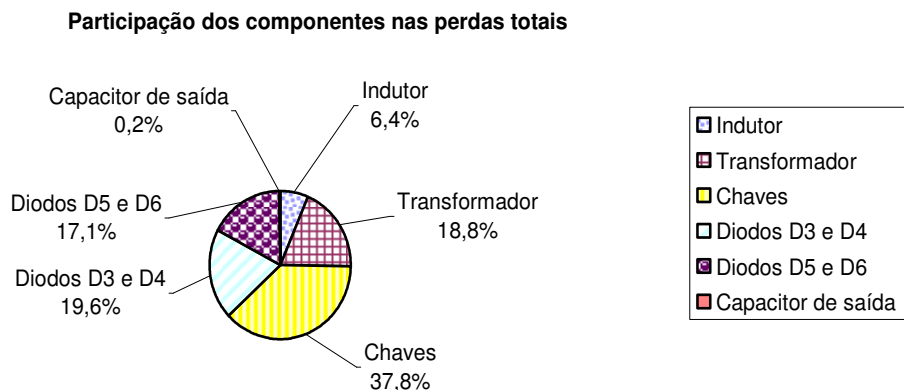
$$P_{Co} = R_{se} \cdot I_{\text{efCo}}^2 = 0,04W . \quad (3.135)$$

**3.6.2 Perdas Totais e Rendimento Estimado para o Conversor de Alto Ganho Eficiente**

As perdas totais no conversor são calculadas somando-se as perdas de todos os seus componentes, obtendo a expressão (3.136):

$$P_{\text{tot\_AG}} = P_{La} + P_{Tr} + 2 \cdot P_{\text{tot-S3}} + 2 \cdot P_{\text{tot-D3}} + 2 \cdot P_{\text{tot-D5}} + P_{Co} = 16,52W \quad (3.136)$$

A Figura 3.5 ilustra a participação de todos os componentes nas perdas totais.



**Figura 3.5 – Perdas em percentagem nos componentes do conversor de alto ganho eficiente.**

Dessa forma, pode-se determinar o rendimento teórico com os componentes dimensionados. O rendimento é então:

$$\eta_{\text{boost\_otimo}} = \frac{P_{e\_AG} - P_{\text{tot\_AG}}}{P_{e\_AG}} \cdot 100 = 98,40\% \quad (3.137)$$

O rendimento do conversor com os componentes escolhidos tem um valor um pouco acima de 97 %, sendo adequado ao projeto.

### 3.7 Conclusão

Este capítulo apresentou uma análise do conversor *boost* de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados, através da apresentação de suas etapas de operação. A topologia do boost de alto ganho apresentou a vantagem em relação à topologia clássica do conversor *boost* pelo fato de poder operar com ganhos estáticos mais elevados e também por apresentar esforços de tensão e corrente menores para um mesmo ganho. Esses esforços variam com a relação de transformação do transformador  $Tr$ , com isso, a escolha dessa relação implica diretamente na redução dos esforços e, conseqüentemente, nas perdas.

As equações que descrevem os esforços de tensão e corrente foram apresentados e são a base para a especificação dos diversos componentes do conversor.

A análise de perdas em todos os componentes do conversor foi realizada. Baseado nessa análise, percebeu-se que as chaves são as principais responsáveis por essas perdas e em seguida os diodos e o transformador.

Com base no conhecimento dos principais componentes que dissipam energia, foi elaborado o projeto do conversor para que este possua um melhor rendimento.

Esse aumento de rendimento é importante, pois o fato de se utilizar uma fonte de energia de alto custo como a fotovoltaica, é viável investir em uma topologia que apresente uma eficiência de conversão a maior possível.

Segundo a análise das perdas, o rendimento da estrutura foi aumentado para 98,4 % em um nível de potência maior em 1000 W. Neste tipo de aplicações é recomendado investir em componentes de última geração para aumentar o rendimento, já que o custo dos semicondutores é bem menor ao custo dos painéis fotovoltaicos.

---

## Capítulo 4 – PROJETO DO CONTROLE LQR COM AÇÃO INTEGRAL APLICADO AO CONVERSOR DE ALTO GANHO DE TENSÃO

---

### 4.1 Introdução

O conversor de alto ganho de tensão do Capítulo 3 necessita ser controlado a fim de manter a sua tensão de saída constante (barramento de 400 Vcc), mesmo com variações de carga e variações de tensão na sua entrada, no qual é constituído por um banco de baterias. Com esta e mais outras especificações sendo atendidas, o conversor é capaz de alimentar adequadamente um inversor de tensão. Assim, é necessário estudar e projetar uma estratégia de controle que atenda as especificações estabelecidas no projeto.

Na literatura, são encontradas algumas técnicas de controle aplicadas aos conversores PWM. Dentre elas, tem-se o controle por modo tensão [65]-[67], o controle por modo corrente média [68] e o controle LQR (*Linear Quadratic Regulator*) [69]-[74].

Quando comparado com outras estratégias de controle, o Regulador Quadrático Linear Ótimo (LQR) apresenta como principais propriedades fornecer uma melhoria no tempo de resposta das variáveis controladas na ocorrência de variações das grandezas elétricas do sistema de acordo com as especificações do projeto, e também consegue minimizar o erro estático [69].

Dentro deste contexto, este capítulo chama a atenção de pesquisadores de eletrônica de potência sobre a importância do estudo e a análise da supracitada técnica de controle. Assim, este capítulo é voltado para a otimização do controle do conversor de alto ganho de tensão, onde o circuito de potência foi estudado no Capítulo 3.

### 4.2 Modelagem Simplificada do Conversor

Como em qualquer técnica de controle de conversores PWM, é necessário inicialmente modelar o conversor de acordo com a técnica a ser empregada. No caso do controle LQR com ação integral, é necessário empregar a modelagem por espaço de estado médio, pois toda a formulação teórica matemática desta técnica parte de matrizes que representam dinamicamente o sistema. Particularmente, em problemas de controle ótimo como é o LQR, apesar de ser mais trabalhosa, a modelagem por espaço de estado médio é a

modelagem mais vantajosa. Esse tipo de modelagem permite obter uma melhor representação do sistema, bem como permitir simular o sistema incluindo condições iniciais para as variáveis de estado. Devido à complexidade do conversor, o circuito físico formado por semicondutores, elementos magnéticos, capacitores e resistores, é inicialmente transformado em um conversor *boost* clássico equivalente. Assim, finalmente é obtida a modelagem simplificada por espaço de estado médio para o conversor equivalente, que conseqüentemente representa o conversor original.

#### 4.2.1 Transformação para um Conversor Boost Clássico Equivalente

O conversor *boost* de alto ganho de tensão no modo de condução contínua que foi apresentado no capítulo 3 é o sistema a ser controlado. É um conversor que apresenta um elevado ganho de tensão capaz de elevar um baixo nível de tensão de entrada ( $12 V_{cc}$  –  $48 V_{cc}$ ), comumente presentes em baterias e/ou painéis fotovoltaicos, para um alto nível de tensão CC ( $300 V_{cc}$  –  $400 V_{cc}$ ) [48]. Esse conversor é aqui denominado também de conversor original, vide Figura 4.1.

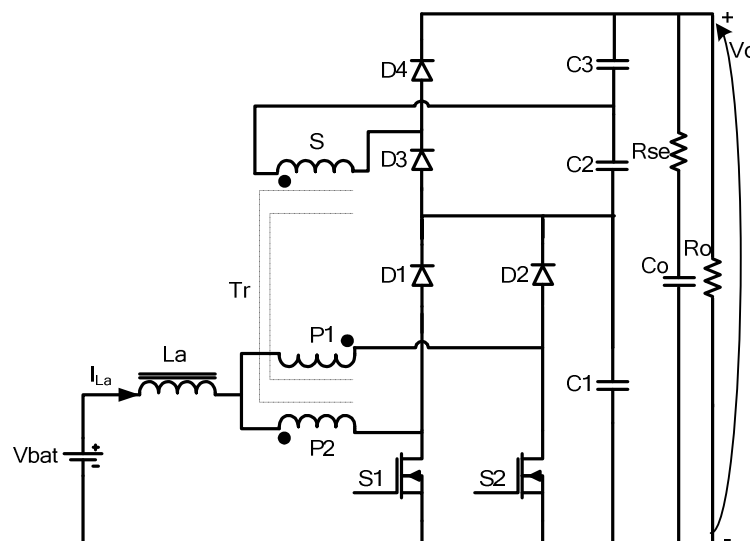


Figura 4.1 – Conversor *boost* original de alto ganho de tensão baseado no CCCTE.

Para a modelagem do conversor *boost* de alto ganho, inicialmente ele é transformado em um conversor *boost* clássico equivalente para que este possa ser representado em variáveis do espaço de estado médio, já que o *boost* clássico é muito conhecido na literatura e seu modelo matemático pode ser facilmente encontrado [75].

Embora, o conversor deva trabalhar na faixa de potência de 500 W, o mesmo é especificado e projetado para operar na potência de 1 kW. Esse caminho foi escolhido a fim de aumentar a sua confiabilidade, a sua robustez e o seu rendimento dentro da pesquisa

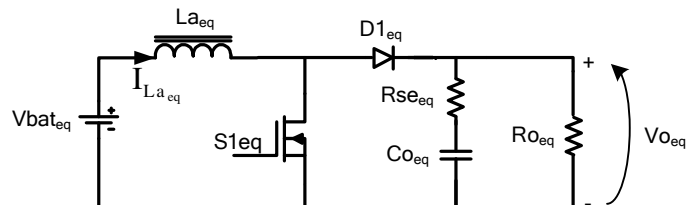
proposta e para que também o controle opere satisfatoriamente com uma maior margem de segurança. Além do mais, este conversor é o estágio que deverá processar no mínimo uma potência de 500 W, a fim de poder ser utilizado em sistemas da classe SIGF30 da ANEEL.

Então, as especificações e os parâmetros deste conversor são dados na Tabela 4.1.

**Tabela 4.1 – Especificações do conversor original.**

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada	$V_{bat} = 42 \text{ V}$
Indutor de entrada	$L_a = 70 \text{ } \mu\text{H}$
Resistência série equivalente do capacitor $C_o$	$R_{se} = 0,1 \text{ } \Omega$
Capacitância de $C_o$	$C_o = 680 \text{ } \mu\text{F}$
Resistência de carga	$R_o = 160 \text{ } \Omega$
Tensão de saída	$V_o = 400 \text{ V}$
Ciclo de trabalho nominal	$D_n = 0,7$
Frequência de chaveamento	$f_s = 25 \text{ kHz}$
Período de chaveamento	$T_s = 40 \text{ } \mu\text{s}$
Faixa de tensão de entrada	42-56 V
Potência de saída ( $P_o$ )	1 kW

De acordo com [75] e, como forma de facilitar o estudo e a modelagem do conversor de alto ganho de tensão mostrado na Figura 4.1, todos os seus componentes envolvidos são levados a um circuito equivalente mostrado na Figura 4.2.



**Figura 4.2 – Conversor *boost* clássico equivalente.**

Para a modelagem do conversor, algumas simplificações são feitas, tais como:

- O transformador, os semicondutores, e o indutor são considerados ideais;
- Os capacitores auxiliares  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  são desprezados, pois as capacitâncias destes são relativamente pequenas em relação à capacitância do capacitor principal de filtro  $C_o$ .

Para diferenciar entre os componentes do conversor original e os componentes do conversor equivalente que possuam seus valores distintos, é acrescentado o subíndice “eq” que advém do conversor equivalente. Assim, tem-se o diodo de transferência  $D1_{eq}$ , o interruptor  $S1_{eq}$ , o capacitor de filtro  $Co_{eq}$ , a resistência série equivalente do capacitor filtro  $R_{seq}$  e o resistor de carga  $Ro_{eq}$ .

Pelo fato da entrada ser mantida fixa, a fonte de tensão de entrada  $V_{bat}$  e a indutância

do indutor de entrada  $L_a$  apresentam o mesmo valor em ambos os conversores. A frequência de comutação da chave do conversor equivalente é o dobro em relação ao do original. Enquanto que a largura do pulso do conversor equivalente é igual à largura da superposição dos sinais PWM do conversor original. A quantidade de energia armazenada no indutor de filtro de entrada de ambos os conversores é a mesma.

De acordo com a Tabela 4.1 do conversor original, foram obtidos os parâmetros listados na Tabela 4.2 com os respectivos valores.

**Tabela 4.2 – Valores dos parâmetros do conversor equivalente.**

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada	$V_{bateq}=V_{bat} = 42 \text{ V}$
Indutor de entrada	$L_{aeq}= L_a = 70 \text{ } \mu\text{H}$
Resistência série do capacitor equivalente	$R_{seeq} = R_{se}/r_v^2 = 3,36 \text{ m}\Omega$
Capacitor de saída	$C_{oeq} = C_o/r_v^2 = 22 \text{ mF}$
Resistência de carga	$R_{oeq} = R_o/r_v^2 = 4,9 \text{ } \Omega$
Tensão de saída	$V_{oeq} = V_{bateq}/(1-D_{neq})$
Ciclo de trabalho nominal	$D_{neq} = 2 \cdot D_n - 1 = 0,4$
Frequência de chaveamento	$f_{seq} = 2f_s = 50 \text{ kHz}$
Período de chaveamento	$T_{seq} = 0,5T_s = 20 \text{ } \mu\text{s}$
Faixa de tensão de entrada	42-56 V
Potência de saída (Po)	1 kW
Razão entre a tensão de saída do conversor original e o equivalente	$r_v = V_o/V_{oeq} = 5,714$

Com todos os parâmetros conhecidos, é possível agora obter-se a representação do conversor no espaço de estados.

#### 4.2.2 Representação do Conversor Equivalente no Espaço de Estados

De acordo com [76] e [77], as equações que regem o circuito do conversor *boost* no modo de condução contínua pode ser representado no espaço de estados para cada condição da chave  $S1_{eq}$  e do diodo  $D1_{eq}$  da Figura 4.2. Se a chave  $S1_{eq}$  estiver conduzindo, tem-se que:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1V_{bateq}, \tag{4.1}$$

e para o diodo  $D1_{eq}$  conduzindo tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2V_{bateq}. \tag{4.2}$$

Em que  $V_{bateq}$  é a tensão de entrada do conversor equivalente e  $\mathbf{x}$  o vetor de estados de ordem  $2 \times 1$  dado por:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} I_{Laeq} \\ V_{oeq} \end{bmatrix}, \tag{4.3}$$

sendo  $I_{Laeq}$  a corrente no indutor e  $V_{oeq}$  a tensão no capacitor do conversor equivalente da

Figura 4.2. Nesse caso, a entrada é uma fonte de tensão contínua, como no projeto, um banco de baterias. Controlar a tensão de saída do conversor com a manipulação da tensão da fonte  $V_{\text{bateq}}$  é muito complexo. Mas, lidar com o ciclo de trabalho do sinal PWM é mais fácil. Assim, há uma necessidade de se obter um modelo que leve em conta as variações do ciclo de trabalho na tensão de saída. Conforme [76], a dinâmica da tensão de saída de um conversor PWM em malha aberta mediante a variação do ciclo de trabalho é dada por:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \left[ (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_{\text{bateq}} \right] \hat{d} \\ &e \\ y &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \left[ (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)V_{\text{bateq}} \right] \hat{d} \end{aligned} \quad (4.4)$$

no qual  $\hat{d}$  é o ciclo de trabalho em pequeno sinal, constituindo a entrada da planta ou a saída do controlador. Na expressão (4.4), as variáveis são acrescidas de um acento circunflexo para indicar as variáveis de pequeno sinal, ou seja, nessa expressão tem-se o modelo de pequeno sinal CA ou dinâmico. Assim, o novo vetor  $\mathbf{x}$ ,  $\hat{\mathbf{x}}$ , é dado por:

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{I}}_{\text{Laeq}} \\ \hat{\mathbf{V}}_{\text{oeq}} \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Sendo o valor do vetor  $\mathbf{X}$  obtido por:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \frac{P_o}{V_{\text{bateq}}} \\ \frac{V_{\text{bateq}}}{(1 - D_{\text{neq}})} \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

e os valores das matrizes,  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{A}_1$ ,  $\mathbf{A}_2$ , de ordem  $2 \times 2$ ,  $\mathbf{B}_1$ ,  $\mathbf{B}_2$ , de ordem  $2 \times 1$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{C}_1$ ,  $\mathbf{C}_2$ , de ordem  $1 \times 2$ ,  $\mathbf{D}_1$ ,  $\mathbf{D}_2$ , de ordem  $1 \times 1$  são calculadas a partir dos valores dos parâmetros da Tabela 4.2 com o uso das expressões (4.7)-(4.14). Deve-se ressaltar que essas expressões somente são válidas para conversores do tipo *boost* no modo de condução contínua.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{\text{oeq}}(R_{\text{seeq}} + R_{\text{oeq}})} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_{\text{oeq}}R_{\text{seeq}})}{L_{\text{aeq}}(R_{\text{oeq}} + R_{\text{seeq}})} & \frac{-R_{\text{oeq}}}{L_{\text{aeq}}(R_{\text{oeq}} + R_{\text{seeq}})} \\ \frac{R_{\text{oeq}}}{C_{\text{oeq}}(R_{\text{oeq}} + R_{\text{seeq}})} & \frac{-1}{C_{\text{oeq}}(R_{\text{oeq}} + R_{\text{seeq}})} \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\text{aeq}}} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{o\text{eq}}}{R_{o\text{eq}} + R_{s\text{eq}}} \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_{o\text{eq}}R_{s\text{eq}}}{R_{o\text{eq}} + R_{s\text{eq}}} & \frac{R_{o\text{eq}}}{R_{o\text{eq}} + R_{s\text{eq}}} \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{D}_2 = \mathbf{0}, \quad (4.12)$$

$$\mathbf{A} = D_{\text{neq}}\mathbf{A}_1 + D'_{\text{neq}}\mathbf{A}_2, \quad (4.13)$$

$$\mathbf{C} = D_{\text{neq}}\mathbf{C}_1 + D'_{\text{neq}}\mathbf{C}_2. \quad (4.14)$$

No qual:

$y$  - Tensão de saída do conversor.

$D_{\text{neq}}$  - Ciclo de trabalho nominal do conversor equivalente e

$D'_{\text{neq}}$  - Ciclo complementar, dada por:

$$D'_{\text{neq}} = 1 - D_{\text{neq}} \quad (4.15)$$

Na equação (4.9), observa-se que para o caso de um conversor *boost*, a matriz  $\mathbf{B}_1$  é igual a  $\mathbf{B}_2$  e  $\mathbf{D}_1$  é igual a  $\mathbf{D}_2$ . Assim, a expressão (4.4) torna-se simplesmente:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{d} \\ y &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{D}\hat{d} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Sendo  $\mathbf{B}$  calculado por:

$$\mathbf{B} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}, \quad (4.17)$$

e  $\mathbf{D}$  obtido como em (4.18):

$$\mathbf{D} = (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X}. \quad (4.18)$$

Assim, através da expressão (4.16), obtém-se o modelo para o conversor *boost* equivalente controlado pelo ciclo de trabalho. Verifica-se que a dinâmica do conversor independe da tensão de entrada, mas depende dos elementos passivos do circuito e do ciclo de trabalho no qual é ponderado pelas condições nominais de operação (vetor  $\mathbf{X}$ , vide (4.6), (4.17) e (4.18)).

Como na maioria dos compensadores no controle de conversores PWM, o controlador LQR também atuará sobre o ciclo de trabalho (que é a entrada da planta), a fim de regular a tensão de saída em um valor desejado.

Assim o modelo em (4.16) é utilizado para a determinação da lei de controle ótima para o conversor, ou seja, serão determinados os parâmetros do controlador LQR.



### 4.3 A Técnica de Controle LQR

A estratégia de controle por realimentação de estado tem sido aplicada como vantagem de alocar os pólos de malha fechada de um sistema (se o sistema for de estado completamente controlável) em qualquer posição, que são escolhidos de forma a atender as especificações de projeto. Uma vantagem do método do controle regulador quadrático linear ótimo (LQR) sobre o método de alocação de pólo vem do fato de que o primeiro fornece um modo sistemático do cálculo da matriz de ganho de controle por realimentação de estados, de forma que, seja minimizada uma determinada função custo [73] e [74]. Uma vez o controle atuando no sistema tal que essa função seja minimizada (na qual é definida pelo projetista) o referido controle é, por definição, denominado de controle ótimo.

Dado um sistema definido pela equação (4.16), o projeto do regulador linear quadrático ótimo consiste em encontrar a matriz  $\mathbf{k}$  do vetor de controle ótimo dado por:

$$\hat{d} = -\mathbf{k}\hat{\mathbf{x}}, \quad (4.19)$$

para minimizar o índice de desempenho  $J$  dado por:

$$J = \int_0^{\infty} (\hat{\mathbf{x}}^t \mathbf{Q} \hat{\mathbf{x}} + \hat{d}^t \mathbf{R} \hat{d}) dt, \quad (4.20)$$

em que o sobrescrito  $t$  denota o transposto da matriz.

O projeto do controle LQR é obtido com o objetivo de minimizar a função custo  $J$  que é definida na expressão (4.20), como uma combinação linear dos estados e do sinal de controle presentes no sistema. A matriz  $\mathbf{Q}$  estabelece quais estados a serem controlados são mais relevantes do que os outros. A matriz  $\mathbf{R}$  pondera a ação de controle a ser aplicado. Diante disto, o vetor  $\mathbf{k}$  ótimo é encontrado levando-se em consideração o consumo de energia dos sinais de controle e das variáveis de estado.

Se os valores dos elementos não conhecidos do vetor  $\mathbf{k}$  forem determinados para minimizar o índice de desempenho  $J$ , então o sinal de controle  $\hat{d}$  da expressão (4.19) será ótimo para qualquer estado inicial  $\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{0})$  do sistema definido por (4.16) [74]. Então, para a solução do problema de otimização, deve-se inicialmente encontrar a solução da expressão reduzida de Riccati para a matriz  $\mathbf{W}$  a seguir:

$$\mathbf{A}^t \mathbf{W} + \mathbf{W} \mathbf{A} - \mathbf{W} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^t \mathbf{W} + \mathbf{Q} = \mathbf{0}. \quad (4.21)$$

Uma vez encontrada a matriz  $\mathbf{W}$ , encontra-se o vetor  $\mathbf{k}$  dado por:

$$\mathbf{k} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^t \mathbf{W} \quad (4.22)$$

Assim a lei de controle ótima da expressão (4.19) é encontrada e o projeto do controle

LQR é finalizado.

Porém, a lei de controle deverá sofrer algumas alterações, pois a partir da modelagem obtida, pode ser verificado que o comportamento dinâmico da tensão de saída do conversor *boost*, não existe integrador (um pólo alocado na origem do plano  $s$ ). Portanto, é necessário colocar um integrador no controlador a fim de eliminar o erro estático entre a referência de controle e a variável controlada, que neste caso é a tensão de saída. Em outras palavras, o controle LQR tem que ser obrigatoriamente com ação integral. O diagrama de blocos do LQR com ação integral é mostrado na Figura 4.3 e pode ser nomeado especificamente como LQI.

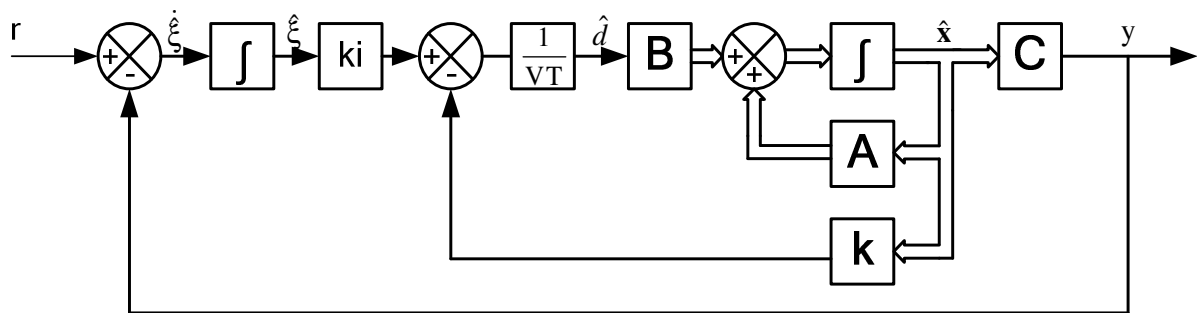


Figura 4.3 – Servossistema do tipo 1 [74].

Sendo  $1/VT$  o ganho ou a função de transferência do modulador PWM.

Fazendo-se o devido equacionamento, o modelo do controle do sistema é então aumentado com uma variável de estado  $\xi$  que representa a integral do erro entre a referência e a tensão de saída, tal que esse erro em regime permanente seja nulo [74].

Dessa forma, o modelo aumentado do sistema pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{A}} &= \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C} & 0 \end{pmatrix}, & \hat{\mathbf{B}} &= \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{pmatrix}, \\ \hat{\mathbf{C}} &= (\mathbf{C} \ 0) \end{aligned} \quad (4.23)$$

sendo que o novo vetor de realimentação  $\hat{\mathbf{k}}$ , devido à inclusão da variável de estado  $\xi$ , é dado por:

$$\hat{\mathbf{k}} = [\mathbf{k} \quad -k_i], \quad (4.24)$$

em que,  $k_i$  é o ganho de ação integral, ou fator de integração sobre o erro.

Neste caso, a função custo é redefinida para:

$$J = \int_0^{\infty} (\hat{\mathbf{e}}^t \mathbf{Q} \hat{\mathbf{e}} + \hat{\mathbf{d}}^t \mathbf{R} \hat{\mathbf{d}}) dt \quad (4.25)$$

e a lei de controle para:

$$\hat{\mathbf{d}} = -[\mathbf{k} \quad -k_i] \cdot \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} \\ \xi \end{bmatrix}, \quad (4.26)$$

As matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  são matrizes de ponderação simétricas e definidas positivas. O

vetor  $\hat{\mathbf{e}}$  é definido por:

$$\hat{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}(t) - \hat{\mathbf{x}}(\infty) \\ \hat{\xi}(t) - \hat{\xi}(\infty) \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

Onde  $\xi(t)$  é a integral no tempo do erro entre a referência e a saída, e os termos  $\hat{\mathbf{x}}(\infty)$  e  $\hat{\xi}(\infty)$  indicam o valor em regime permanente da variável correspondente.

Conseqüentemente, a matriz  $\mathbf{Q}$  também é aumentada e aqui é definida e simplificada como uma matriz diagonal, em que os elementos  $Q_{11}$ ,  $Q_{22}$ ,  $Q_{33}$  são maiores que zero e os demais são nulos, como em:

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} Q_{11} & 0 & 0 \\ 0 & Q_{22} & 0 \\ 0 & 0 & Q_{33} \end{pmatrix}. \quad (4.28)$$

Essa especificação ajuda a garantir que  $\mathbf{Q}$  seja uma matriz do tipo semidefinida positiva, sendo uma exigência para o projeto do LQR. Portanto, o sistema é projetado para que se torne assintoticamente estável, tal que  $\hat{\mathbf{x}}(\infty)$ ,  $\hat{\xi}(\infty)$ , e  $\hat{d}(\infty)$  tendam a valores constantes, e  $y(\infty)$  ao valor constante  $r$ , que é a referência do controle.

#### 4.4 Solução do LQR com o Matlab

Como afirmado anteriormente, para a obtenção da lei de controle ótima, é necessário resolver a expressão de Riccati para a matriz  $\mathbf{W}$  e com isso é obtido os valores dos parâmetros do vetor  $\hat{\mathbf{k}}$  de realimentação de estado. Porém antes, devem ser conhecidas as matrizes de ponderação  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$ . Uma vez conhecido os valores dos elementos destas matrizes, a solução do LQR no ambiente Matlab é facilmente obtido.

Na literatura, é verificado que alguns autores recorrem a métodos empíricos para a determinação de todos os elementos dessas matrizes, em outras palavras, métodos que levam tempo para ser executados [69], [70] e [73].

Já outros autores recorrem a métodos analíticos para alguns elementos ajustando os demais com progressivas simulações [71] e [72]. É desta maneira que será feita a determinação dessas matrizes e posteriormente será obtida a solução do LQR com ação integral.

##### 4.4.1 Determinação das Matrizes $\mathbf{Q}$ e $\mathbf{R}$

Uma das dificuldades em um projeto com LQR é a determinação das matrizes de

ponderação  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$ , obtida geralmente após muitas tentativas. Em [73], é utilizado um algoritmo genético cujo objetivo é determinar as matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  de modo que o LQR apresente pequenos sobressinais e o sinal de controle seja viável no caso de um distúrbio de carga. Já em [70], essas matrizes são escolhidas de forma que a ação integral é aplicada e que a ondulação de controle do ciclo de trabalho seja menor que 5 % da amplitude da rampa. Em [69], foram feitas inúmeras simulações para obtenção dos melhores valores estimados para as matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$ , em termos do sinal de saída ser suave, curta resposta transitória e o sinal de controle atuar dentro de faixa de operação.

Entretanto, os elementos  $Q_{11}$  e  $Q_{22}$  da matriz  $\mathbf{Q}$  podem ser analiticamente determinados, e no caso de  $\mathbf{R}$  e  $Q_{33}$  inicialmente escolhidos de forma que o sinal de controle seja viável, se como em [71], a função custo for definida como sendo as perdas no estágio de potência do conversor original, nas quais deseja-se que sejam reduzidas durante o regime transitório para qualquer condição dos estados do sistema.

A maior parte das perdas do conversor são do tipo ôhmicas e cada estado está associado a um nível de energia. No cálculo das perdas totais do conversor, é possível expressar essas perdas em função de cada estado do sistema, ou seja, essas perdas são parte obtidas devido ao surgimento do estado da corrente no indutor e parte obtidas devido ao da tensão no capacitor.

Os elementos na diagonal principal da matriz  $\mathbf{Q}$  de ordem  $3 \times 3$  são adotados da seguinte maneira. O elemento  $Q_{11}$  que pondera o custo do estado de corrente no indutor é a soma de todas as resistências que no cálculo das perdas se multiplicam com  $I_{La}^2$ . O elemento  $Q_{22}$  da matriz  $\mathbf{Q}$  que pondera o custo do estado de tensão no capacitor, é a soma de todas as condutâncias que no cálculo das perdas se multiplicam com o quadrado da tensão de saída.

As perdas de comutação das chaves dependem da tensão de saída e da corrente no indutor, sendo um parâmetro a ser utilizado para o cálculo de  $Q_{12}$ . Mas, deve-se lembrar que a matriz  $\mathbf{Q}$  de ponderação de estados deve ser semidefinida positiva e para isso é escolhida e montada simplesmente como uma matriz diagonal. Portanto, considera-se  $Q_{12}$  nulo e opta-se em contabilizar as perdas de comutação das chaves para o cálculo do parâmetro  $Q_{11}$ .

Sendo assim, calcula-se separadamente as perdas em função da corrente no indutor e a outra parte em função da tensão de saída. De forma geral, todas as perdas por condução nos elementos entra na totalização das perdas em virtude da corrente no indutor. Enquanto que as perdas por comutação em todos os componentes, na totalização das perdas em função da tensão de saída, com exceção da perda de comutação das chaves, pois este é dependente também da corrente no indutor. Portanto, os elementos de  $\mathbf{Q}$  que ponderam a energia dos

estados, são assim calculados. O parâmetro  $Q_{33}$  e  $\mathbf{R}$  são arbitrariamente escolhidos de forma que o sinal de controle opere dentro de sua faixa linear de operação e que seja observado por meio de simulação um bom comportamento da corrente no indutor e da tensão no capacitor.

As perdas totais do conversor original da Figura 3.1 nas especificações da Tabela 4.1, foram encontradas na expressão (3.136):

$$P_{\text{tot\_AG}} = 16,52\text{W} \quad (4.29)$$

As perdas em virtude da fluidez da corrente do indutor nos diversos elementos do conversor são dadas por:

$$P_{\text{tot\_}(I_{La})} = P_{La} + P_{tr} + 2.P_{S3} + 2.P_{D3} + 2.P_{D5} + P_{\text{Cout}} = 14,67 \text{ W}. \quad (4.30)$$

Considerando o ponto nominal de operação a carga plena, tem-se que:

$$Q_{11} \cdot I_{La}^2 = P_{\text{tot\_}(I_{La})} \rightarrow Q_{11} = \frac{14,6\text{W}}{(23,81/0,97)^2} = 0,0244 \Omega \quad (4.31)$$

Então,  $Q_{11} = 0,0244\Omega$ .

As outras perdas são em virtude da tensão de saída do conversor:

$$P_{\text{tot\_}(Vo)} = P_{\text{tot\_AG}} - P_{\text{tot\_}(I_{La})} = 1,86\text{W}, \quad (4.32)$$

$$Q_{22} \cdot V_o^2 = P_{\text{tot\_}(Vo)} \rightarrow Q_{22} = \frac{1,86\text{W}}{400^2} = 1,1625 \times 10^{-5} \Omega^{-1}. \quad (4.33)$$

Então  $Q_{22} = 1,1625 \times 10^{-5} \Omega^{-1}$ .

O elemento  $Q_{33}$  pondera o  $\xi$ , que é a integral do erro entre a entrada e a saída, sendo um parâmetro livre. Esse grau de liberdade com  $Q_{33}$  ajusta a velocidade de resposta desejada. Optou-se inicialmente escolher um valor arbitrariamente elevado ( $10 \times 10^3$ - $20 \times 10^3$ ).

O sinal de controle pouco tem influência nas perdas do conversor. Dessa forma e no caso da matriz  $\mathbf{R}$  que é de ordem  $1 \times 1$ , o seu valor é escolhido arbitrariamente e inicialmente igual a 1, verificando por simulação como se comporta o sinal de controle. O sinal de controle deve se situar dentro da sua zona de operação, o mais distante possível da região de saturação. Caso o sinal de controle apresentar-se elevado a ponto de ocorrer a saturação do controlador, por exemplo, é recomendado aumentar o valor da matriz  $\mathbf{R}$  até que se obtenha um sinal de controle suficientemente amortecido e dentro da sua faixa linear de operação.

Assim, têm-se os valores iniciais dos elementos de  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  para utilizar na simulação. Dependendo do desempenho observado, pode-se reajustar alguns desses elementos para a otimização do projeto.

#### 4.4.2 Determinação da Lei de Controle Ótima

No caso do projeto desse conversor com o controlador LQR, utiliza-se o auxílio do programa Matlab para resolver o problema do LQR.

Todas as variáveis de estado devem ser mensuráveis e devem estar disponíveis para realimentação, em outras palavras, o sistema deve ser de estado controlável [70] e [72].

Após o teste da controlabilidade, é feito o seguinte: Inicialmente, determina-se a matriz de controlabilidade com o comando  $\text{Con}=\text{ctrb}(\text{Ahat},\text{Bhat})$  e em seguida faz-se o teste do posto dessa matriz com  $\text{rank}(\text{Con})$  que resulta na mesma ordem de Ahat. Logo, o sistema é de estado controlável [74].

Feito o teste, determina-se o ganho ótimo para o vetor de realimentação de estado.

A instrução  $[\hat{\mathbf{k}}, \mathbf{W}, \text{polos}_{\text{mf}}]=\text{lqr}(\text{Ahat},\text{Bhat},\mathbf{Q},\mathbf{R})$  determina a solução da expressão de Riccati para a matriz  $\mathbf{W}$ , o ganho ótimo da matriz de realimentação (vetor  $\hat{\mathbf{k}}$ ) da expressão (4.24) e a localização dos pólos de malha fechada do sistema ( $\text{polos}_{\text{mf}}$ ).

Dessa forma, o valor numérico para o ganho ótimo  $\hat{\mathbf{k}}$  de realimentação para o conversor equivalente é:

$$\hat{\mathbf{k}} = (0,0251 \quad 0,177 \quad -22,361). \quad (4.34)$$

Deve-se conhecer o valor de ganho ótimo de realimentação para o conversor original, pois é este o sistema físico a ser controlado na prática. Este ganho ótimo para o controle do conversor original com realimentação unitária da tensão de saída será denominado de  $\hat{\mathbf{k}}_{\text{orig}}$ . A meta agora é descobrir os valores numéricos para este vetor.

Como o indutor do conversor equivalente e do conversor original opera sob as mesmas condições, então o primeiro elemento do vetor  $\hat{\mathbf{k}}$  (ganho de realimentação de corrente no indutor do conversor equivalente), é igual ao primeiro elemento do vetor ótimo de realimentação  $\hat{\mathbf{k}}_{\text{orig}}$  para o conversor original. Então, define-se que o  $\hat{k}_{\text{orig}_1}$  (ganho de realimentação de corrente no indutor do conversor original) é:

$$\hat{k}_{\text{orig}_1} = \hat{k}_1 = 0,0251. \quad (4.35)$$

Sendo:

$\hat{k}_{\text{orig}_1}$  - primeiro elemento do vetor  $\hat{\mathbf{k}}_{\text{orig}}$  para o conversor original,

$\hat{k}_1$  - primeiro elemento do vetor  $\hat{\mathbf{k}}$  para o conversor equivalente.

O segundo elemento do vetor  $\hat{\mathbf{k}}$ , cujo valor é 0,177, é o ganho de realimentação de tensão no capacitor do conversor equivalente. Para o caso do conversor original cuja tensão nominal de saída é de 400 V, o ganho  $\hat{k}_{\text{orig}_2}$  (ganho de realimentação de tensão no capacitor

do conversor original) é:

$$\widehat{\text{korig}}_2 = \widehat{k}_2 \cdot (r_v)^{-1} = 0,177 \cdot (5,71)^{-1} = 3,0999 \times 10^{-2}. \quad (4.36)$$

Sendo:

$\widehat{\text{korig}}_2$  – segundo elemento do vetor  $\widehat{\text{korig}}$  encontrado para o conversor original.

$\widehat{k}_2$  – segundo elemento do vetor  $\widehat{\mathbf{k}}$  para o conversor equivalente.

O último elemento do vetor ótimo de realimentação em (4.34) é o ganho do integrador do conversor equivalente multiplicado por -1.

Já para o conversor original, o último elemento de  $\widehat{\text{korig}}$  é, então:

$$\widehat{\text{korig}}_3 = \widehat{k}_3 \cdot (r_v)^{-1} = -22,361 \cdot (5,71)^{-1} = -3,9131 \quad (4.37)$$

#### 4.4.3 Simulação do Modelo Teórico Controlado em Malha Fechada com o LQR

O programa completo escrito em Matlab do projeto do controle e simulação do sistema em malha fechada com o controle LQR está disponível no Apêndice A.2 deste trabalho. Com a determinação do ganho de realimentação (vetor  $\widehat{\mathbf{k}}$ ), pode-se fazer a simulação através do modelo do conversor equivalente controlado com o LQR.

Assim, obtém-se a seguinte análise temporal da tensão de saída parametrizada do conversor equivalente, em que 1 representa 100% da tensão nominal de 70 V.

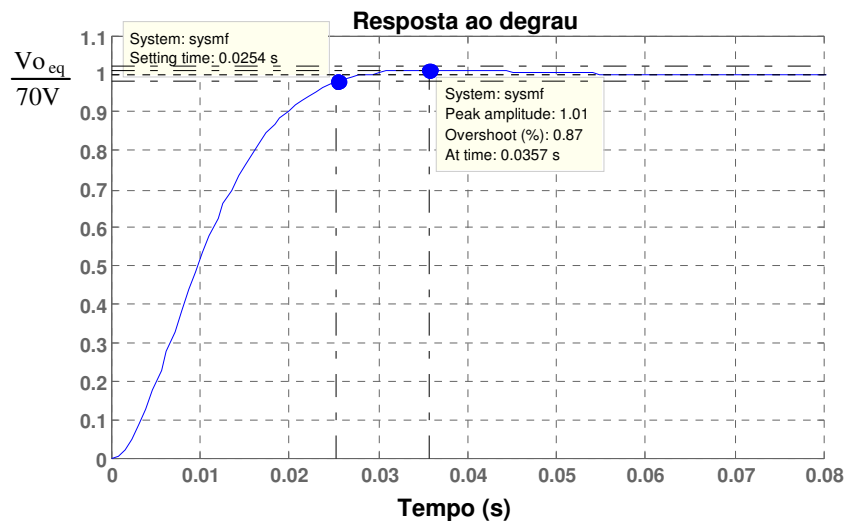
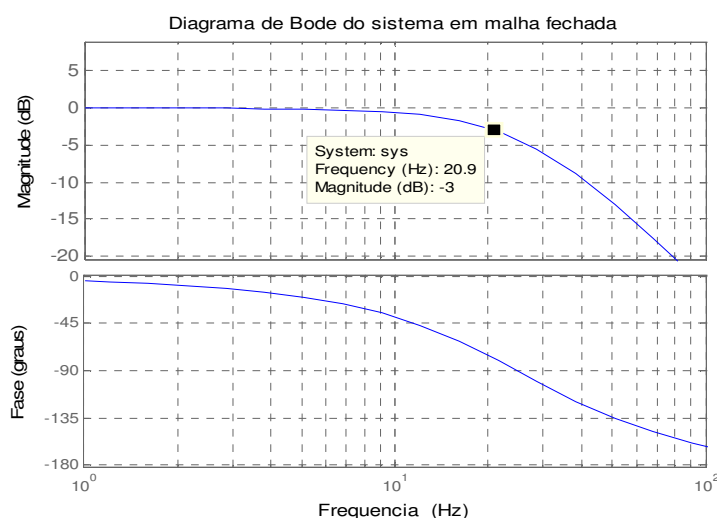


Figura 4.4 – Resposta da tensão de saída parametrizada na partida do conversor equivalente.

Como pode ser observada, a tensão apresenta um comportamento pouco oscilatório (bastante amortecido) e exibe um máximo sobre-sinal de 0,87 %, seguindo a referência em aproximadamente 35,7 ms. Sistemas projetados pelo método do regulador linear quadrático ótimo geralmente apresenta essas características – menos oscilatória e bem amortecida [73] e [74].

Também pode ser feita a análise em frequência do sistema, através da instrução `bode(sysmf)`, que resulta em:



**Figura 4.5 – Diagrama de Bode do sistema em malha fechada.**

Se o ganho do modulador PWM fosse unitário, o diagrama de Bode do sistema compensado pelo LQR, mostraria que a frequência de corte estaria em torno de 24,62 Hz. Como o ganho do modulador a ser utilizado é em torno de 0,2, então o sinal de controle é atenuado em 5 vezes, tirando a condição ótima de controle para uma outra sub-ótima. O vetor  $\hat{\mathbf{k}}$  deveria ser então multiplicado por 5 para compensar essa atenuação.

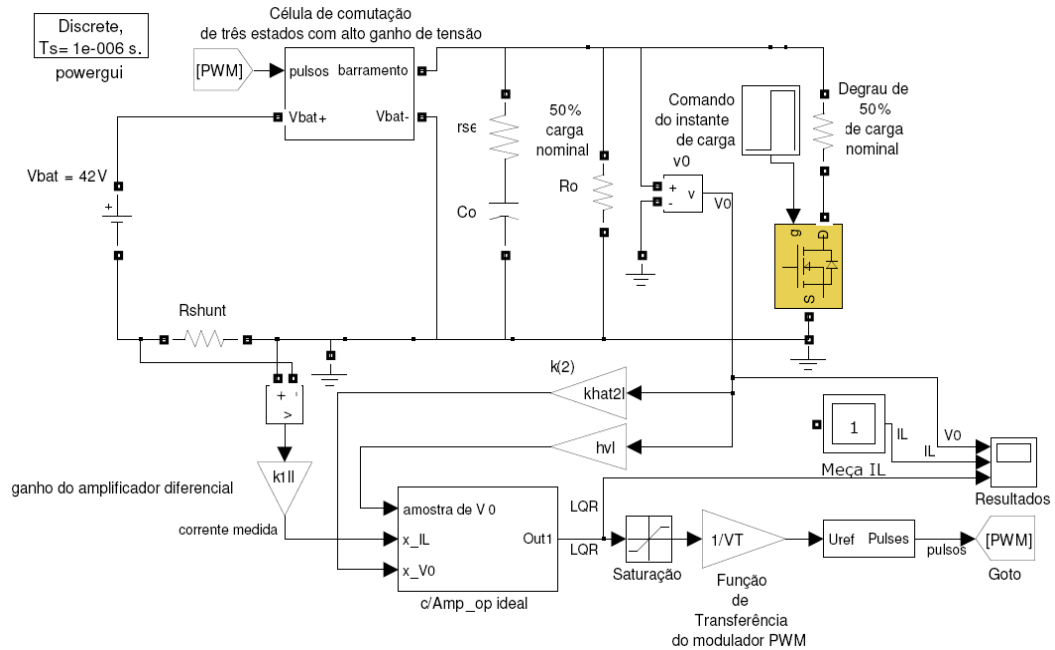
Entretanto, opta por não alterar o ganho  $\hat{\mathbf{k}}$ , porque assim a frequência de corte fica mais baixa, próximo dos 20 Hz (20,93 Hz, vide Figura 4.5), e assim a malha de tensão é mais lenta. De acordo com [75], para minimizar a ondulação da corrente no indutor que uma carga não-linear produziria, a malha de tensão deve ser lenta.

Tal metodologia é justificável, haja vista que para compensar os efeitos de ruído, como a corrente pulsada da carga não-linear, deve-se modificar a configuração ótima e aceitar um desempenho subótimo, ou alterar o índice de desempenho [74].

## 4.5 Simulação do Conversor no Matlab/Simulink

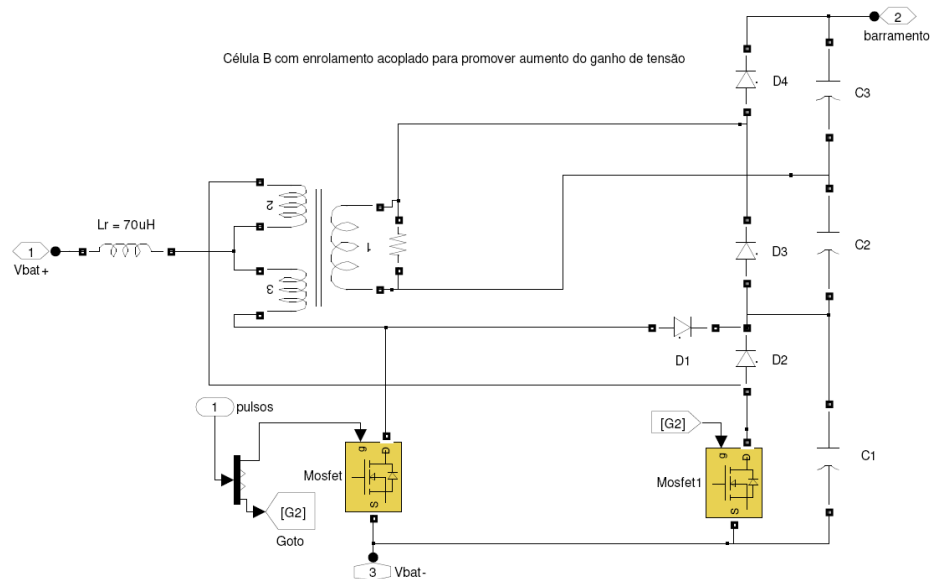
Como forma de comprovar os resultados de simulação do programa Orcad bem como ratificar o desempenho observado, utilizou-se também o programa Matlab e, especificamente, o *Simulink* para simular o conversor *boost* com o controle LQR proposto. Na Figura 4.6, é apresentado o diagrama de blocos do circuito. O digrama é composto por dois subsistemas: o subsistema "célula de comutação de três estados" e o subsistema "compensador LQR com amplificador operacional". O sistema foi simulado aplicando degraus de carga de 50 % do valor nominal.





**Figura 4.6 – Diagrama de blocos no Simulink para a simulação do conversor original com o controle LQR com ação integral proposto.**

A Figura 4.7 apresenta o detalhamento do subsistema "célula de comutação de três estados-CCTE". É composto basicamente pela célula B [45], um enrolamento secundário acoplado ao transformador da célula para ajudar no aumento do ganho de tensão e os diodos retificadores D3 e D4 que junto com os capacitores C2 e C3 formam um circuito dobrador de tensão. Essa tensão é somada com a tensão do capacitor C1. Dessa maneira a estrutura está de acordo com a topologia do conversor *boost* de alto ganho discutido no capítulo 3.



**Figura 4.7 – Detalhamento do subsistema da Célula B [45] com os demais componentes envolvidos.**

A Figura 4.8 apresenta o detalhamento do subsistema "compensador LQR com amplificador operacional". É composto por um amplificador operacional configurado como foi feito para a simulação no Orcad. Em tal subsistema estão presente todas as variáveis de

estado e também a amostra de tensão de saída do conversor. A ref1 é de valor unitário como também foi ajustado no Orcad.

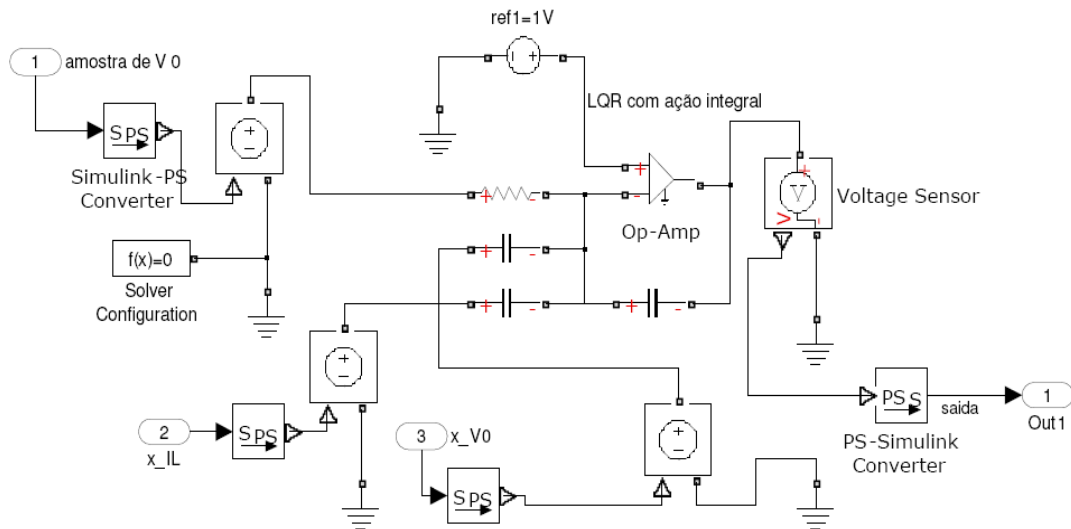


Figura 4.8 – Subistema do compensador LQR com ação integral utilizando amplificador operacional.

Dessa maneira, todo o circuito de controle e bem como o conversor foi esboçado em diagrama de blocos do *Simulink*. Finalmente, a Figura 4.9 apresenta o comportamento transitório da tensão na carga e a corrente no indutor para uma variação na resistência de carga de 50 % (de 320 Ω para 160 Ω) e após 100 ms de 160 Ω para 320 Ω.

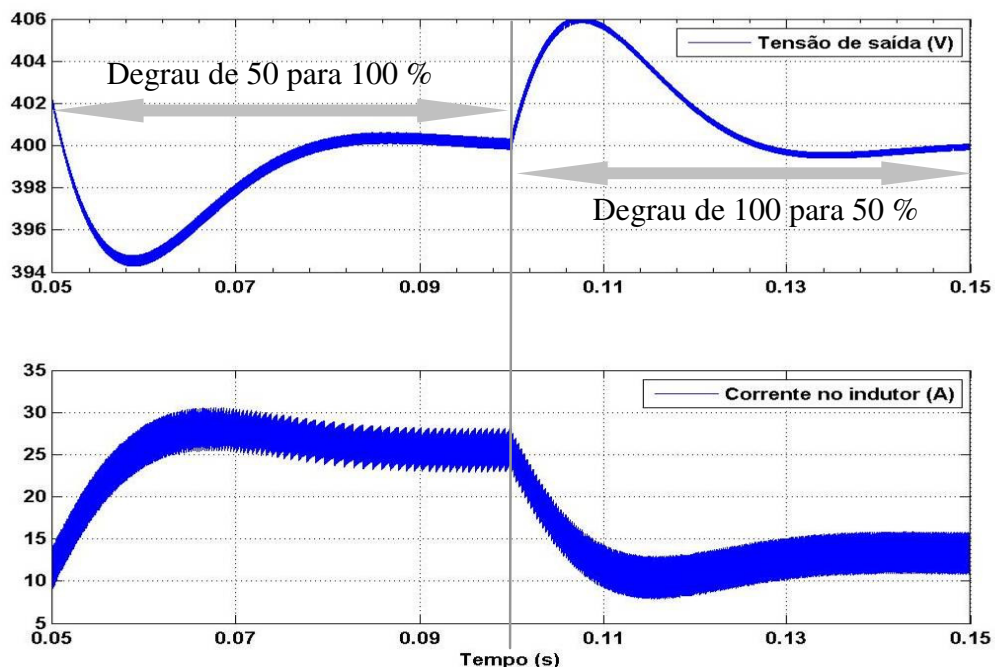


Figura 4.9 – Degraus de carga de 50 % para 100 % e de 100 % para 50 %.

Tal figura mostra os mesmos resultados dos quais foram obtidos no Orcad. A diferença é pequena, pois na figura é observado um sobressinal de apenas 1,5 % quando na rejeição do distúrbio (rejeição de carga), enquanto que no Orcad o valor é de 1 %. Tais

porcentagens ocorrem o mesmo para os dois simuladores quando na entrada de carga.

Quanto ao tempo de recuperação, pode ser reparado um tempo de aproximadamente 20 ms. A tensão de saída do conversor não apresenta erro estacionário (devido à ação integral inserida no LQR), mesmo em plena carga (160  $\Omega$ ). A corrente no indutor não apresenta oscilação excessiva.

#### 4.6 Simulação do Conversor no Orcad

Para validar as análises, o *software* ORCAD foi utilizado para a simulação do funcionamento do conversor com o emprego do controle LQR com ação integral. A Figura 4.10 mostra o conversor original simulado.

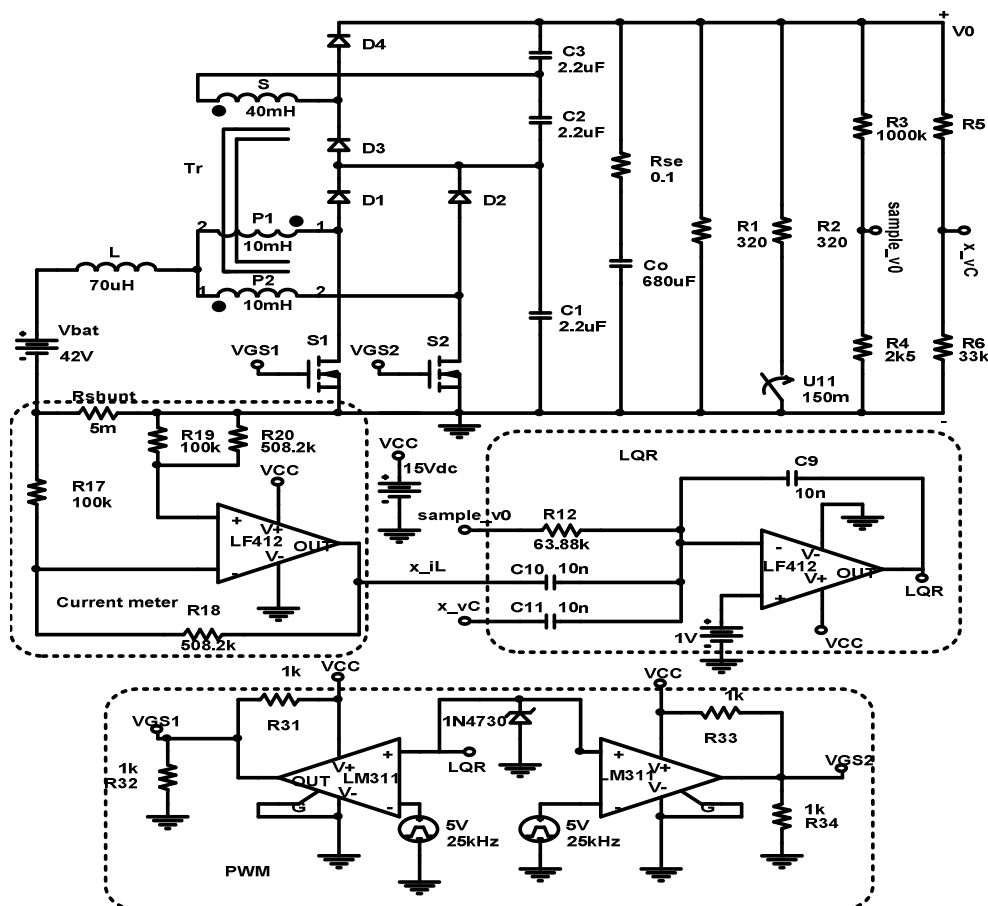


Figura 4.10 – Esquemático para simulação do conversor *boost* de alto ganho de tensão com o controle LQR utilizando o *software* ORCAD.

A Figura 4.11 mostra a resposta no transiente na partida do conversor à plena carga e com condições iniciais nulas. Durante este processo, o sinal de controle não apresenta saturação e a tensão de saída se comporta muito bem com baixo sobressinal na faixa de 5 %, enquanto que o pico de corrente não é tão elevada, considerando que este é aproximadamente quatro vezes o valor da corrente em regime permanente.

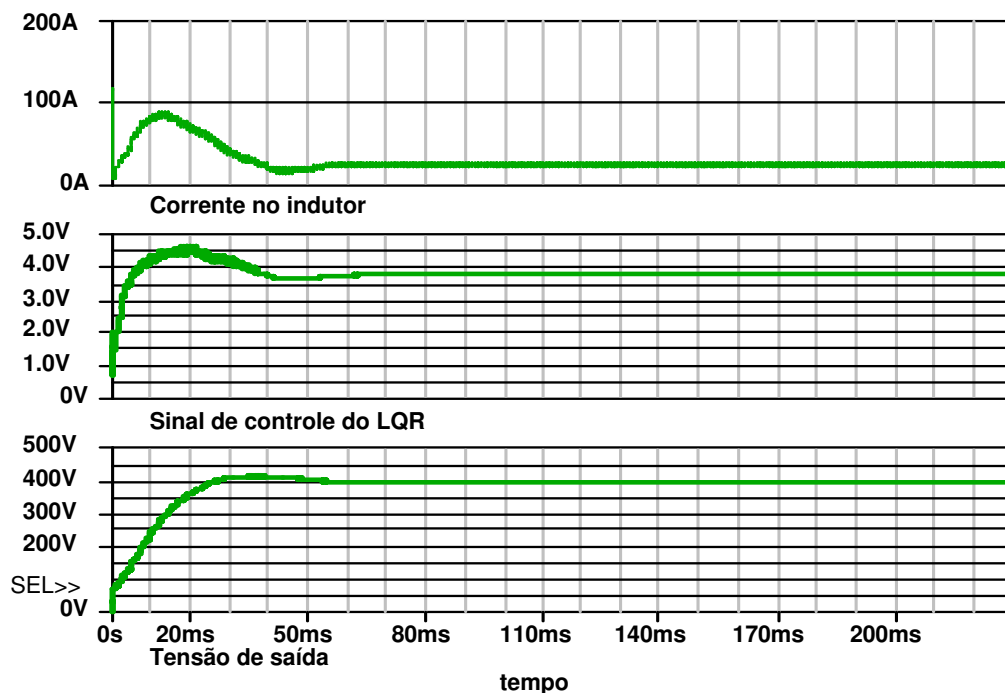


Figura 4.11 – Partida do conversor com 100 % de carga e com todas as condições iniciais nulas. (De cima para baixo, corrente no indutor, sinal de controle, tensão de saída com sobressinal de 5 % em 37,5 ms).

A Figura 4.12 mostra um degrau de carga de 1 kW para 0,5 kW. A corrente através do indutor é rapidamente restaurada para o novo ponto de operação em cerca de 20 ms. O sinal de controle permanece com pouca ondulação, e a sobretensão na saída é muito pequeno cerca de 1 % do valor nominal.

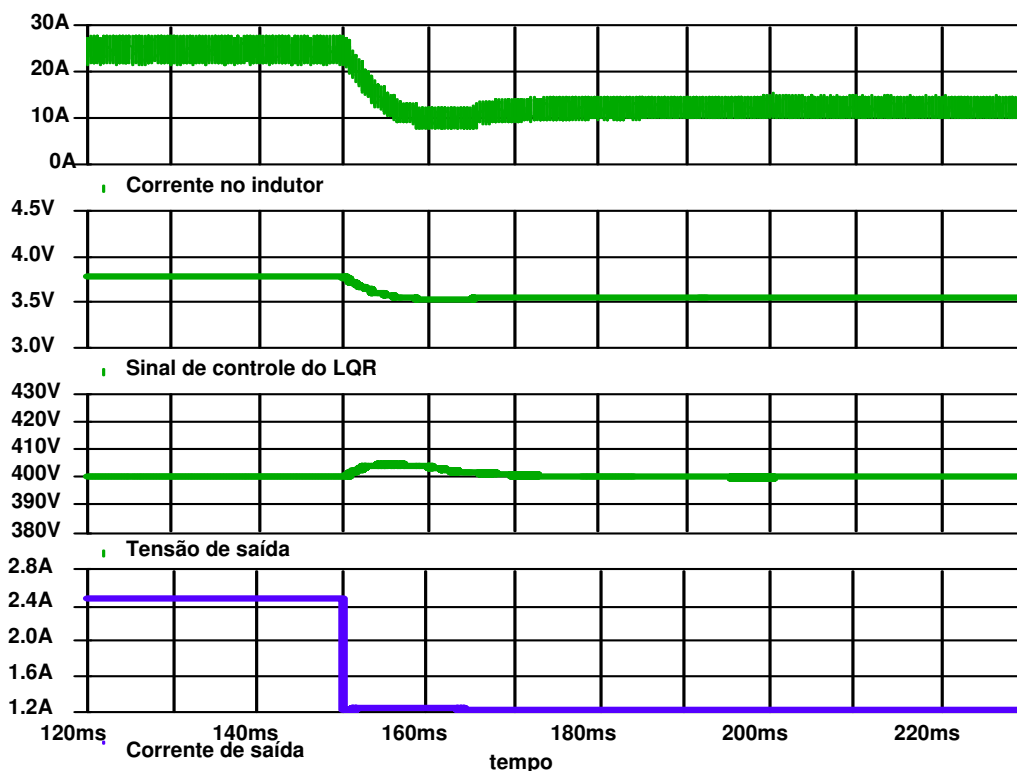


Figura 4.12 – Degrâu de carga de 100 para 50 % com sobressinal de 1 % na tensão de saída.

Já a Figura 4.13 mostra um degrau de carga de 0,5 kW para 1 kW. Como pode ser observado a corrente no indutor não tem oscilação excessiva, enquanto que o sinal de controle permanece praticamente constante. Um afundamento de tensão muito pequeno de aproximadamente 1 % da tensão nominal é observado na saída.

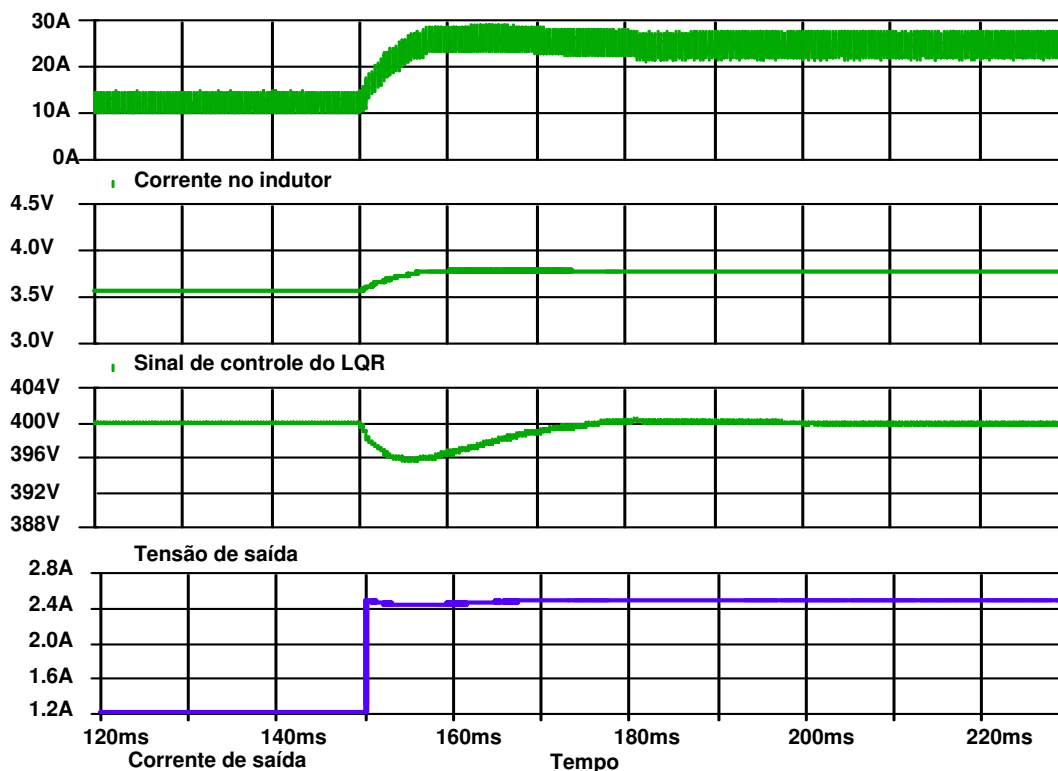


Figura 4.13 – Degrau de carga de 50 % a 100 %.

Como pode ser observado na Figura 4.11, na Figura 4.12 e na Figura 4.13, o LQR opera de forma muito satisfatória, regulando a tensão de saída no valor desejado. Em regime permanente, o sinal de controle se comporta praticamente como um sinal constante, possuindo uma ondulação quase nula, o que dificilmente ocorre com outras técnicas de controle, sendo um aspecto também muito interessante.

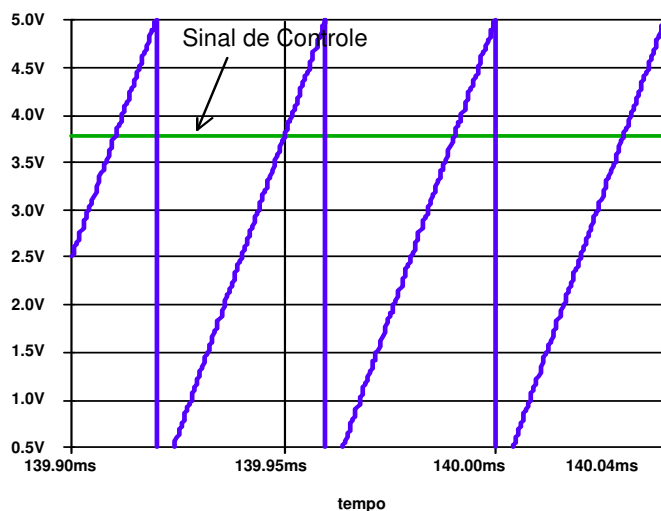


Figura 4.14 – Sinal de controle e a dente de serra.

Isso pode ser melhor examinado através da Figura 4.14 onde o sinal dente de serra do modulador PWM (em 25 kHz) é apresentado junto com o sinal de controle do LQR para o acionamento do conversor a plena carga.

Pode-se então afirmar que o sinal de controle está bastante estável, proporcionando um bom acionamento para as chaves do conversor.

## 4.7 Implementação Prática do Circuito de Controle Proposto para o Conversor

Para realizar a implementação prática do circuito de controle proposto, é feita a combinação dos circuitos integrados, o MC34152, o UC3524 e o LF412. O primeiro é utilizado para o adequado acionamento das chaves e o segundo para a geração dos sinais PWM defasados de 180°, cujo ciclo de trabalho é proporcional ao sinal de controle proveniente do compensador LQR, que por sua vez é construído com o LF412. Assim, é apresentado o cálculo de todos os elementos necessários para que o conversor opere no desempenho desejado de projeto.

### 4.7.1 Dimensionamento dos Medidores de Tensão e de Corrente para Realimentação

Os elementos do vetor ótimo para o conversor original foram obtidos, os quais são organizados na tabela a seguir:

**Tabela 4.3 – Ganhos de realimentação do compensador LQR do *boost* de alto ganho.**

Parâmetros	Descrição	Valores
$\hat{k}_{orig1}$	Ganho de realimentação de corrente no indutor	0,025
$\hat{k}_{orig2}$	Ganho de realimentação de tensão no capacitor	$3,0999 \times 10^{-2}$
$-\hat{k}_{orig3}$	Ganho de integração do erro entre a entrada e a saída	3,9131

Para a realimentação da corrente no indutor no sinal de controle, é utilizado um sensor do tipo *shunt* ( $r_{shunt}$ ), o qual deve apresentar baixas perdas. O sensor utilizado é de baixa resistência, o que ocasiona uma pequena queda de tensão, sendo insuficiente para a realimentação.

Então, deve-se utilizar um elemento de amplificação para o sinal proveniente desse sensor. No caso, opta-se em utilizar um amplificador operacional na configuração diferencial com o LF412 apresentado na Figura 4.15.

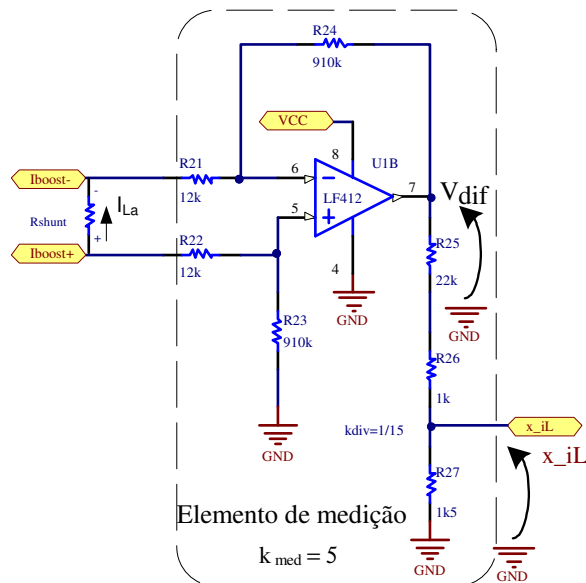


Figura 4.15 – Esquema de medição da corrente no indutor para realimentação.

Esse artifício foi utilizado para que sinais de pequena amplitude possam ser medidos sem que o problema de *off-set* do amplificador interfira nessa medição.

A realimentação do sinal de medição da corrente no indutor  $x_{iL}$  que compõe parcialmente o sinal  $\hat{d}$  é dado por:

$$x_{iL} = \hat{k}_{orig1} \cdot I_{La} = k_{med} \cdot r_{shunt} \cdot I_{La} . \quad (4.38)$$

Inicialmente, adota-se o  $r_{shunt}$  como sendo de 5 mΩ, o ganho  $k_{med}$  do elemento de medição na amplificação da queda de tensão em  $r_{shunt}$  deve ser:

$$k_{med} = \frac{\hat{k}_{orig1}}{r_{shunt}} = \frac{0,025}{0,005} = 5 . \quad (4.39)$$

A corrente que circula pelo  $r_{shunt}$  é em torno de 20 A, o que provoca uma queda de tensão de 0,1 V nesse resistor. O amplificador diferencial, por sua vez, poderia ser utilizado para amplificar em 5 vezes esse sinal de 0,1 V, o que resultaria em 0,5 V. No entanto, pelo fato desse sinal a ser amplificado ser muito pequeno e próximo da menor tensão que o amplificador LF412 pode fornecer (na faixa de 0,7 V), adota-se inicialmente o ganho do amplificador da Figura 4.15 em 75 vezes ( $k_{dif\_adotado}$  igual a 75).

Com essa solução, os resistores R21, R22, R23, R24, R25, R26, R27 são determinados. O R21 é igual ao R22 e o R23 igual ao R24. Adotando R21 de 12 kΩ, o R24 é de:

$$k_{dif\_adotado} = \frac{R24}{R21} \rightarrow R24 = (k_{dif\_adotado}) \cdot (R21) \cong 910k\Omega . \quad (4.40)$$

Para retornar para o ganho  $K_{med}$  desejado de projeto, na saída do amplificador é

utilizado um divisor de tensão com resistores para que a razão ( $k_{div}$ ) entre a tensão dada por esse divisor ( $x_{iL}$ ) pela queda de tensão  $I_{La} \cdot r_{shunt}$  seja de 5 vezes. Agora a relação de  $x_{iL}$  com a tensão  $V_{dif}$  na saída do amplificador tem que ser de:

$$k_{div} = \frac{k_{med}}{(k_{dif\_adotado})} = \frac{5}{75} = \frac{1}{15}. \quad (4.41)$$

Então, pode ser encontrado o valor de R27, considerando R25 mais R26 igual a 23 kΩ.

$$R27 = \frac{R25 + R26}{\left(\frac{1}{k_{div}} - 1\right)} \cong 1,6k\Omega. \quad (4.42)$$

O resistor R27 é adotado de 1,5 kΩ. Logo o ganho de realimentação de estado da corrente no indutor continua sendo aproximadamente igual a  $\hat{k}_{orig1}$ .

O resistor R26 é dimensionado para que seja enviada a informação de cerca de 1,6 vezes a corrente no indutor que está sendo realimentada. Assim, R26 é determinado por:

$$1,6 = 1 + \frac{R26}{R27} \rightarrow R26 = (1,6 - 1) \cdot R27 \cong 1k\Omega. \quad (4.43)$$

Foi adotado o R26 em 1 kΩ, e o resistor R25 de 22 kΩ.

Para a realimentação da tensão no capacitor, é utilizado um divisor de tensão resistivo apresentado na Figura 4.16.

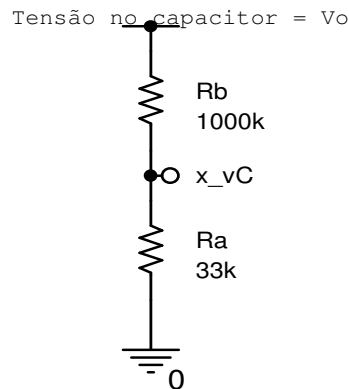


Figura 4.16 – Esquema de medição da tensão no capacitor filtro de saída.

Em que o sinal  $x_{vC}$  que compõe parcialmente o sinal de controle  $\hat{d}$  é dado por:

$$x_{vC} = \hat{k}_{orig2} \cdot V_o \quad (4.44)$$

O ganho do divisor é adotado igual ao ganho  $\hat{k}_{orig2}$ :

$$\hat{k}_{orig2} = \frac{R_a}{R_a + R_b} = \frac{x_{vC}}{V_o}. \quad (4.45)$$

Adotando Rb de 1 MΩ, Ra é aproximadamente de 32 kΩ. Ao invés desse valor, é adotado um valor comercial mais próximo de 33 kΩ.



Como o nível da tensão do conversor original é muito elevado (400 V), então não é possível realimentar diretamente esse sinal no circuito de controle. Dessa forma, essa realimentação na prática não pode ser unitária como foi apresentado no diagrama da Figura 4.3. Por isso, o ganho de realimentação da tensão de saída deve ser menor que 1.

Será também utilizado um divisor de tensão, para ser possível a medição da tensão  $V_o$  de saída do conversor. Um novo ganho de realimentação da saída é escolhido, tal que quando a referência de controle for de 1 V, o conversor atinja o nível de tensão de 400 Vcc na saída. Assim o ganho para a medição da tensão de saída é:

$$\frac{R_{av}}{R_{av} + R_{bv}} = \frac{1}{400}. \quad (4.46)$$

Adotando  $R_{bv}$  de 1000 k $\Omega$ ,  $R_{av}$  é de 2,5 k $\Omega$ .

#### 4.7.2 Solução para a Geração de PWM Usando o SG3524

Um dos grandes problemas no acionamento deste conversor (problema semelhante ao acionamento de um conversor *push-pull* alimentado em corrente) é a falta de um circuito integrado dedicado para gerar os dois sinais PWM com ciclo de trabalho maior que 0,5.

Caso contrário, o modo de operação ou a dinâmica do conversor será outro, e assim não estará garantido o seu funcionamento. Uma das grandes dificuldades encontradas foi que os componentes dedicados para tal aplicação são raramente disponíveis no comércio. Para isso, buscou-se soluções mais práticas e viáveis para o correto acionamento das chaves. Dentre elas, optou-se por uma solução que é composta basicamente pelo próprio SG3524 e o MC34152.

Inicialmente os transistores internos das saídas PWM, são polarizados na configuração emissor comum, no caso o emissor de cada transistor é ligado ao terra do circuito. Em seguida, os coletores de cada transistor (COL 1 e COL 2), são ligados a um resistor de *pull-up* de 18 k $\Omega$  (resistores R5 e R6). Assim, quando for ativo o transistor, o sinal do canal PWM correspondente estará em nível zero e quando estiver em corte, o sinal estará em nível alto.

Ocorre que no caso do SG3524, o transistor de cada canal PWM é ativado a partir do momento em que o sinal de controle é maior que o sinal dente de serra, mantendo o nível zero na saída enquanto o sinal de controle for maior. Dessa maneira, a largura do pulso em nível zero será proporcional ao sinal de controle. Porém, as chaves são acionadas em nível alto e a duração desse nível deve ser proporcional ao sinal de controle. Para isso é designado um circuito que seja responsável por esta correção. Ele é composto basicamente por um circuito subtrator, que na medida em que o sinal de controle do compensador aumenta, o subtrator

envia um sinal cada vez menor no pino 9, que então acarretará, em menor tempo de condução dos transistores. Por consequência, haverá o estreitamento do nível em zero e consequentemente o aumento do nível alto, sendo então este proporcional ao sinal de controle do compensador.

Porém, caso ocorra qualquer anormalidade no circuito, os circuitos de proteção de sobrecorrente, sobretensão ou de desligamento, enviam um sinal que faz a desconexão dos resistores de *pull-up* do sinal Vcc. Dessa forma, enquanto estiver nessa condição, não haverá nível alto nos canais PWM, existindo apenas o nível baixo, mantendo as chaves do conversor em corte.

A Figura 4.17 apresenta o circuito subtrator utilizado. Para manter a proporcionalidade entre a variação da tensão de erro com a variação do sinal de controle proveniente do controlador LQR, faz-se R3 igual a R4. Os resistores R1 e R2 são configurados de modo que haja limitação inferior do sinal de erro na saída do subtrator, garantindo uma tensão mínima em um valor maior que a tensão mínima do sinal dente de serra. O que é imprescindível, pois caso a tensão no comparador do SG3524 fique inferior ao valor mínimo do dente de serra, as chaves permaneceriam sempre fechadas, o que poderia levar na saturação do indutor e consequentemente na destruição das chaves.

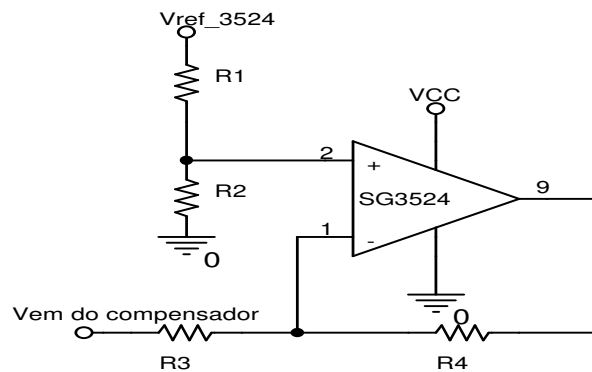
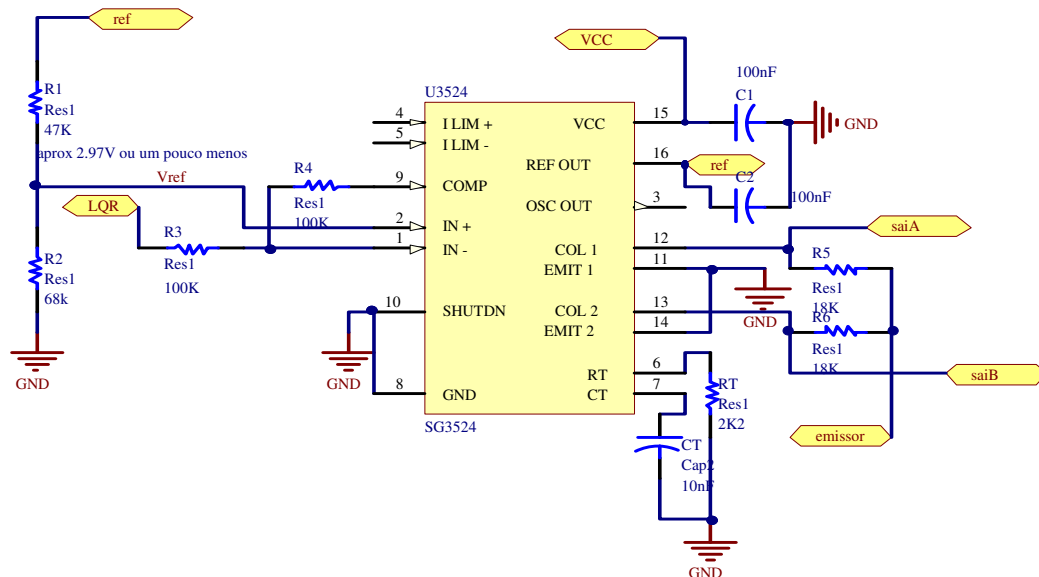


Figura 4.17 – Circuito subtrator para correção do acionamento das chaves.

A implementação do circuito subtrator pode ser realizada através do próprio amplificador de erro do SG3524, uma vez que ele não é utilizado para realizar o controle, já que o controle é realizado através do LF412.

### 4.7.3 Cálculo dos Elementos Externos ao SG3524

A Figura 4.18 mostra o SG3524 com o circuito subtrator embutidos e demais componentes auxiliares necessários para o controle aplicado ao conversor *boost* de alto ganho.



**Figura 4.18** – Esquemático do SG3524 com o circuito subtrator embutido e com os componentes externos auxiliares.

De acordo com o manual do fabricante [78], o cálculo dos componentes auxiliares ao circuito integrado, pode ser assim estabelecido:

- Os capacitores C1 e C2 têm a finalidade de desacoplar os ruídos da tensão de alimentação e da tensão de referência, respectivamente;
- Os resistores R5 e R6 configuram os canais PWM para enviarem nível alto quando o transistor do respectivo canal estiver em corte;
- O resistor RT e o capacitor CT definem a frequência de operação do sinal dente de serra;
- O pino *shutdown* é aterrado, desabilitando permanentemente a função de desligamento dos transistores. Isso é necessário, pois caso esse pino fosse ativado, os transistores estariam sempre em corte, o que levaria as chaves estarem sempre fechadas;
- Os resistores R1 e R2 formam um divisor resistivo de tensão estabilizada do pino 16 e geram a tensão de referência  $V_{REF}$  para o amplificador de erro da malha de tensão;
- Nesta aplicação, os resistores R3 e R4 configuram o amplificador operacional interno do *chip* para que o mesmo possa se comportar como um subtrator e por isso são escolhidos no valor de 100 k $\Omega$ .

Diante desse fato, o dimensionamento dos componentes externos ao SG3524 pode ser realizado. Como as chaves devem ser acionadas na frequência de 25 kHz, então a frequência do oscilador interno do *chip* deverá ser de 50 kHz. Escolhendo CT como sendo de 10 nF, o

resistor RT é determinado por:

$$RT = \frac{1,30}{f_s \cdot CT} = \frac{1,30}{50\text{kHz} \cdot 10\text{nF}} \cong 2,6\text{k}\Omega. \quad (4.47)$$

O resistor RT foi adotado para 2,2 kΩ.

A tensão mínima do sinal dente de serra é de aproximadamente de 0,8 V. Como dito anteriormente, o sinal oriundo do subtrator não pode ser inferior a essa tensão. Dessa forma é escolhido  $V_{\text{ref}}$  em 3 V. Pois, caso ocorra a saturação do amplificador responsável pelo controle LQR em 4,3 V, o sinal do subtrator será de 1,3 V, sendo maior que os 0,8 V. Para o ajuste de  $V_{\text{ref}}$  em 3 V, é escolhido R1 para o valor de 47 kΩ e consequentemente R2, é:

$$R2 = \frac{R1}{\left(\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{ref}}} - 1\right)} = \frac{47\text{k}\Omega}{\left(\frac{5}{3} - 1\right)} \cong 70\text{k}\Omega. \quad (4.48)$$

No entanto é escolhido um resistor comercial mais próximo de 68 kΩ para Ry.

#### 4.7.4 Cálculo dos Elementos Externos ao LF412

A lei de controle do regulador linear quadrático ótimo com realimentação unitária para o conversor original é dada a seguir:

$$\hat{d} = -\hat{k}_{\text{orig}3} \cdot \int_0^t (r - y) \cdot dt - \hat{k}_{\text{orig}1} \cdot \hat{x}_1 - \hat{k}_{\text{orig}2} \cdot \hat{x}_2 \quad (4.49)$$

Como a realimentação na prática não pode ser unitária, um ganho menor que 1 foi adotado para a realimentação da tensão de saída. No caso, tem-se que a amostra da tensão de saída ( $\text{amos\_v0}$ ), utilizada na realimentação, é dada por:

$$\text{amos\_v0} = \frac{y}{400} \quad (4.50)$$

e como a estratégia de controle possui ação integral, o erro entre a referência e a saída em regime permanente é nulo, tem-se que a nova referência  $\text{ref1}$  do controle deve ser:

$$\text{ref1} - \frac{y(\infty)}{400} = 0 \rightarrow \text{ref1} = \frac{y(\infty)}{400} = \frac{r}{400}. \quad (4.51)$$

Assim, a nova lei de controle  $\hat{d}_{\text{novo}}$ , torna-se agora:

$$\hat{d}_{\text{novo}} = \text{ki\_exe} \cdot \int_0^t (\text{ref1} - \text{amos\_v0}) \cdot dt - \hat{k}_{\text{orig}1} \cdot \hat{x}_1 - \hat{k}_{\text{orig}2} \cdot \hat{x}_2. \quad (4.52)$$

Essa nova lei de controle em (4.52) deve ser a mesma da expressão (4.49), logo:

$$\hat{d}_{\text{novo}} = \hat{d} \rightarrow \text{ki\_exe} \cdot \int_0^t (\text{ref1} - \text{amos\_v0}) \cdot dt = -\hat{k}_{\text{orig}3} \cdot \int_0^t (r - y) \cdot dt$$

e substituindo-se os valores tem-se que:

$$k_{i\_exe} \cdot \int_0^t \left( \frac{r}{400} - \frac{y}{400} \right) \cdot dt = -\widehat{k}_{orig3} \cdot \int_0^t (r - y) \cdot dt,$$

$$\frac{k_{i\_exe}}{400} \cdot \int_0^t (r - y) \cdot dt = -\widehat{k}_{orig3} \cdot \int_0^t (r - y) \cdot dt$$

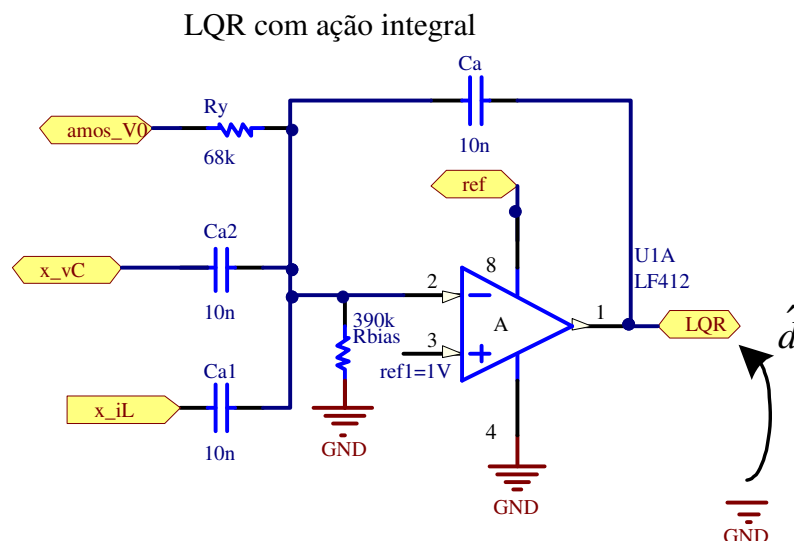
e assim, para poder utilizar na prática essa realimentação menor que 1, o ganho do integrador deve ser expresso por:

$$k_{i\_exe} = 400 \cdot (-\widehat{k}_{orig3}) \quad (4.53)$$

No qual,  $k_{i\_exe}$  é o ganho do integrador a ser implementado para o novo ganho de realimentação do conversor original, a fim de que os pólos de malha fechada não se alterem, mantendo a lei de controle ótima de projeto.

O próximo passo é escolher uma configuração com amplificadores operacionais, tal que seja empregada a lei de controle do LQR com ação integral. Entretanto na literatura, é verificado que os autores implementam o LQR com mais de um amplificador operacional [70] e para isso necessitam de alimentação simétrica, tornando a construção desse controle com um maior número de componentes, o que pode acarretar em uma menor confiabilidade do controle.

Para implementar a lei de controle do LQR, foi proposto uma maneira simples de fazê-lo com apenas um amplificador operacional. Então, após muito estudo, validação através de simulação e de resultados experimentais, foi verificada que a seguinte configuração na Figura 4.19 com apenas um amplificador operacional atinge tal objetivo.



**Figura 4.19 – Configuração do amplificador operacional para implementar o controle LQR com ação integral.**

Esta estrutura é composta basicamente por três capacitores e um resistor para ajustar o controlador. O resistor  $R_{bias}$  é de valor elevado (da ordem de 300 k $\Omega$ ), e é determinado

empiricamente uma única vez, de modo que em regime permanente, a tensão na entrada inversora do amplificador apresenta a mesma tensão de referência  $ref1$ . O resistor  $R_{bias}$  é ignorado na análise de pequenos sinais do laço de controle.

Então, fazendo-se a análise desse circuito, encontra-se o sinal  $\hat{d}$ :

$$\hat{d} = \frac{1}{R_y \cdot C_a} \int_0^t (ref1 - amos\_v0) \cdot dt - \frac{Ca1}{Ca} \cdot x\_il - \frac{Ca2}{Ca} \cdot x\_vC + ref1 \cdot \left(1 + \frac{Ca1}{Ca} + \frac{Ca2}{Ca}\right) \quad (4.54)$$

em que,  $ref1$  é a referência de valor unitário,  $amos\_v0$  é a amostra da tensão de saída através do divisor de tensão,  $x\_il$  é o estado de corrente no indutor multiplicado pelo seu ganho de realimentação  $\hat{k}_{orig1}$ ,  $x\_vC$  é o estado de tensão no capacitor multiplicado pelo seu ganho de realimentação  $\hat{k}_{orig2}$ . Os sinais  $x\_il$  e  $x\_vC$  são provenientes do amplificador diferencial e do divisor de tensão na saída respectivamente, que anteriormente já foram discutidos. A última parcela da expressão (4.54) é desprezada na análise de pequenos sinais e em regime permanente não influi na dinâmica do controle.

Através das expressões (4.38) e (4.44), os parâmetros da expressão (4.54) podem ser determinados. Então, a relação de  $Ca1$  e de  $Ca2$  com o capacitor  $Ca$  pode ser encontrada conforme a seguir:

$$\frac{Ca1}{Ca} = 1, \quad (4.55)$$

$$\frac{Ca2}{Ca} = 1. \quad (4.56)$$

Adotando-se  $Ca$  de 10 nF,  $Ca1$  e  $Ca2$  também são de 10 nF. A relação dada pelas expressões (4.55) e (4.56) foram unitárias, por conta que os ganhos dos medidores de tensão e corrente nos estados do sistema são menores que 1 e por serem possíveis de ser implementados.

Comparando-se (4.54) com (4.52), e através da definição em (4.53) o ganho de integração deve ser:

$$\frac{1}{R_y \cdot C_a} = 400 \cdot (-\hat{k}_{orig3}). \quad (4.57)$$

Como o capacitor  $Ca$  é de 10 nF, então o valor do resistor  $R_y$  pode finalmente ser determinado.

$$R_y = \frac{1}{400 \cdot (-\hat{k}_{orig3}) \cdot C_a} = \frac{1}{400 \cdot (-(-3,9131)) \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 63,88 \text{ k}\Omega. \quad (4.58)$$

Então, foi adotado um resistor comercial de 68 kΩ para  $R_y$ .

### 4.7.5 Cálculo dos Elementos Externos ao LM393N

O circuito responsável pela atuação da proteção e do desligamento do conversor é apresentado na Figura 4.20.

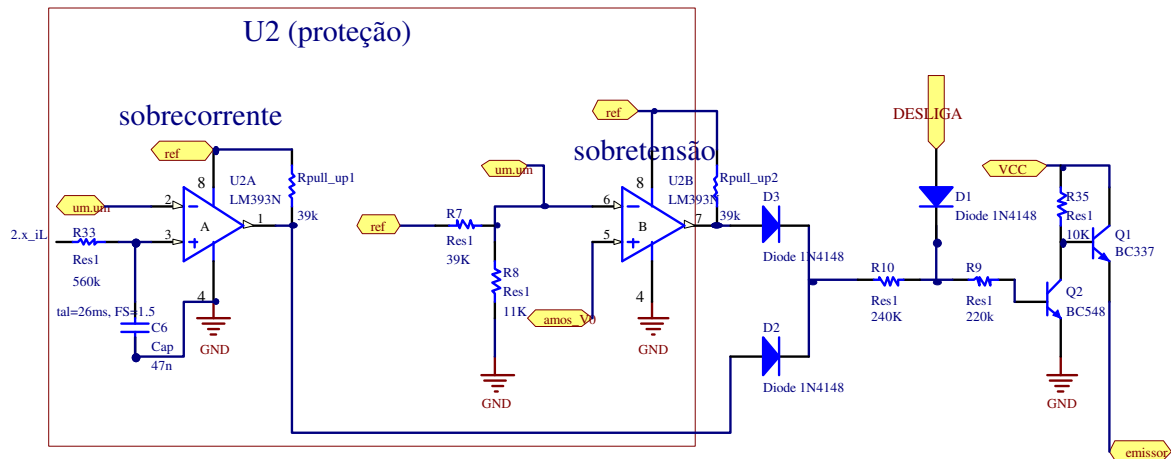


Figura 4.20 – Circuito responsável pela atuação da proteção e do desligamento do conversor.

O circuito apresenta proteção de sobrecorrente e de sobretensão e possui uma entrada para promover o desligamento do conversor. Essa entrada "desliga" é importante, pois com ela o microcontrolador pode atuar no bloqueio do funcionamento do conversor, caso a tensão do banco de baterias estiver abaixo ou acima do recomendado.

O circuito de sobrecorrente funciona do seguinte modo. Quando a corrente no indutor for aproximadamente 1,6 vezes a corrente nominal do conversor e após aproximadamente 26 ms, a entrada não-inversora estará com tensão maior que a entrada inversora. Assim, picos de corrente (acima da nominal), não implicarão no desligamento do conversor com facilidade.

A resistência R33 é designada juntamente com C6 para que a constante de tempo seja de 26 ms. Adotando C6 de 47 nF, R33 é:

$$R33 = \frac{26\text{ms}}{C6} \cong 553\text{k}\Omega \quad (4.59)$$

Assim, R33 é adotado de 560 k $\Omega$ .

No circuito de proteção de sobretensão, a partir do momento em que a tensão de saída ultrapassar 10 % do valor nominal de 400 Vcc, haverá o desligamento do PWM para as chaves, contribuindo para que a tensão no capacitor não ultrapasse o seu valor máximo de 450 Vcc.

O ajuste da tensão máxima é feito através dos resistores R7 e R6. Como a proteção deve atuar quando a tensão chegar a 440 V, e adotando R7 como sendo de 39 k $\Omega$ , é possível determinar o valor de R8:

$$\frac{R8}{R8 + R7} = \frac{1.1}{\text{ref}} \rightarrow R8 = \frac{R7}{\left(\frac{\text{ref}}{1.1} - 1\right)} \rightarrow R8 = 11\text{k}\Omega \quad (4.60)$$

O resistor R8 é de 11 kΩ.

### 4.8 Circuito de Comando e Controle Completo

Nesse circuito de comando, observa-se a presença do controlador LQR com ação integral, os dispositivos de medição de corrente e de tensão do conversor, nos quais esses sinais de medição também são utilizados nos circuitos de proteção de sobrecorrente e de sobretensão do conversor. Para adequado acionamento das chaves do conversor, entre o SG5324 e o MC34152, são utilizados componentes auxiliares como transistores e diodos.

A Figura 4.21 apresenta o circuito de controle e comando do conversor *boost* de alto ganho com a célula de comutação de três estados - CCTE, já com todos os componentes especificados e com as interligações entre os circuitos parciais descritos anteriormente.

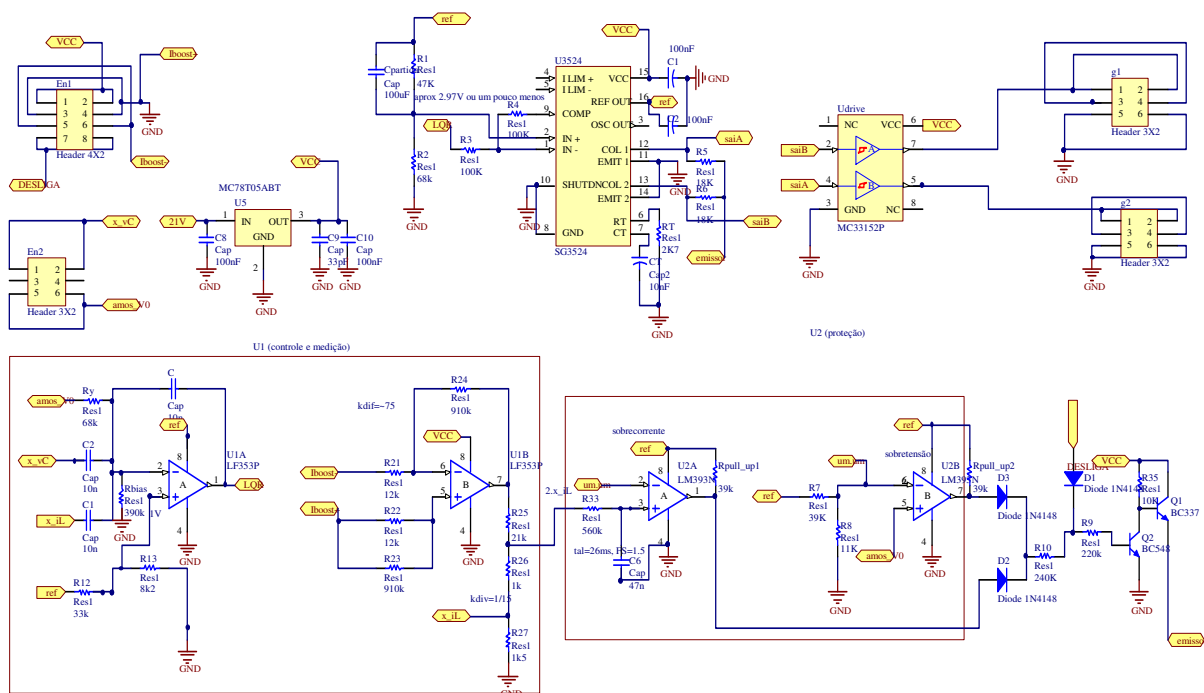


Figura 4.21 – Circuito de controle e comando completo para acionamento do conversor *boost* de alto ganho.

### 4.9 Conclusão

Este capítulo apresentou o projeto do controle do conversor *boost* do alto ganho de tensão. A técnica de controle LQR foi aplicada, motivo pelo qual foi necessário medir todas as variáveis de estado que no caso é a tensão no capacitor e a corrente no indutor. Apesar da



complexidade da modelagem do conversor, a implementação do controlador LQR com ação integral proposto mostrou ser simples, pois é necessário utilizar apenas um amplificador operacional, um resistor e três capacitores.

De acordo com os resultados de simulação, o sinal de controle apresentou oscilação desprezível e proporcionou uma ótima estabilidade de funcionamento do conversor. Nos transitórios dos degraus de carga, observou-se que o controle atuou rapidamente corrigindo a tensão de saída do conversor para o seu valor nominal, o que levou a baixos afundamentos e a baixos sobressinais da tensão de saída. Resultados de simulação também foram obtidos através do Matlab/*Simulink* o que levou a resultados próximos ao do programa Orcad.

Na simulação da partida do conversor no programa Orcad, foi verificado que a corrente de pico na entrada do conversor não foi tão elevada, pois esse pico de corrente é em torno de 400 % o valor da corrente em regime permanente. Já o sinal de controle não apresentou saturação e a tensão de saída se comportou com baixo sobressinal na faixa de 5 %. Dessa forma, o controle promoveu uma resposta satisfatória no controle da tensão de saída do conversor.

---

## Capítulo 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS CONVERSORES

---

### 5.1 Introdução

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos do protótipo desenvolvido. Os resultados experimentais são apresentados através de formas de onda de tensão e corrente nos principais elementos que compõem os estágios do sistema. Como existe um banco de baterias com tensão praticamente constante entre o primeiro e o segundo estágio, então a dinâmica do segundo estágio não interfere na dinâmica do primeiro. Os testes dos estágios podem ser feitos separadamente, pois quando acoplados não interferiram os resultados.

Vale ressaltar que os resultados experimentais foram obtidos para certas condições de operação dos níveis de tensão, corrente e, dentro das especificações técnicas, garantindo assim a faixa de funcionamento do protótipo desenvolvido. Os resultados experimentais apresentados foram obtidos usando os instrumentos de medição e sondas de tensão e corrente listados a seguir:

**Tabela 5.1 – Relação de equipamentos utilizados para aquisição dos resultados do protótipo.**

<b>Equipamento</b>	<b>Função</b>
Wattímetro digital WT13OKOGAWA	Medição do rendimento dos conversores
Osciloscópio TECTRONIX TPS2014 100 MHz 1 Gs/s	Osciloscópio para medição de tensões e correntes

### 5.2 Resultados para o Controlador de Carga

Com o intuito de realizar os ensaios experimentais, uma fonte de alimentação controlada de tensão contínua foi utilizada. Os painéis fotovoltaicos não foram utilizados, haja vista que não seria possível assegurar que o controlador estaria operando sob as mesmas condições durante os testes por causa da mudança de condições de radiação solar e de temperatura. As seguintes aquisições foram feitas, fixando o conversor para alimentar uma carga resistiva de 500 W usando uma fonte de alimentação de 48 V.

A fonte de alimentação de tensão foi ajustada em 33,6 V que representa a tensão dos painéis no ponto de máxima potência. A Figura 5.1 mostra a fotografia do conversor *boost*

com a célula de comutação de três estados-CCTE utilizado.

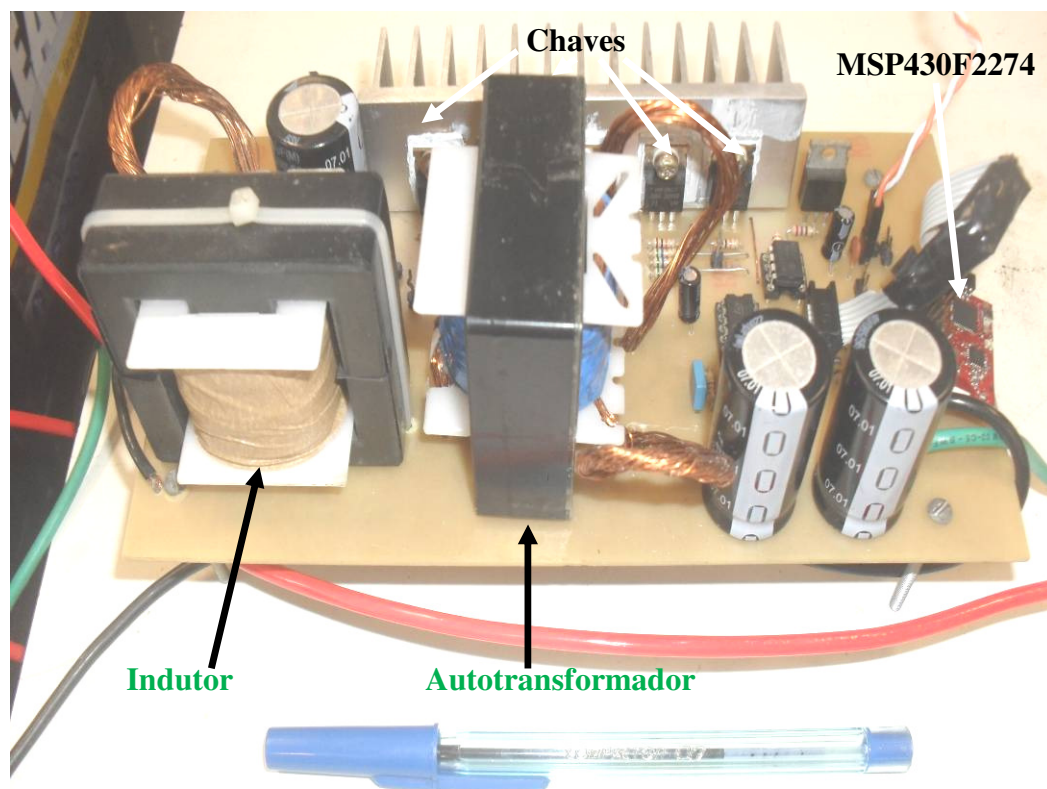


Figura 5.1 – Fotografia do primeiro estágio – controlador de carga.

A Figura 5.2 mostra a tensão e a corrente de entrada do conversor. Como era esperado, quase não há ondulação na corrente de entrada e nem na tensão de saída do conversor. Isso ajuda na busca da máxima potência dos painéis pelo algoritmo de MPPT.

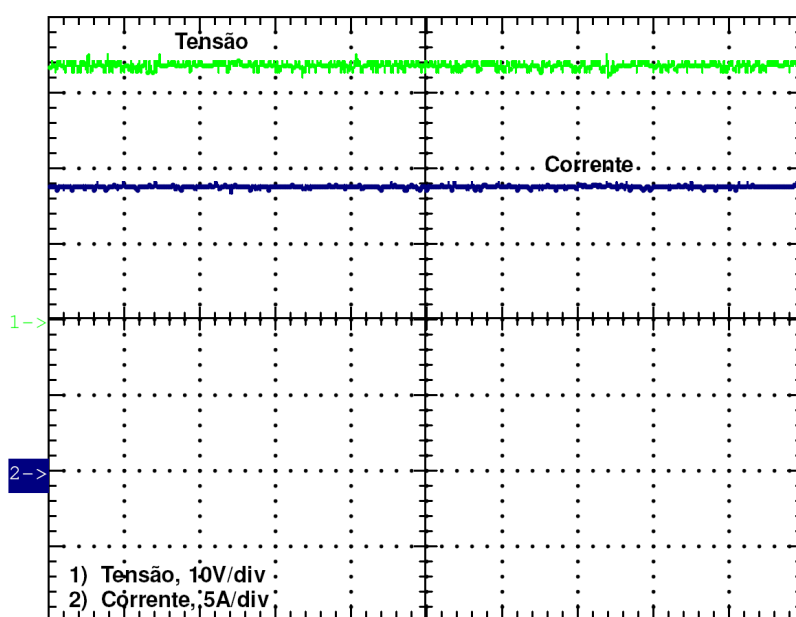


Figura 5.2 – Formas de onda de tensão e corrente de entrada (Base de tempo: 20  $\mu$ s/div).

Na Figura 5.3, podem ser verificadas as formas de onda de corrente e tensão no indutor. Em tal figura é observado que a corrente no indutor cresce e decresce linearmente,

dependendo da tensão aplicada nos seus terminais.

Quando a tensão no indutor ( $V_L$  da Figura 2.1 na página 36) é positiva, inicia-se a carga do indutor através do crescimento linear da corrente ( $I_L$ ). Mas quando a tensão no indutor é negativa, a corrente cai até que a tensão torne a ser positiva. A diferença entre o valor máximo e o valor mínimo da corrente no indutor é aproximadamente igual a 3 A e a corrente média no indutor é em torno de 17,5 A.

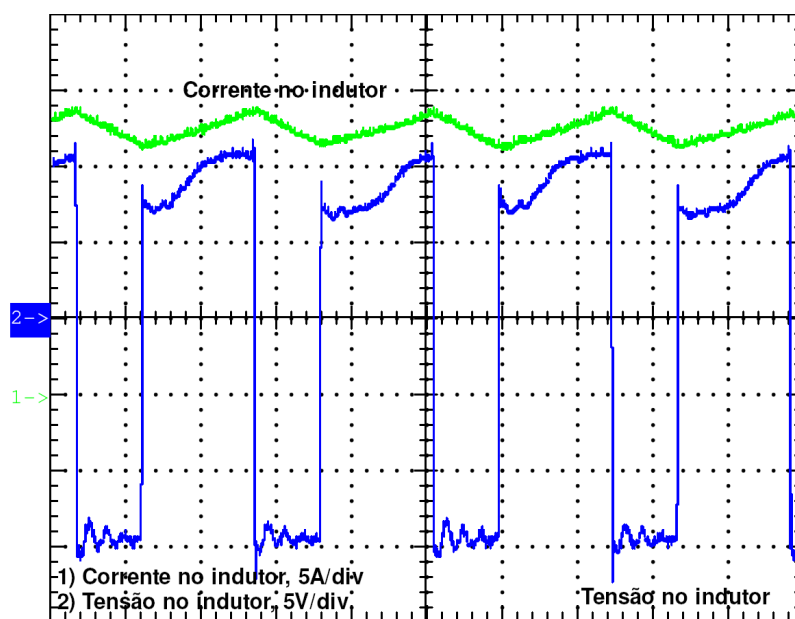


Figura 5.3 – Formas de onda no indutor (Base de tempo: 10  $\mu$ s/div).

Em seguida na Figura 5.4, pode ser verificado as formas de onda de corrente no indutor na frequência de 40 kHz, juntamente com os sinais de comando das chaves do conversor em 20 kHz. É observado que a corrente no indutor cresce quando qualquer uma das chaves é comandada a conduzir (chave S1 ou S2).

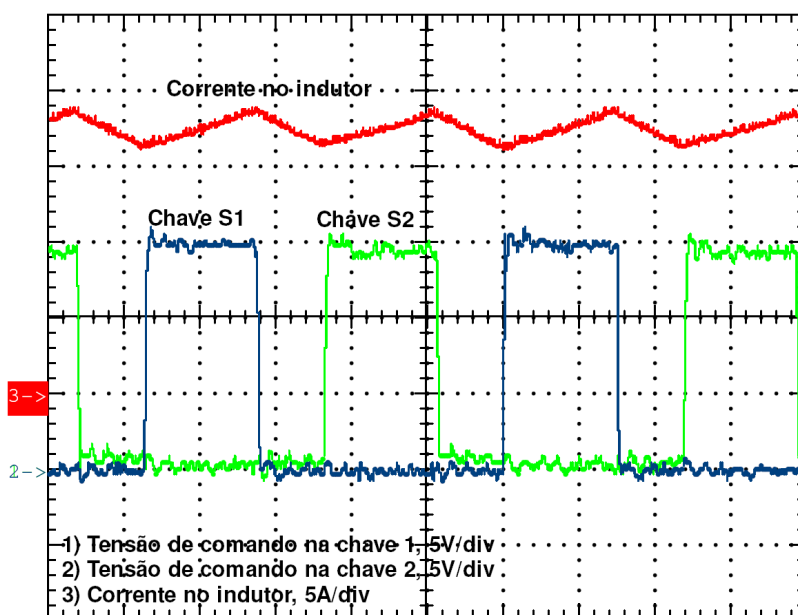


Figura 5.4 – Corrente no indutor e sinais de comando das chaves (Base de tempo: 10  $\mu$ s/div).

Enquanto que, a Figura 5.5 mostra as formas de onda de tensão e corrente em uma chave. É verificado que a tensão sobre cada chave não apresenta sobressinais excessivos que possam ocasionar a sua falha. Esse resultado é devido à inserção de um capacitor de 1 nF de polipropileno bem próximo das chaves e entre o catodo comum dos diodos de transferência e o terminal comum de terra das chaves. Pois, esse capacitor proporciona um ótimo caminho para o terra, às correntes oriundas da indutância de dispersão da trilha e dos enrolamentos do transformador.

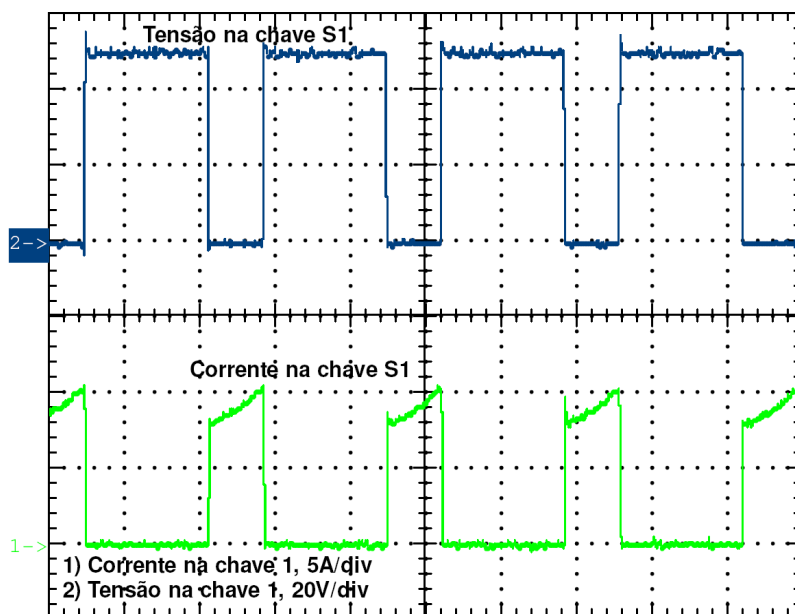


Figura 5.5 – Formas de onda de tensão e corrente na chave (Base de tempo: 20  $\mu$ s/div).

Para a análise da comutação, na Figura 5.6 são mostrados os detalhes de comutação da chave S1, onde se observa que a entrada em condução é suave e o bloqueio dissipativo. Logo, as perdas de comutação são mínimas, sendo simplesmente as perdas de comutação na entrada em condução.

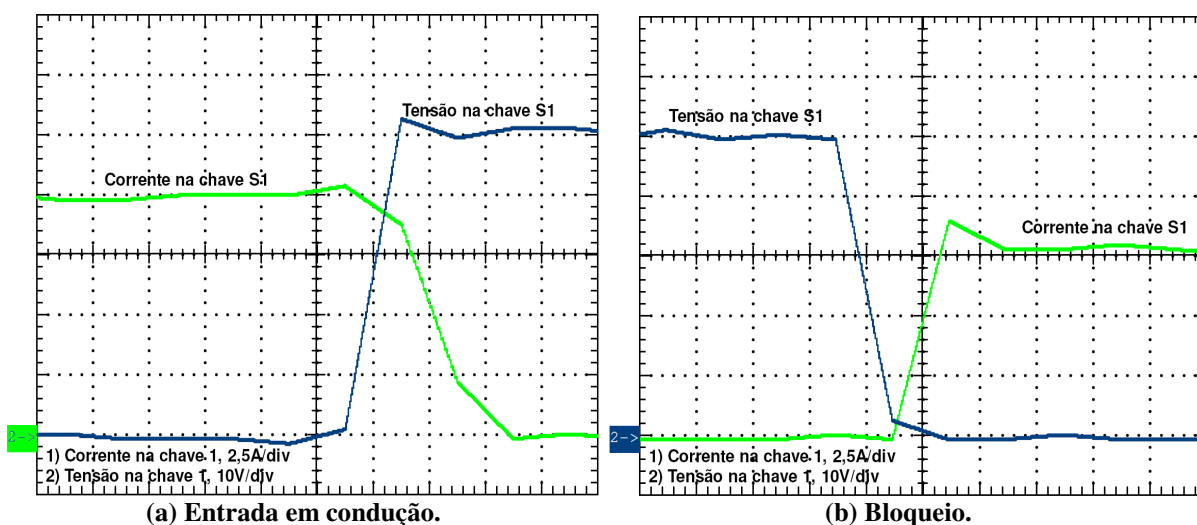


Figura 5.6 – Detalhes da comutação da chave S1 (Base de tempo: 200 ns/div).

Na Figura 5.7, são mostradas as formas de onda de tensão sobre enrolamentos do transformador. A tensão de cada enrolamento está defasada de  $180^\circ$  uma da outra para o bom funcionamento do transformador. É observado que a frequência de trabalho do transformador é a mesma frequência de chaveamento que é de 20 kHz.

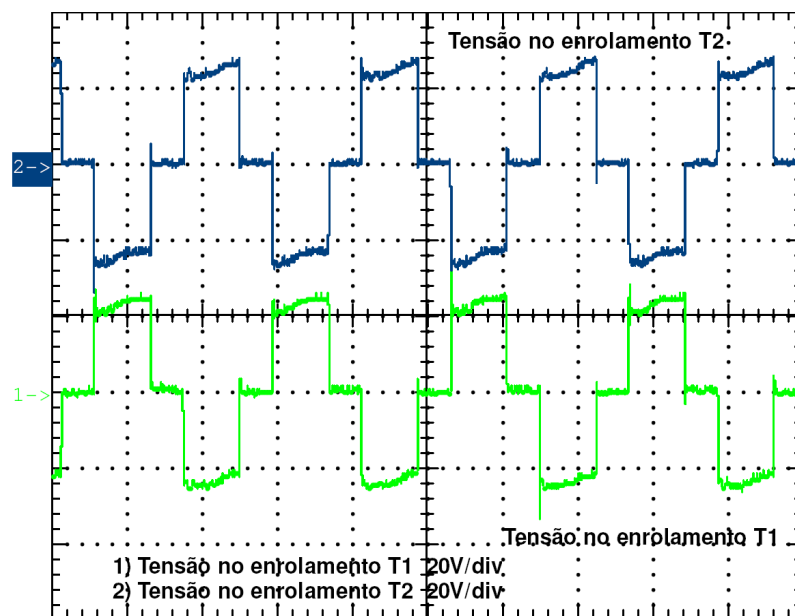


Figura 5.7 – Tensão nos enrolamentos do transformador (Base de tempo: 20  $\mu$ s/div)..

Enquanto que na Figura 5.8 são mostradas as formas de onda de corrente nos enrolamentos do transformador. Verifica-se então um pequeno desequilíbrio das correntes nos enrolamentos, sendo estas com formato ligeiramente diferente uma da outra.

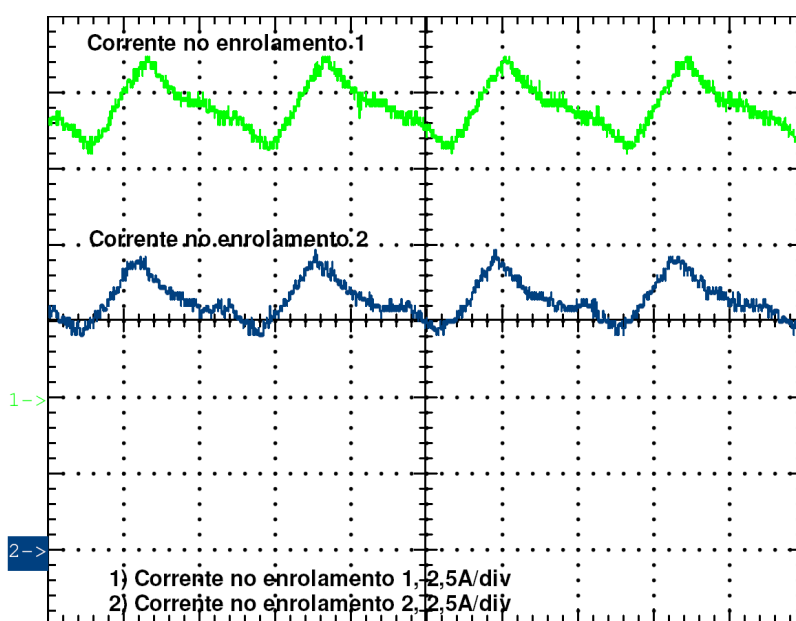


Figura 5.8 – Corrente nos enrolamentos do transformador (Base de tempo: 20  $\mu$ s/div).

Na Figura 5.9, é mostrada a tensão e corrente na saída do conversor, com uma ondulação muito pequena tal como era esperado. Para as baterias, essa forma de onda de

corrente constante é interessante, pois proporciona aumento da vida útil delas.

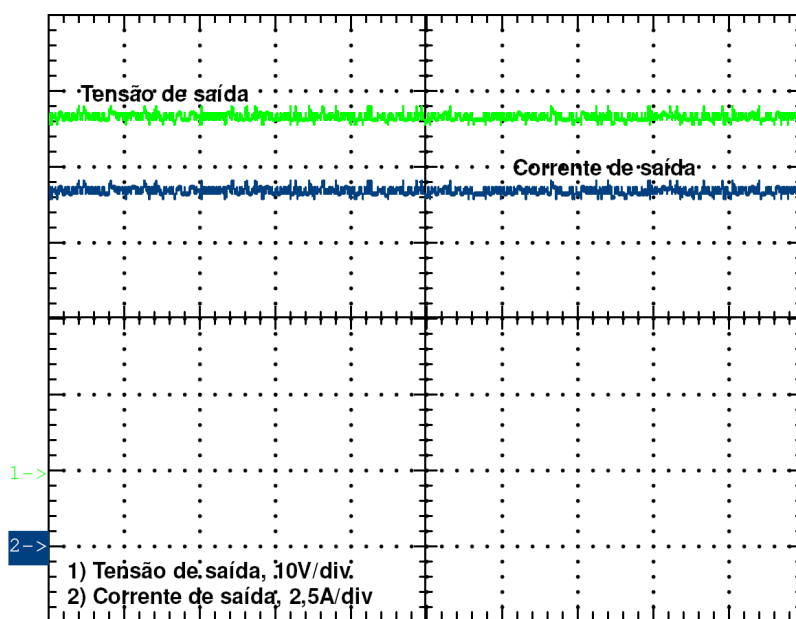


Figura 5.9 – Tensão e corrente de saída do conversor (Base de tempo: 20 µs/div)..

Na Figura 5.10, é apresentada a curva de rendimento com uma chave e duas chaves em paralelo na célula de comutação CCTE. Percebe-se que na potência de 530 W, o conversor com duas chaves em paralelo apresenta um rendimento de 95,84 % e alcança maior rendimento na faixa entre 200 e 300 W. Assim, para o processamento da potência dos painéis que é de 280 W, o conversor tem rendimento próximo dos 97 %, sendo um resultado satisfatório.

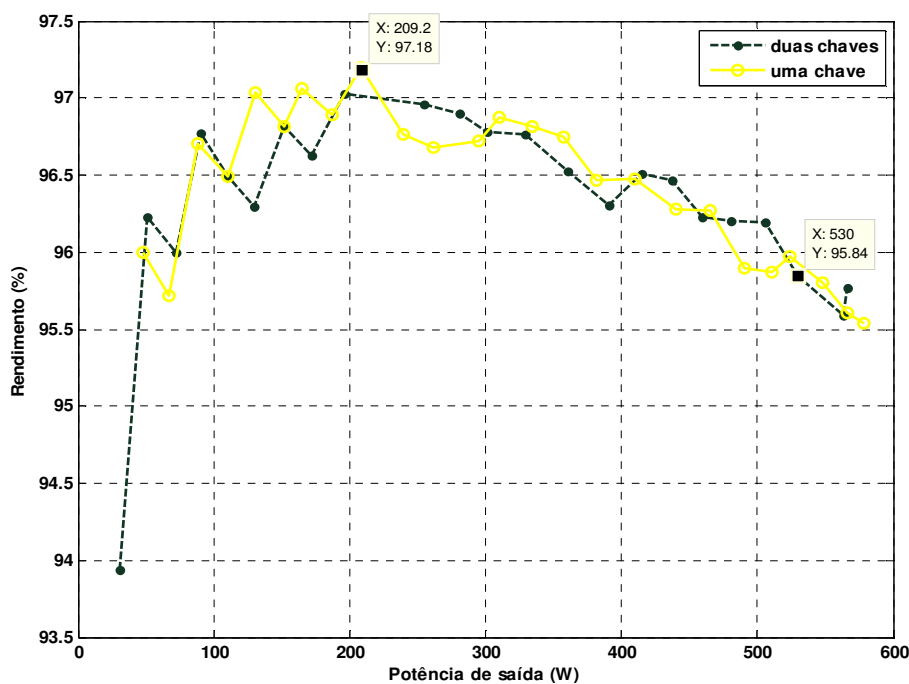


Figura 5.10 – Curva de rendimento para o caso de uma única chave e duas chaves em paralelo da CCTE.

As figuras a seguir mostrarão os resultados que comprovaram o funcionamento do

MPPT. Para o teste, foram utilizados painéis de 55 W que totalizassem uma potência próxima da que foi dimensionada, 280 W. Assim, ligando os painéis convenientemente, obteve-se uma potência total de geração de 275 W.

Antes de entrar em seu funcionamento, um teste foi realizado fazendo variar o ciclo de trabalho desde zero até 100 % (constituindo o modo de varredura), e multiplicando-se a corrente e a tensão dos painéis fotovoltaicos foi encontrado o ponto de maior potência com o auxílio de um osciloscópio. Só então foi ativado o algoritmo de MPPT, para assegurar seu funcionamento. O modo de varredura e o funcionamento do algoritmo MPPT podem ser vistos na Figura 5.11 na qual estão indicados os modos de varredura e o modo normal, que é o algoritmo de MPPT.

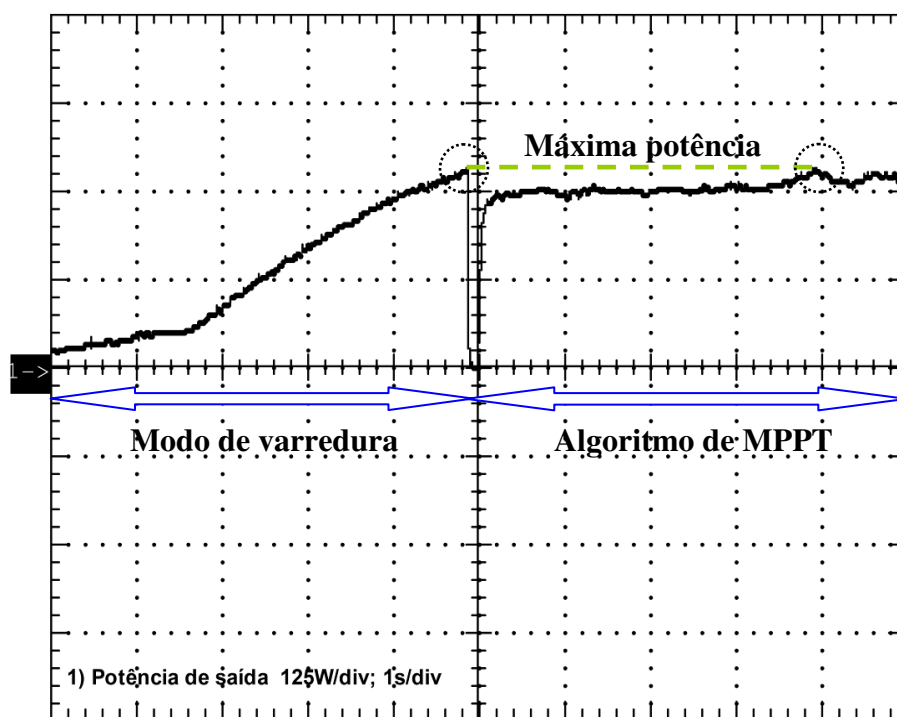


Figura 5.11 – Teste da eficiência do algoritmo do MPPT. (125 W/div; 1 s/div)

Durante o modo de varredura, observa-se que a potência de saída do conversor aumenta até atingir o valor máximo de 275 W. Depois, entra em ação o modo normal de MPPT, o qual atinge rapidamente a potência de 250 W (próxima da máxima potência), e mais 4 segundos para atingir a máxima de potência de 275 W.

Esse atraso de tempo de 4 segundos é decorrente da implementação do filtro *FIR* de média móvel de ordem quatro juntamente com o filtro “*Outliers*” (filtro não-linear) que foi inserido no código gravado no MSP430F2274. O filtro “*Outliers*” implementado impede que seja processado no algoritmo, leituras bruscas de corrente na bateria ou eventuais ruídos de medição. Por conta da utilização desses dois filtros, tem-se um atraso na busca exata do ponto de máxima potência dos painéis.



Na Figura 5.12, observa-se a tensão no painel. A ondulação de tensão, que são quase imperceptíveis, são efeitos do algoritmo de MPPT oscilando em torno do ponto de máxima potência dos painéis.

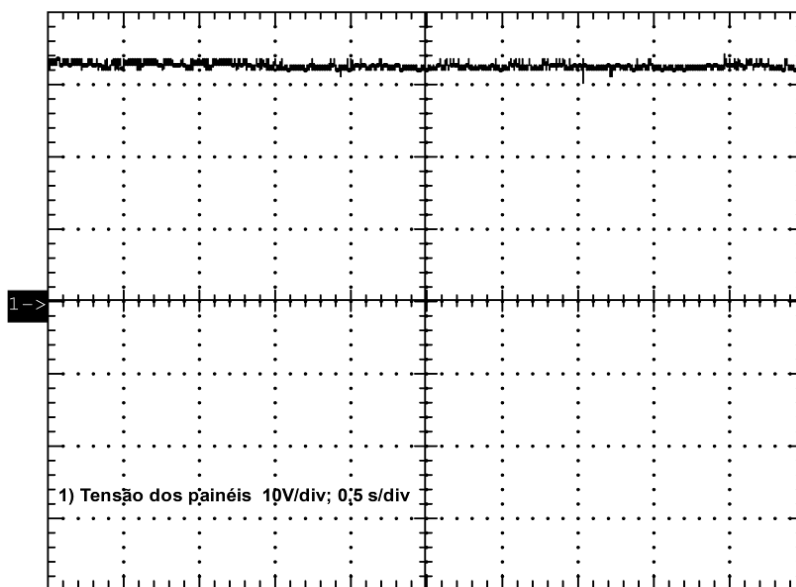


Figura 5.12 – Oscilações de tensão dos painéis em torno do ponto de máxima potência. ( 10 V/div; 500 ms/div).

Por fim, as formas de onda de corrente, tensão e potência no banco de baterias são mostradas na Figura 5.13 durante o funcionamento em regime permanente do algoritmo de MPPT. Consta-se, então, que a corrente oscila enquanto que a tensão no banco mantém-se praticamente sem oscilação. Através da forma de onda de potência, pode-se observar que a potência fornecida ao banco oscila em torno da máxima potência, aproximadamente igual a 275 W.

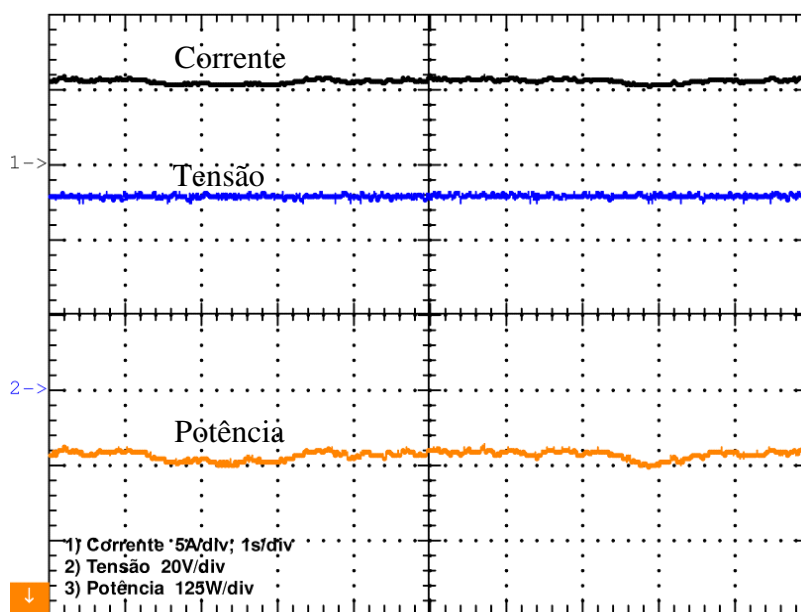


Figura 5.13 – Formas de onda para o banco de baterias durante o funcionamento em regime permanente do algoritmo de MPPT. (CH1: 5 A/div.; CH2: 20 V/div.; CH3: 125 W/div.; 1 s/div).

### 5.3 Resultados para o Conversor de Alto Ganho

Para fins de teste de funcionalidade e de comprovação dos resultados teóricos obtidos nos Capítulos 3 e 4, um protótipo com potência nominal de saída de 1 kW foi desenvolvido em laboratório e então foram obtidos os resultados experimentais. O segundo estágio do sistema é apresentado na Figura 5.14.

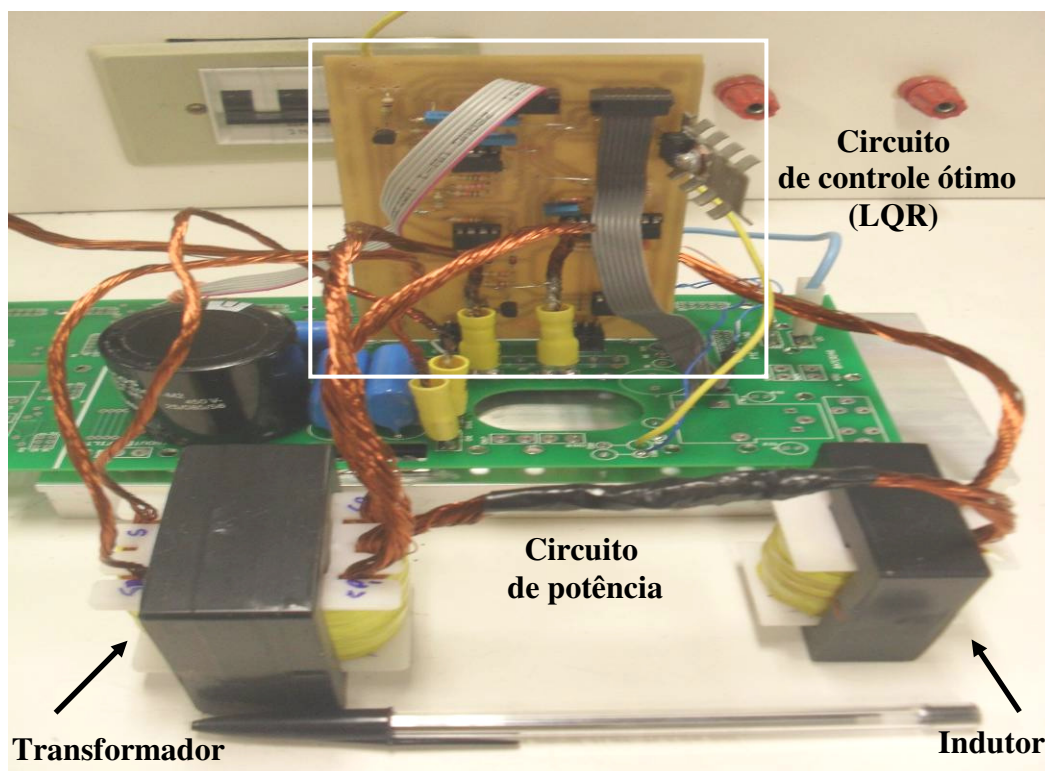
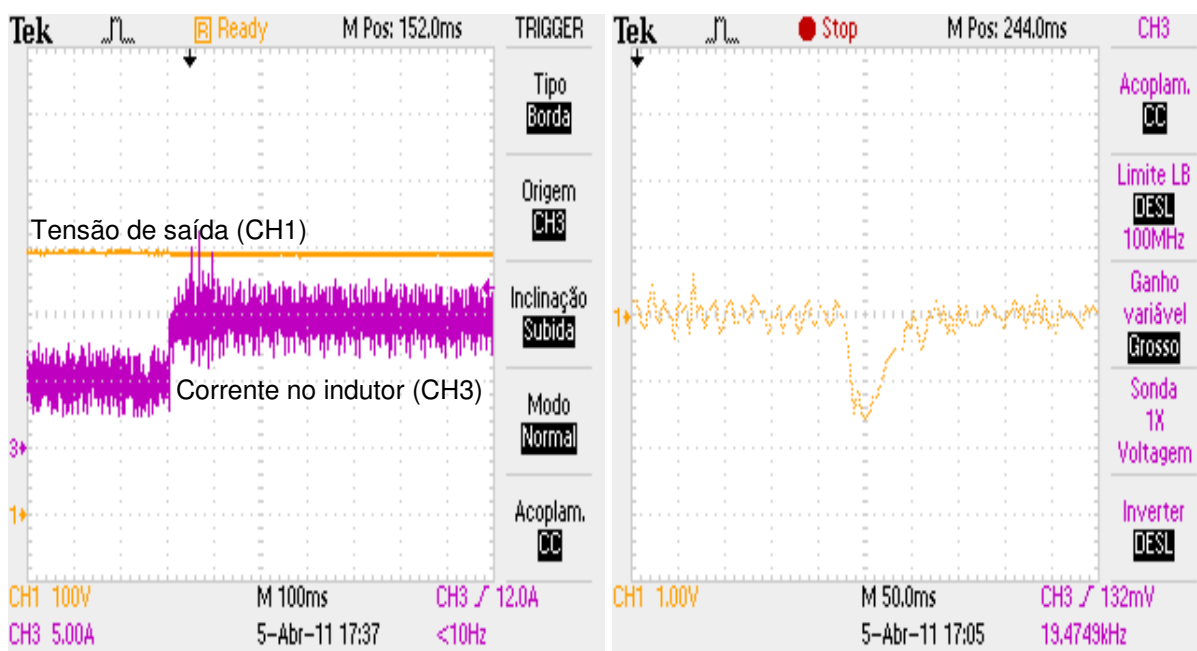


Figura 5.14 – Fotografia do segundo estágio.

O conversor foi testado de acordo com as especificações de projeto, considerando também que a tensão de entrada possa variar entre 42 V a 56 V. Assim, durante os testes, verificou-se que a tensão de saída permanece constante em 400 V. Os resultados experimentais a seguir foram obtidos para uma carga resistiva linear.

#### 5.3.1 Resultados em Regime Transitório

A Figura 5.15 (a) mostra a corrente no indutor e a tensão de saída durante o degrau de carga de 0,2 kW para 0,4 kW enquanto que a Figura 5.15 (b) mostra com detalhes um pequeno afundamento na tensão de saída que chega a 1,6 V. Como era esperado, a corrente no indutor apresenta um bom comportamento, com sobressinal bastante reduzido, o que diminui os esforços nos componentes do sistema.

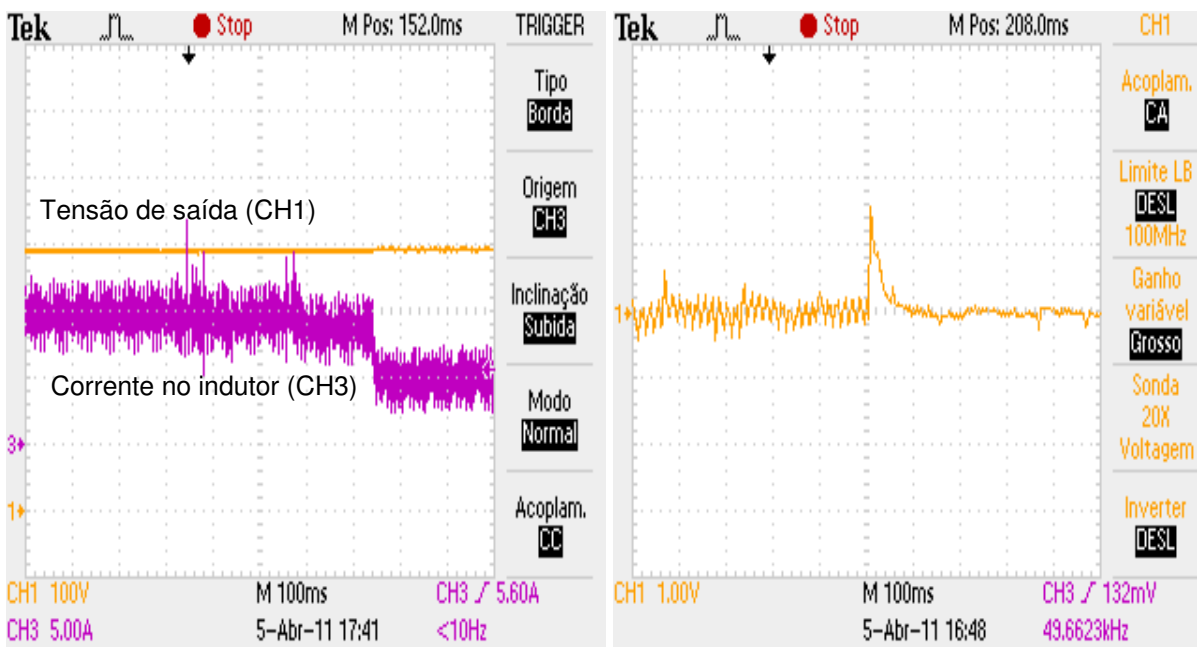


(a) (Base de tempo: 100 ms/div)

(b) (Base de tempo: 50 ms/div)

Figura 5.15 – Formas de onda para o degrau de carga de 200 para 400 W: (a) Corrente através do indutor e a tensão de saída (CH3:5 A/div.; CH1:100 V/div), (b) Detalhe do afundamento de tensão. (CH1:1 V/div).

Já a Figura 5.16 (a) mostra a corrente no indutor e a tensão de saída durante o degrau de carga de 0,4 kW a 0,2 kW, enquanto que a Figura 5.16 (b) mostra o detalhe do sobressinal que apresenta uma amplitude de 1,6 V.

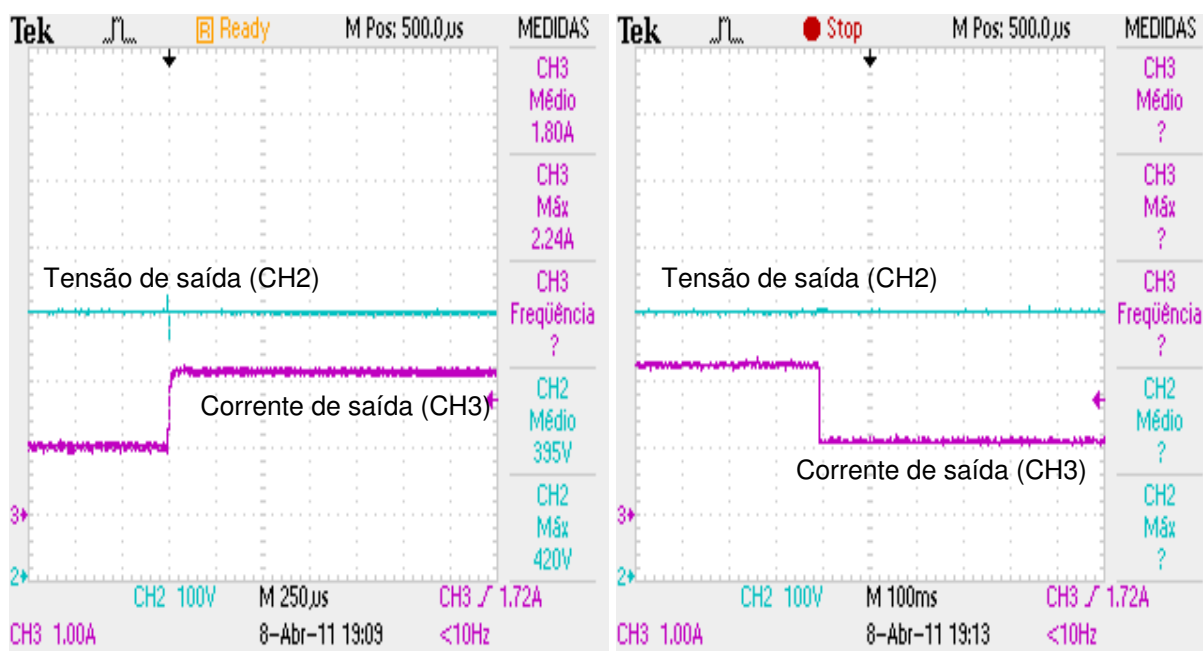


(a) (Base de tempo: 100 ms/div)

(b) (Base de tempo: 100 ms/div)

Figura 5.16 – Formas de onda para o degrau de carga de 400 para 200 W: (a) Corrente através do indutor L e a tensão de saída (CH3:5 A/div.; CH1:100 V/div), (b) Detalhe do afundamento de tensão CH1:1 V/div).

A Figura 5.17 apresenta o degrau de carga de 0,4 kW para 0,8 kW e vice-versa nos quais se observa o sucesso do controle da tensão de saída.

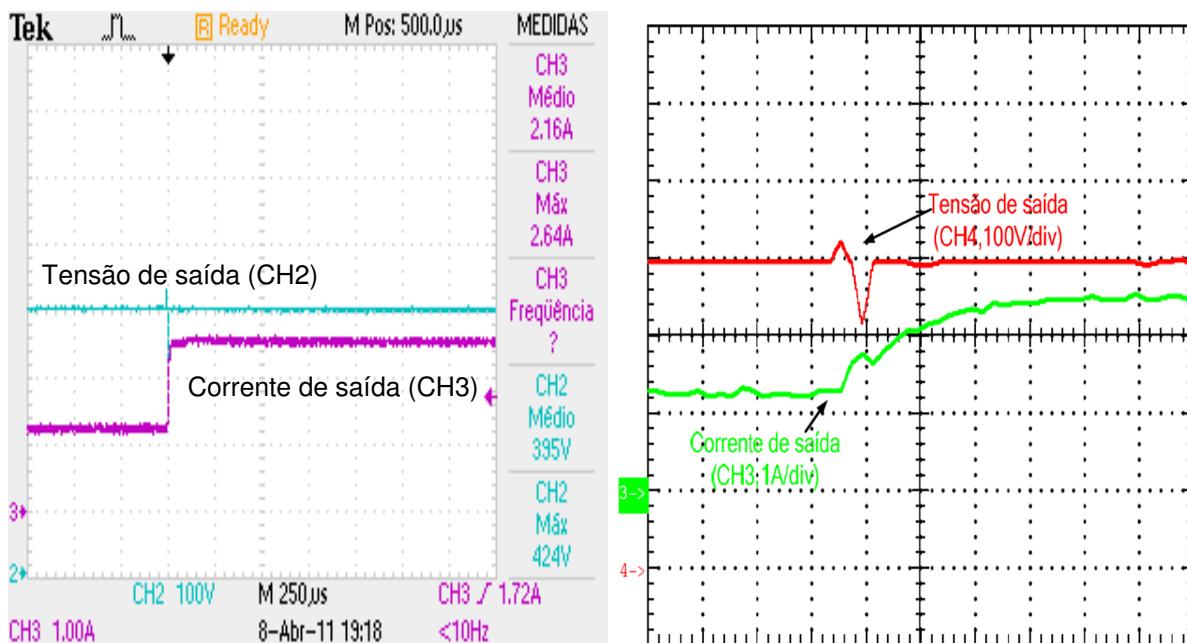


(a) (base de tempo: 250 µs/div)

(b) (base de tempo: 100 ms/div)

Figura 5.17 – Formas de onda da tensão e corrente de saída (CH3:1 A/div.; CH2:100 V/div): (a) Para degrau de carga de 0,4 kW a 0,8 kW, (b) Para degrau de carga de 0,8 kW a 0,4 kW.

A Figura 5.18 apresenta a tensão e a corrente de saída para um degrau de carga de 0,5 kW para carga plena de 1 kW. Como pode ser observado, ocorre um afundamento de tensão, mas o controle age rapidamente, corrigindo a tensão de saída para o seu nível desejado.



(a) (base de tempo: 250 µs/div)

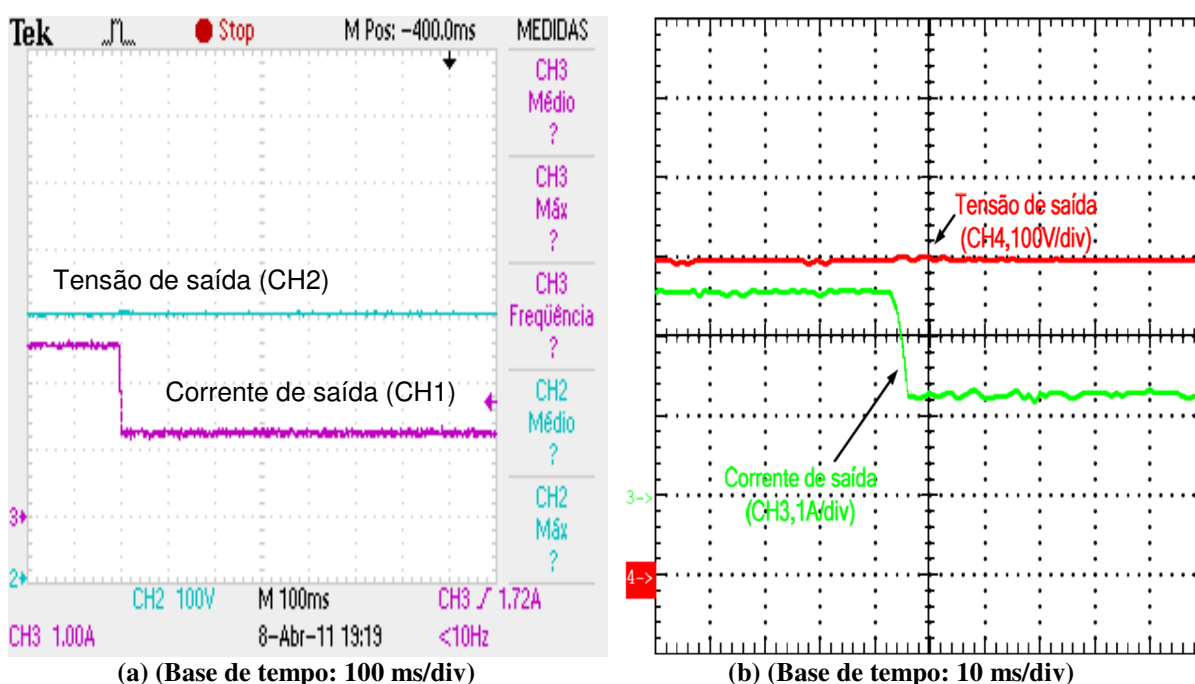
(b) (Base de tempo: 5 µs/div)

Figura 5.18 – Formas de onda de tensão e corrente de saída (CH3 – 1 A /div.; CH2 – 100 V/div), (a) Para um degrau de carga de 0,5 kW a 1 kW, (b) Detalhe do degrau de carga de 0,5 kW a 1 kW.

O afundamento de quase 100 V que ocorre bruscamente dentre 2,5 µs é melhor observado na Figura 5.18 (b). Conforme análise feita no Capítulo 4, precisamente na

página 95, observou-se que a frequência de corte em malha fechada da tensão de saída era de 20 Hz. O que leva a afirmar que o comportamento da tensão de saída do conversor ocorre lentamente na ordem de dezenas de milissegundos. Então esse “suposto” afundamento de tensão que ocorre durante apenas  $2,5 \mu\text{s}$  é desprezado, sendo interpretado como um ruído na medição, e portanto, não faz parte do comportamento da tensão de saída.

Já a Figura 5.19 mostra a tensão e a corrente de saída para um degrau de carga de 1 kW para 0,5 kW. Na Figura 5.19 (b), observa-se melhor a tensão de saída durante o degrau. Na mesma não se observa o ruído ou o “suposto” afundamento apresentado na Figura 5.18 (b), mas se observa um pequeno sobressinal de tensão não superior a 10 V.



**Figura 5.19 – Formas de onda de tensão e corrente de saída: (a) Para um degrau de carga de 0,5 kW a 1 kW (CH3 – 1 A/div.; CH2 – 100 V/div), (b) Detalhe do degrau de carga de 1 kW a 0,5 kW (CH3:1 A/div.; CH4: 100 V/div).**

Como pode ser constatado pelos resultados experimentais, o controle LQR atua satisfatoriamente, regulando a tensão de saída em 400 Vcc mesmo com o distúrbio de degraus de carga conectadas na saída do conversor. Praticamente, não é observado afundamentos ou sobressinais da tensão de saída, ou os mesmos são desprezíveis em relação ao nível de 400 Vcc. Esses resultados ótimos são obtidos pela utilização de componentes adequados e também ao correto projeto do controlador LQR com ação integral.

A Figura 5.20 apresenta o sinal de controle juntamente com o sinal dente de serra gerado pelo SG3524. O resultado observado praticamente é o mesmo quando simulado no Orcad. O sinal de controle permanece constante com oscilação quase desprezível e através desse resultado pode-se concluir que o controle proporciona uma ótima estabilidade para o

controle do conversor.

Os ruídos presentes no sinal de controle são considerados em níveis normais, e os mesmos apresentam-se também no sinal dente de serra do modulador PWM do SG3524, sendo portanto inevitáveis.

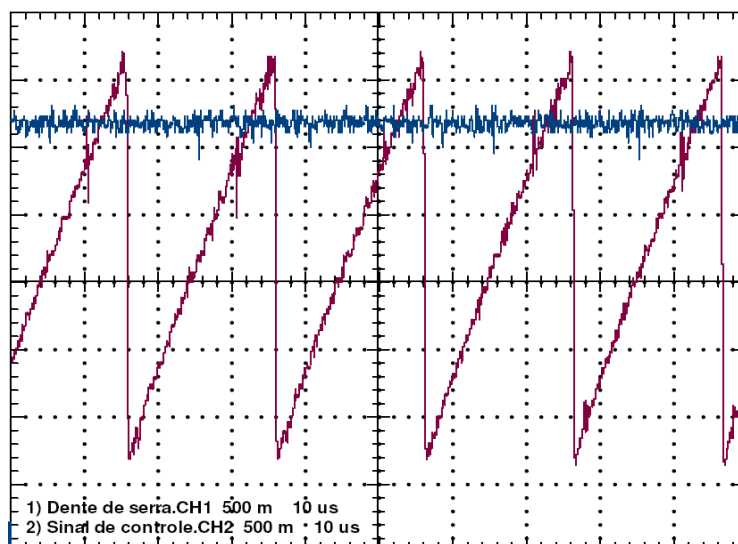


Figura 5.20 – Sinal de controle e sinal dente de serra, a superposição mostra a boa estabilidade do conversor elevador de tensão (0,5 V/div.; 10  $\mu$ s/div.).

### 5.3.2 Resultados em Regime Permanente

Na Figura 5.21, apresenta os sinais de comando e as tensões sobre as chaves. É observado que a tensão sobre cada chave fica em torno de 130 V, valor este próximo ao que foi calculado. As chaves não apresentam sobressinais de tensão. Isso é alcançado graças a um bom *lay-out* da placa do circuito de potência, a qual foi feita de forma que as trilhas fossem mais curtas possíveis.

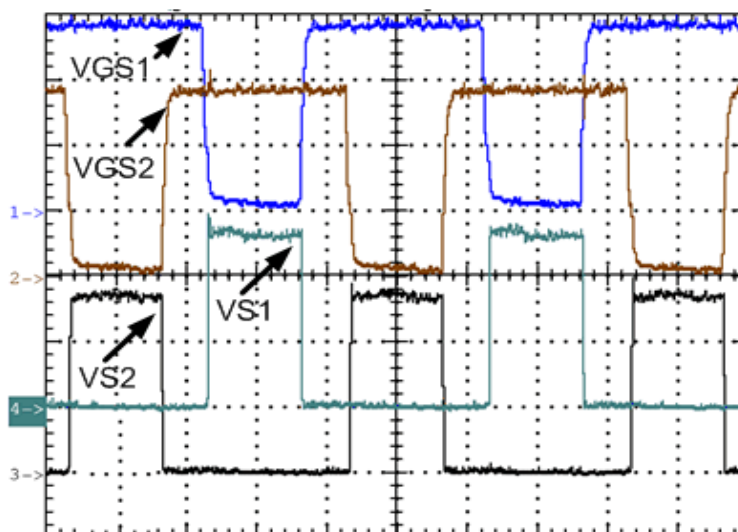


Figura 5.21 – Sinais de comando e as respectivas tensões sobre as chaves. (De cima para baixo: VGS1, VGS2: 5 V/div, VS1, VS2: 50 V/div, 10  $\mu$ s/div.)

A Figura 5.22 apresenta os resultados relacionados às formas de onda de corrente no indutor e a tensão de entrada do conversor que é a tensão oriunda do banco de baterias. Pode-se observar que a corrente no indutor apresenta oscilação sustentada, apresentando um bom equilíbrio. A tensão no banco varia de acordo com o sentido de variação da corrente no indutor.

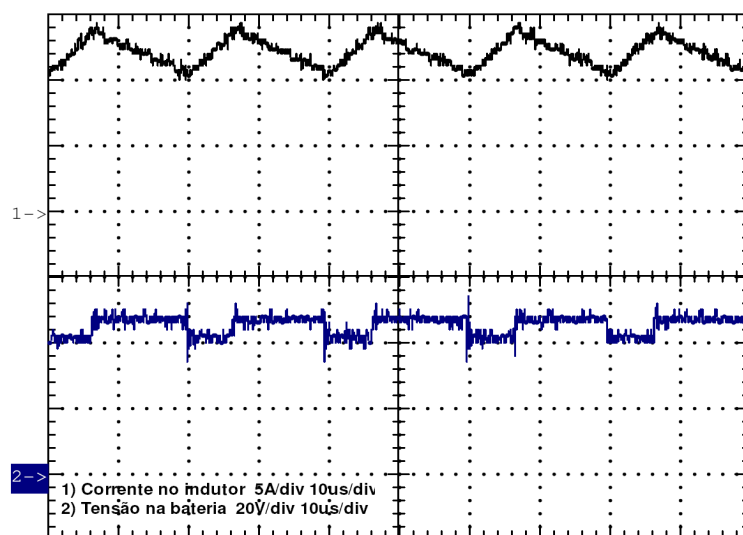


Figura 5.22 – Formas de onda de corrente no indutor e de tensão no banco de baterias. (CH1: 5 A/div, CH2: 20 V/div, 10  $\mu$ s/div).

Na Figura 5.23 são apresentadas as formas de onda de corrente e de tensão no enrolamento secundário acoplado ao transformador. Esse enrolamento apresenta tensão e corrente alternadas na frequência de 25 kHz e o fluxo de potência é sempre para a carga.

Entretanto, há instantes em que nenhuma potência é fornecida para a carga quando a tensão sobre os enrolamentos é igual a zero, que ocorre durante as etapas de armazenamento de energia no indutor.

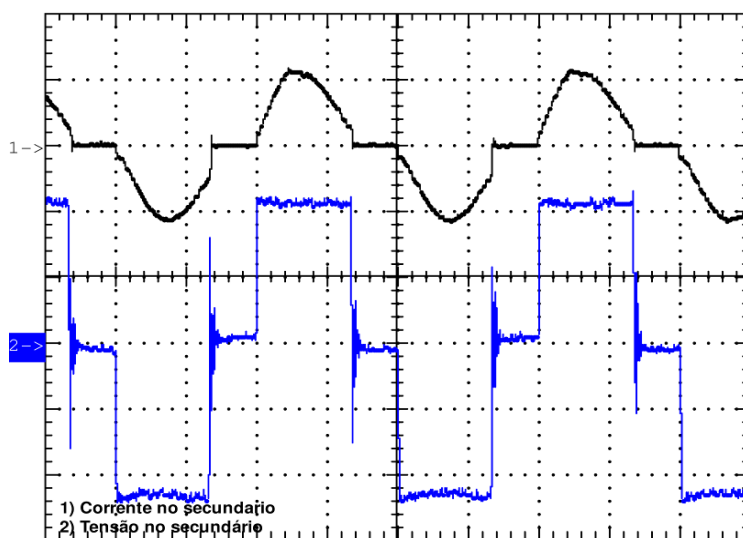


Figura 5.23 – Formas de onda de corrente e de tensão no enrolamento secundário acoplado ao transformador. (De cima para baixo: corrente e tensão no enrolamento. CH1: 5 A/div, CH2: 50 V/div, 10  $\mu$ s/div).

Na Figura 5.24 são apresentadas as formas de onda de tensão nos enrolamentos primários do transformador. A forma de onda de tensão em cada enrolamento é alternada na frequência de 25 kHz e os mesmos são defasadas em 180 graus um do outro. A amplitude de tensão em cada enrolamento é em torno de 65 V, como pode ser visto nesta figura.

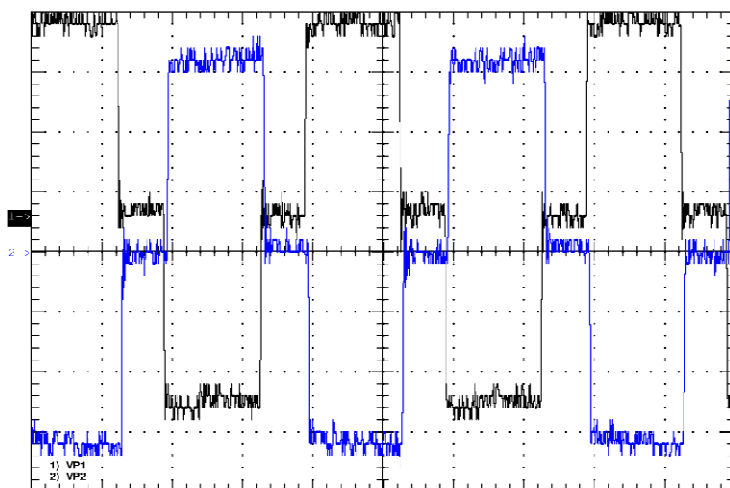


Figura 5.24 – Formas de onda de tensão nos enrolamentos primários do transformador. (20 V/div, 10  $\mu$ s/div)

Na Figura 5.25 são apresentadas as correntes através dos primários do transformador. Através dessa figura, pode ser observado um desequilíbrio nas correntes do primário causado pela assimetria construtiva do elemento magnético, o que acarreta também na assimetria no formato das tensões induzidas, estas ficando levemente distintas das formas de ondas teóricas.

Esta assimetria construtiva é decorrente da maneira pelo qual os enrolamentos do transformador foram construídos, pois não houve uma divisão e uma distribuição equidistante dos enrolamentos do primário e do secundário.

Apesar desta assimetria construtiva, observa-se que o conversor realiza sua função de elevar a tensão sem problemas.

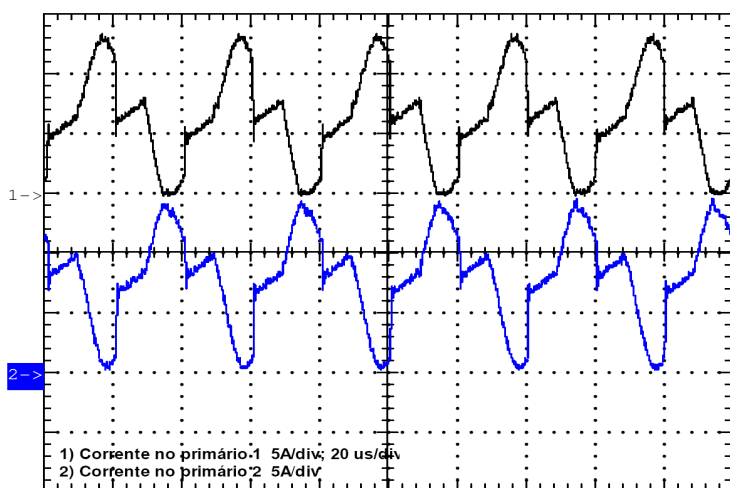


Figura 5.25 – Formas de onda de corrente nos enrolamentos primários do transformador. (CH1 e CH2: 5 A/div.; 20  $\mu$ s/div ).



E por fim na Figura 5.26, é mostrada a curva de rendimento do conversor *boost* de alto ganho de tensão, e observa-se um rendimento máximo de 96,15 % quando o conversor entrega à carga resistiva uma potência de 525 W.

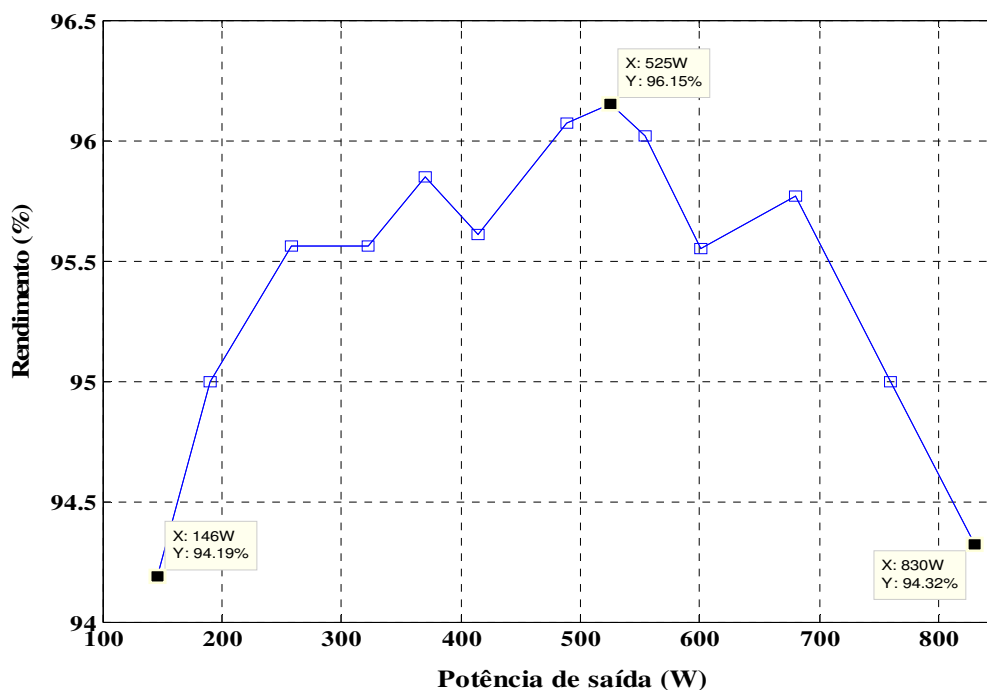


Figura 5.26 – Rendimento do conversor *boost* de alto ganho.

Na prática o rendimento do conversor foi menor do que o rendimento estimado de 98,4 %, mas ainda é maior do que o rendimento estimado para esse mesmo conversor desenvolvido em [57].

Em virtude de existir desequilíbrio de corrente nos enrolamentos primários do transformador, indutâncias de dispersão no transformador, e ainda pelo fato dos sinais PWM não serem exatamente iguais, esses fatores levaram à perda de rendimento do conversor a qual deveria chegar em 98 % à plena carga.

Contudo, o rendimento obtido na prática para essa topologia é adequado para aplicação com energia fotovoltaica.

## 5.4 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados experimentais dos dois estágios analisados neste trabalho. Conforme os resultados experimentais aqui apresentados, verificou-se que o primeiro estágio realiza a carga das baterias extraindo a potência máxima dos painéis fotovoltaicos, enquanto que o segundo eleva o nível de tensão do banco de baterias para 400 Vcc.

No primeiro estágio, como esperado, as tensões e correntes de entrada e saída não apresentaram ondulações consideráveis. A tensão sobre cada chave da célula de comutação não apresentou sobressinais excessivos que pudessem ocasionar a sua falha.

Na Figura 5.8, verificou-se então um pequeno desequilíbrio das correntes nos enrolamentos. Por isso o rendimento não pôde ser igual ao valor estimado. Na prática, esse conversor apresentou um rendimento de 95,84 % para potência de saída de 500 W, sendo adequado em aplicações com energia fotovoltaica.

Na Figura 5.13, observou-se que a potência fornecida ao banco oscilou em torno do ponto de máxima potência dos painéis e que a tensão no banco de baterias permaneceu constante. O algoritmo de MPPT utilizado funcionou adequadamente em regime permanente, mas levou um tempo considerável na busca da máxima potência dos painéis quando na comutação do modo de varredura para o modo de MPPT.

Conforme a Figura 5.20 verificou-se que o sinal de controle permaneceu constante com oscilação quase desprezível e através desse resultado foi possível concluir que o sinal de controle proporcionou uma ótima estabilidade para o funcionamento do conversor em malha fechada.

A Figura 5.15, a Figura 5.16, a Figura 5.17 (b) e a Figura 5.19 mostraram que o controle LQR atua satisfatoriamente, regulando a tensão de saída no valor desejado com baixos sinais de sobretensão e subtensão. Praticamente, não é observado afundamentos da tensão de saída durante os transitórios de carga.

---

## CONCLUSÃO GERAL

---

Este trabalho apresentou e validou os dois estágios de processamento de energia apresentados para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos. Haja vista que os conversores propostos devem possuir baixa manutenção, os dois estágios do sistema foram estudados e projetados para que possuíssem rendimento elevado e que apresentassem boa confiabilidade.

Para o aumento da confiabilidade e do rendimento, foi colocada uma chave em paralelo em cada chave dos estágios. Com isso, a corrente pode circular por elas com menor resistência, o que contribuiu na redução das perdas em cada braço da célula de comutação de três estados. A célula de comutação de três estados proporcionou baixos esforços de tensão e corrente nos componentes dos conversores, o que contribuiu para a obtenção de um melhor rendimento.

De acordo com os resultados experimentais, constatou-se que o primeiro estágio realizou a carga das baterias extraindo rapidamente a máxima potência dos painéis fotovoltaicos. A estratégia de controle desse conversor é de simples implementação através de um microcontrolador ao qual foi inserido um algoritmo *P&O* (Perturba e Observa) para a busca de máxima potência dos painéis.

Para o adequado controle do segundo estágio, foi utilizada uma técnica de controle moderno chamada de Regulador Linear Quadrático ótimo (LQR). Apesar da complexidade da modelagem por espaço de estados médio, o controlador LQR foi facilmente construído utilizando apenas um amplificador operacional, ao passo que houve uma complexidade na placa de controle ótimo para o acionamento das chaves e medição das variáveis de estados.

Os resultados de simulação no Matlab e Orcad comprovaram o funcionamento do conversor com o controle LQR.

De acordo com os resultados experimentais, o conversor funcionou adequadamente com o controle LQR, regulando a tensão de saída mesmo com os degraus de carga. O rendimento do primeiro quanto do segundo estágio ficou próximo de 97 %, sendo então adequados para aplicação em sistemas autônomos fotovoltaicos de energia elétrica.

Como proposta futura de trabalho, indica-se a implementação do controle LQR discreto através do próprio microcontrolador utilizado para o rastreamento da máxima potência dos painéis.

---

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] Recursos renováveis. In Infopédia. Porto: Porto Editora, 2003. Disponível na URL: [http://www.infopedia.pt/\\$recursos-renovaveis](http://www.infopedia.pt/$recursos-renovaveis), acesso em: 10/08/2010.
- [2] SILVA, C. E. A. “*Inversor monofásico isolado em alta frequência com ampla faixa de tensão de entrada*”. 154 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará - UFC, Fortaleza, CE, 2007.
- [3] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), “Atlas de Energia Elétrica do Brasil”, 2ª Edição – Brasília, ANEEL, 2005.
- [4] Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE), “Planejamento”, [http://www.ibge.gov.br/home/presidencia/noticias/noticia\\_visualiza.php?id\\_noticia=1230&id\\_pagina=1](http://www.ibge.gov.br/home/presidencia/noticias/noticia_visualiza.php?id_noticia=1230&id_pagina=1).
- [5] Eletrobrás, “Programas”, disponível em <http://www.eletrobras.gov.br/ELB/data/Pages/LUMIS32AB99AAPTBRIE.htm>.
- [6] Decreto Nº 4873, DE 11 de Novembro de 2003. “Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica – LUZ PARA TODOS”, Brasília 2003.
- [7] Ministério de Minas e Energia, Portaria Nº 60, de 12 de fevereiro de 2009, disponível em: [http://luzparatodos.mme.gov.br/luzparatodos/downloads/Portaria\\_n\\_060-2009.pdf](http://luzparatodos.mme.gov.br/luzparatodos/downloads/Portaria_n_060-2009.pdf), Ministério de Minas e Energia, 2009.
- [8] Portal energia - energias renováveis, "vantagens e desvantagens da energia solar", disponível em: <http://www.portal-energia.com/vantagens-e-desvantagens-da-energia-solar/> acessado em 08/09/2010.
- [9] Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), “Resolução Normativa Nº 83”, Brasília, ANEEL, Setembro de 2004.
- [10] Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sergio de Salvo Brito (CRESESB), “Tutorial de Energia Solar - Princípios e Aplicações 2006)” [http://www.google.com/url?sa=D&q=http://www.cresesb.cepel.br/tutorial/tutorial\\_solar.htm&usq=AFQjCNGOh-cuKkb5fohbo2G2RCXjIV\\_oSg](http://www.google.com/url?sa=D&q=http://www.cresesb.cepel.br/tutorial/tutorial_solar.htm&usq=AFQjCNGOh-cuKkb5fohbo2G2RCXjIV_oSg).
- [11] Disponível em: <http://www.portalsaofrancisco.com.br/alfa/meio-ambiente-energia-solar/energia-solar-6.php> acessado em 12/09/2010.
- [12] MARTINS, D. C. “Conversores estáticos de potência utilizados no processamento da energia solar fotovoltaica”. In: *Conferência Internacional de Aplicações Industriais*, vol 2, 2000, p. 67-77.
- [13] RODRIGUES, G. F. "Estudo Sobre Baterias para Aplicação em Sistemas Fotovoltaicos Isolados", Relatório de Publicação Interna GEPOC/UFMS, 2005.

- [14] ENSLIN, J. H. R.; WOLF, M. S.; SNYMAN, D. B. "Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, 1997, p. 769 – 773.
- [15] IEA, "Management of Storage Batteries used in Stand-Alone Photovoltaic Power Systems - Report\_IEA\_PVPS\_T3-10:2002", International Energy Agency (IEA) 2002.
- [16] IMHOFF, J. "*Desenvolvimento de conversores estáticos para sistemas fotovoltaicos autônomos*", 146 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, Santa Maria, RS, 2007.
- [17] IEEE Guide for the Selection and Sizing of Batteries for Uninterruptible Power Systems, Energy Development and Power Generation, Committee of the IEEE Power Engineering Society, Approved December 19, 1994, Revision 2006.
- [18] AMBRÓSIO, R. C.; TICIANELLI, E. A. "*Baterias de Níquel – Hidreto Metálico, uma Alternativa para as Baterias de Níquel-Cádmio*". Instituto de química de São Carlos, USP. Química Nova, Vol.24, Nº2, p. 243-246, 2001.
- [19] Disponível em: [http://geocities.com/jader\\_alzate/Baterias/bateriasnimh.htm](http://geocities.com/jader_alzate/Baterias/bateriasnimh.htm), 2005, acessado em 12/11/2010.
- [20] IEEE Recommended Practice for Sizing Lead-Acid Batteries for Stationary Applications, IEEE Standards Coordinating Committee 29 on Stationary Batteries, Approved 20 March 1997.
- [21] Norma técnica IEEE Std 1184-2006. "IEEE Guide for batteries for Uninterruptible Power Supply Systems". IEEE, New York, NY, Setembro de 2006.
- [22] LINDEN, D.; REDDY, T. B. "*Handbook of batteries*", Ed. McGraw-Hill Osborne Media 3<sup>rd</sup> Edition, 2001.
- [23] MAMMANO, B. "*Portable Power – A Designer's Guide to Battery Management*". Topic 2, SEM-1000, Unitorde Power Supply Design Seminar Book, Oct 1994.
- [24] KIEHNE, H.A. "*Battery technology handbook*". ISBN 0-8247-4249-4, 2000.
- [25] LINDEN, D.; REDDY, T.B. "*Handbook of Batteries*". 3<sup>rd</sup> ed., McGraw- Hill, 2002.
- [26] Disponível em <http://permacoletivo.files.wordpress.com/2008/05/curso-energia-solar-fotovoltaica.pdf>.
- [27] GTES (Grupo de Trabalho de Energia Solar). Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos. CRESESB/CEPEL, edição especial, 2004.
- [28] ESRAM, T.; P. CHAPMAN. L. "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, p. 439 – 449, Junho de 2007.
- [29] JAIN, S.; AGARWAL, V. "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems". *IET Electronic Power Applications.*, Vol. 1, No. 5, September 2007.

- [30] YU, G.J.; JUNG, Y.S.; CHOI, J.Y. “A novel two-mode MPPT control algorithm based on comparative study of existing algorithms”. *Solar Energy*, Vol. 76 p. 455 – 463, 2004. Disponível em [www.sciencedirect.com](http://www.sciencedirect.com).
- [31] TUNG, Y. M.; HU, A. P.; NAIR, N. K. “Evaluation of micro controller based maximum power point tracking methods using dSPACE platform”. In: *Australian University, Power Engineering Conference*, 2006.
- [32] ASOUM, M. A. S.; DEHBONEI, H.; FUCHS, E. F. “Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current based maximum power point tracking”. *IEEE Transactions Energy Conversion*, vol. 17, p. 514 – 522, Dec. 2002.
- [33] OJIMA, D. T.; KOMATSU, W. “A MPPT algorithm implementation using fpga for an experimental PV system”, In: *9th Brazilian Power Electronics Conference*, p. 672-675, 2008.
- [34] RODRIGUES, G. F.; IMHOFF, J.; TOMAS, H. and HEY, H. L. “Análise Comparativa entre os Custos de Extensão da Rede Elétrica e Instalação de Sistemas Fotovoltaicos para Localidades Isoladas”, In: *Congresso regional de iniciação científica e tecnológica em engenharia*, XIX., 2004, Curitiba, Paraná, Brasil: CRICTE, 2004. p. 110.
- [35] PATEL, M. R. “*Wind and Solar Power Systems*”, 1ª ed. New York: CRC Press, 1999.
- [36] WU, T.; CHANG, C.; WU, Y. “Single-stage converters for PV lighting systems with MPPT and energy backup”. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 35, 1999, p. 1306 – 1317.
- [37] BARBARI, S. El.; HOFMANN, W. “Digital control of a four leg inverter for standalone photovoltaic systems with unbalanced load”, In: *IECON 2000*, vol. 1, 2000, p. 729-734.
- [38] ISHENGOMA, F. M.; NORUM, L. E. “Design and implementation of a digitally controlled stand-alone photovoltaic power supply”. In: *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, 2002.
- [39] NASHED, M. N. F. “Low cost highly efficient of complete PV system”, In: *Proceedings of the Power Conversion Conference*, vol. 2, 2002, p. 845 – 849.
- [40] PACHECO, V. M.; FREITAS, L. C.; JÚNIOR J. B. V. “Stand-Alone photovoltaic energy storage system with maximum power point tracking”, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, 2003, p. 97 – 102.
- [41] PACHECO, V. M.; FREITAS, L. C.; JÚNIOR J. B. V. “A DC-DC converter adequate for alternative supply system applications”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, 2002, p. 1074 – 1080.
- [42] ENSLIN, J. H. R.; SNYMAN, D. B. “Combined low-cost, high-efficient inverter, peak power tracker and regulator for PV applications”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, 1991, p. 73 – 82.
- [43] IEEE Guide for Terrestrial Photovoltaic Power System Safety, Standard 1374, 1998.

- [44] LINDGREN, B. “A Power Converter for Photovoltaic Applications”. Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden February 2000.
- [45] BASCOPE, G.; BARBI, I. “Generation of a family of non-isolated DC/DC PWM converters using new three-state switching cells”. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31ST ANNUAL, 31th., 2000. *Anais...* [S.l.]:IEEE, 2000. v. 2, p. 858 – 863 vol.2. ISSN 0275-9306.
- [46] VASCONCELOS, S. A.; ZACHARIAS, P.; AHAN, S. “Analysis and proposition of a PV module integrated converter with high voltage gain capability in a non-isolated topology”. In: *The 7th International Conference on Power Electronics, EXCO, 2007*, October 22-26, Daegu, Korea.
- [47] SOARES, E. A. S.; OLIVEIRA, T. A. M.; TOFOLI, F. L. “A novel interleaved boost converter with high voltage gain for UPS applications”, In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP 2007*, Blumenau, Brasil.
- [48] TORRICO-BASCOPE, G. et al. “A high step-up dc-dc converter based on three-state switching cell”. In: *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 998 – 1003.
- [49] JÚNIOR, E. M. S. “Sistema fotovoltaico para iluminação pública em horário de ponta”. 110 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará - UFC, Fortaleza, CE, 2004.
- [50] BASCOPE, G. V. T. “Nova família de conversores CC/CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três níveis”. 291 f, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, SC, 2001.
- [51] SANTELO, T. N. “Célula de comutação de três estados aplicada ao pré-regulador boost de estágio único e elevado fator de potência”. 121 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista – UNESP, Ilha Solteira, SP, 2006.
- [52] BARBI, I. “Projeto de fontes chaveadas”. Edição do autor, Florianópolis, 2001.
- [53] Thornton Eletrônica LTDA. "Catalogo de núcleos de ferrite". Disponível em: [www.thornton.com.br](http://www.thornton.com.br).
- [54] MCLYMAN, C. W. T. “Transformer and Inductor Design Handbook”, Marcel Dekker, Inc., 2<sup>nd</sup> Edition, New York, USA, 1988.
- [55] SPAGNUOLO, G.; PETRONE, G.; ARAUJO, S. V. “Renewable energy operation and conversion schemes”, In: *IEEE Ind. Electron. Mag.* March, 2010.
- [56] SCMILOVITZ, D. “On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters”. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 152, p. 239 - 248, 4 March 2005.
- [57] BEZERRA, L. D. S. “Conversor CC-CA para aplicação em sistemas autônomos de energia elétrica”. 233 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará - UFC, Fortaleza, CE, 2009.

- [58] TORRICO-BASCOPE, G.V. et al. “A generalized high voltage gain *boost* converter based on three-state switching cell”, In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006*, p. 1927 – 1932, Nov, 2006.
- [59] TORRICO-BASCOPE, R. P. et al. “High frequency isolation UPS system for low power applications”. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Proc. of APEC 2008*, p. 1296 – 1302, 2008.
- [60] TORRICO-BASCOPE, R. P. et al. “A DC/AC Converter for Stand Alone Systems”. In: *VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais*, 2008, Poços de Caldas. VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais - Induscon, 2008. v. 1.
- [61] MARTINS, D. C.; BARBI, I. “*Introdução ao estudo dos conversores CC-CA*”, Edição dos Autores, Florianópolis, 2005.
- [62] ARAÚJO, S.V.; TORRICO-BASCOPE, R.P.; TORRICO-BASCOPE, G.V. “Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell”. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.57, no.6, p. 1987 – 1997, June 2010.
- [63] RAMOS, R. L. “*Sistema de acionamento de uma motobomba vibratória submersa alimentado por energia solar fotovoltaica*”. 120 f, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará - UFC, Fortaleza, CE, 2008.
- [64] BARBI, I. “*Projetos de Fontes Chaveadas*”. 2ª ed. Florianópolis, Editora do Autor, 2007.
- [65] KAZIMIERCZUK, M. K. “*Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*”, John Wiley and Sons, 1<sup>st</sup> Edition, Ohio, USA, 2008.
- [66] ZAITSU, R. “Voltage Mode *Boost* Converter Small Signal Control Loop Analysis Using the TPS61030”, Application report SLVA274, May 2007.
- [67] AHMI, A. Br.; ABOUNADA, A.; RAMZI, M. “Realization of an Analogue Voltage Mode Control Approach for a DC/DC Step-up Converter”. In: International Conference on Multimedia Computing and Systems., 2009, p. 253 – 258.
- [68] TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B. “Small-signal modeling of average current-mode control”, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '92*, 1992, p. 747 – 755.
- [69] JAEN, C. et al. “A linear-quadratic regulator with integral action applied to PWM dc-dc converters”. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*. Paris, France: [s.n.], 2006. p. 2280 – 2285. ISSN 1553-572X.
- [70] OLALLA, C. et al. “Robust LQR control for PWM converters”: an lmi approach. *IEEE Transactions on Industrial Eletronics*, Tarragona, Spain, v. 56, n. 7, p. 2548 – 2558, Jul. 2009.
- [71] GEZGIN, C.; HECK, B.; BASS, R. “Control structure optimization of a boost converter”: an LQR approach. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1997*.



*PESC '97 Record., 28th Annual IEEE.* [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 901 – 907 vol.2. ISSN 0275-9306.

- [72] ARANGO, E. et al. “LQR control of an asymmetrical interleaved boost converter working in inherent dcm”. In: *Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on.* [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 721 – 726 vol. 2.
- [73] MONTAGNER, V. F.; DUPONT, F. H. “A robust LQR applied to a *boost* converter with response optimized using a genetic algorithm”, In: *XVIII Brazilian Congress of Automatics*, 2010. p. 2297 – 2302.
- [74] OGATA, K. “*Engenharia de Controle Moderno*”. 4a. ed. São Paulo: Prentice-Hall, 2003. 788 p. ISBN 85-87918-23-0.
- [75] ORELLANA-LAFUENTE, C. et al. “Modelagem simplificada e controle do conversor CC/CC *boost* de alto ganho de tensão”. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, XVIII., 2010, Mato Grosso do Sul. *Anais...* Bonito, MS, Brasil: SBA, 2010. p. 4056 – 4061.
- [76] MELLO, L. F. P. “*Analysis and Design Switching Power Supplies*”, Editora Érica LTDA, 1<sup>st</sup> Edition, 1996.
- [77] ERICKSON, R. “*Fundamentals of power electronics*”. Norwell, Mass: Kluwer Academic Publishers, 2<sup>nd</sup> Edition, New Jersey, USA, 2001. ISBN 0792372700.
- [78] Texas Instrument. Catálogo do SG3524. <http://www.alldatasheet.com>, 2011.

---



---

## GLOSSÁRIO

---



---

- ◆ **Ciclo de trabalho:** na matemática aplicada e particularmente na eletrônica, define-se como a razão entre o tempo ligado e período de um sinal periódico que admite apenas dois estados: ligado e desligado.
- ◆ **Controlabilidade:** propriedade de um sistema, o qual é dito ser completamente controlável se com um vetor de controle for possível mover um estado inicial  $\mathbf{x}(t_0)$  para qualquer outro estado em um intervalo de tempo finito.
- ◆ **Observabilidade:** propriedade de um sistema, o qual é dito ser completamente observável se for possível determinar um estado inicial  $\mathbf{x}(t_0)$ , a partir do conhecimento da entrada  $u$  e da saída  $y$  em um intervalo de tempo finito.
- ◆ **Distúrbio:** sinal que tende afetar de maneira adversa o valor da variável de saída de um sistema.
- ◆ **Efeito pelicular:** fenômeno responsável pelo aumento da resistência aparente de um condutor elétrico em função do aumento da frequência da corrente elétrica que o percorre.
- ◆ **Entreferro ou *gap*:** espaço por onde o fluxo magnético do núcleo atravessa com dificuldade.
- ◆ **Espraiamento:** fenômeno que sofre o fluxo magnético ao cruzar o entreferro do núcleo magnético, fazendo com que a área efetiva por onde passa o fluxo seja maior que a área geométrica do entreferro.
- ◆ **Ferrite:** material feito de cerâmica com propriedades eletromagnéticas, geralmente utilizado em núcleo de transformadores elétricos.
- ◆ **Histerese:** tendência de um material ou sistema de conservar suas propriedades na ausência de um estímulo que as gerou.
- ◆ **Lei de controle:** sinal de controle do regulador linear quadrático ótimo (LQR), sendo formado por uma combinação linear dos estados do sistema.
- ◆ **Planta:** sistema composto por elementos lineares e não lineares com várias variáveis de controle.
- ◆ **Semicondutores:** são sólidos geralmente cristalinos de condutividade elétrica intermediária entre condutores e isolantes.
- ◆ **Sistema:** combinação de componentes que agem em conjunto para atingir determinado objetivo.

---

## APÊNDICES

---

### APÊNDICE A – Programas

#### A.1 – Programa para o microcontrolador MSP430F2274

A seguir é listado o código fonte desenvolvido para o microcontrolador da *Texas Instrument* – MSP430F2274 para ser possível implementar a técnica de MPPT *P&O*, a carga e a proteção das baterias e o gerenciamento do funcionamento dos conversores no sistema.

```

ultima atualização 1/09/2011, versão 1.3 às 10:35
//rastrea o ponto de máxima potência dos painéis
//1/09 filtro + filtro outliers- evitar que seja processado leituras bruscas
//a frequencia do PWM está na faixa de 53,16kHz (valor medido)

#include "msp430x22x4.h"
#include "clock.h"
#include "USART.h"
#include "portas.h"
#include "AD10.h" //1,47mV/unidade
#include "timer_e_PWM.h"

#define período_PWM 150//=8E6/f_PWM, frequencia do clock foi configurada para 8 MHz
em clock.h
#define duty_min (unsigned char)período_pwm*0.45 //ciclo de trabalho mínimo no conversor
de 25 %
#define períodos 53160/10 //entre com a frequencia de leitura de corrente, períodos, i.e,
depois de quantos períodos do PWM, vai medir corrente?
#define vezes_i 5 //1Hz depois de quantas medição de corrente, vai medir tensão?
#define vbatmax 971 //1,425 V no sensor > indica 14 V em cada bateria
#define vbatmin 729 //1,068 V no sensor > indica 10,5 V em cada bateria // divisor de tensão
7k5/(7k5 + 180k)
#define led_vermelho BIT0
#define led_verde BIT1

unsigned int nciclos_PWM = 0;//nciclos_PWM = número de ciclos do PWM que foram
aplicados ao SG3525
unsigned int corrente=0;
unsigned int corrente_anterior=0;
unsigned int corr_antonte=0;
unsigned int corr_ano_passado=0;

unsigned char nA0 = 0; //contador de leituras do canal 0 (corrente)
unsigned char ton_anterior =0;
unsigned char ton = 0; // tempo em alto do PWM
unsigned char flag = 0;

```

```

unsigned char histerese=0; //inicializar é importante
unsigned int aux=0;

void main(void)
{ //inicialização
  clk();//configure clock para 8mhz
  pinos();//configuração da porta P2 e P1
  AD();//configurar A/D de 10 bits para medir corrente e tensão do banco de baterias
  timer_canais(período_pwm);//config timer e o canal PWM
  usart();//conf usart, baud rate = 9600 8 caracteres

  //núcleo de processamento
  for (;;)
  {
    //modo de varredura
    if (!(P1IN & BIT2))//apertou botão?
    {
      flag = 1;//não leia nada no AD
      TACCR1 = 0;//o ciclo de trabalho vai iniciar do zero!!!
      P1OUT &= ~led_vermelho;//apague led vermelho para indicar modo de varredura
      aux=0;
    }

    __bis_SR_register(GIE + CPUOFF);//modo LPM0 para a CPU, a interrupção do AD10
    (AD10_ISR) forçará a saída desse modo, ligando-a

    //filtro outliers
    if (corrente < 30)//evite processar absurdos - níveis de tensão alem do esperado
    if ((corrente < ((corrente_anterior<<1) + 1)) || (corrente_anterior < ((corrente<<1) + 1)))//
    execute filtro + MPPT caso não houver variações bruscas de corrente
    {
      corrente = (corrente + corrente_anterior + corr_antonte +
      corr_ano_passado)>>2;//implementar filtro media movel de ordem 4
      // Algoritmo de MPPT
      if (corrente >= corrente_anterior)
      { //sim a corrente é maior
        if (ton >= ton_anterior)
        { ton_anterior=ton;
          ton ++; // proximo ton
        }
      }
      else //se tempo menor com corrente maior
      { ton_anterior=ton;
        ton --;
      }
    }//fim se sim corrente maior

    else//não é maior a corrente
    {
      if (ton > ton_anterior)
      { ton_anterior=ton;
    }
  }
}

```

```

ton --;
}
else //se tempo menor com corrente menor
{ ton_anterior=ton;
ton ++;
} //fim else tempo
} //fim else corrente

if (ton > período_pwm)//ton não é bom ultrapassar período_pwm
ton = período_pwm-1;

if (ton < duty_min)
ton = duty_min;
TACCR1 = ton; //ton TACCR1 tempo em alto do PWM

corr_ano_passado = corr_antonte;
corr_antonte = corrente_anterior;
corrente_anterior = corrente;

//fim do MPPT
} // if limite de leitura de corrente

if (nA0 >= vezes_i) //verifica se está no momento de ler a tensão
{ P1OUT ^= led_verde; //LED VERDE PISCA Indicando a leitura da tensão
ADC10CTL0 &= ~ENC; //desabilita AD
ADC10CTL0 &= ~ADC10IE; //desabilita interrupção
nA0 = 0;
ADC10CTL1 = INCH_1; //selecione para ler a tensão
ADC10CTL0 |= ENC + ADC10SC; // Sampling and conversion
while (ADC10CTL1 & ADC10BUSY); // ADC10BUSY?
if (ADC10MEM > (vbatmin+histerese)) // se estiver na faixa do projeto do AG
if (ADC10MEM < (vbatmax-histerese))
{ //os 2 estágios ligados
P2OUT &= ~BIT2; //zera pino, não bloqueia o boost > vai liga-lo
histerese=0;
P2SEL |= BIT3; //configura para aparecer PWM
}
else // maior do vmax para bateria
{ //os 2 estágios DESligados
P2OUT |= BIT2; //pino em 1, desligará o conversor de alto ganho
histerese=65; //representa offset de 1 V real dos limites de tensão máxima e tensão
mínima
//desliga estágio 1
P2SEL &= ~BIT3; //comuta para pino digital
P2OUT &= ~BIT3; //zera o pino
}
else { P2SEL |= BIT3; P2OUT |= BIT2; } //fim else de maior que o minimo configura para
aparecer PWM
/*o else acima liga só o controlador*/ //comuta para PWM e bloqueia o funcionamento do
Boost

```

```

    ADC10CTL0 &= ~ENC; //desabilita AD
    ADC10CTL1 = INCH_0; //volte para medir corrente
    ADC10CTL0 |= ENC + ADC10IE; //agora sim, é lícito converter
} //fim se pode ler tensão
} //fim do for infinito
} //fim do main

// ADC10 interrupt service routine
#pragma vector=ADC10_VECTOR
__interrupt void ADC10_ISR(void)
{
    P1OUT ^= led_vermelho; // comute o estado do led vermelho
    nA0 ++; // mais uma medição de corrente
    corrente = ADC10MEM;
    UCA0TXBUF = corrente; //20; mande a corrente
    while ((UCA0CTL1 & BIT0 == 0)); //aguarde a transmissão ser completada
    __bic_SR_register_on_exit(CPUOFF); // Clear CPUOFF bit from 0(SR)
}

#pragma vector=TIMER_A0_VECTOR
__interrupt void TA0_ISR(void)
{
    if (flag==1) //modo varredura
    { //inicio
        if (aux++ > 4000)
        {
            aux=0;
            TACCR1++;
            if (TACCR1 > período_pwm) // após 26ms incrementar Taccr1
            {
                flag=0; //sai da varredura
                TACCR1 = 0; // depois, o rastreamento vai começar com ciclo de trabalho de 0 %
            }
        }
    } //fim do modo varredura
    else //flag é zero
    {
        nciclos_PWM += 1; //contador

        if (nciclos_PWM >= períodos)
        {
            nciclos_PWM = 0;
            ADC10CTL0 |= ENC + ADC10SC; //leia o canal selecionado, A0
        }
    }
}

```

E as bibliotecas criadas na seguinte ordem: clock.h, USART.h, portas.h, AD10.h, e timer\_e\_PWM.h.

```

//clock.h
void clk()
{ WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;
//configurar clock em aproximadamente 8 MHz a 13.9 Mhz // de acordo com a frequencia do
PWM e pelas contas o clock está em 11,32Mhz
//DCOCTL = reset, dcox = 3 e modx = 0 , erro
//DCOCTL = 0x60;
//BCSCTL1 = 0x8E; // rselx = 14
BCSCTL1 = CALBC1_8MHZ; // Set DCO to 8 MHz
DCOCTL = CALDCO_8MHZ;
}

//USART.h
void usart()
{#[slac]
/*ME1 = UTXE0;
U0CTL = SWRST + CHAR; //CARACTER DE 8 BITS
U0TCTL = SSEL1 + SSEL0; // SMCLK
U0BR0 = 0x41; // 1MHz 9600
U0BR1 = 0x03; // 1MHz 9600
U0MCTL = 0x92; // Modulation UCBRSx = 1
U0CTL_bit.SWRST = 0; // **Initialize USCI state machine**/
UCA0CTL1 |= UCSSEL_2; // SMCLK
UCA0BR0 = 0x41; // 1MHz 9600
UCA0BR1 = 0x03; // 1MHz 9600
UCA0MCTL = 0x92; // Modulation UCBRSx = 1
UCA0CTL1 &= ~UCSWRST; // **Initialize USCI state machine**
}

//portas.h
void pinos()
{
P2DIR = 0x0C; //P2.2 e P2.3 COMO SAÍDA
P2SEL = BIT0 + BIT1 + BIT3; //+ BIT4; // P2.0,P2.1 e P2.3 ALTERNATIVOS P2.4 entrada
de referencia externa
P1DIR |= 0x03; //2 LEDS COMO SAIDA e o botão (na P1.2) como entrada
P1OUT = BIT0 + BIT1 + BIT2; //LIGA OS LEDS e P1.2 pullup (segundo o exemplo)
P1REN |= 0x04; // habilita o resistor para o pino P1.2
P2OUT |= BIT2; //p2.2 em um inicialmente, AG bloqueado

P3SEL |= BIT4; // P3.4 PARA TXD
}
//p2.0 corrente da bateria
//p2.1 tensão " "
//p2.2 AG
//p2.3 PWM

//AD10.h
void AD()
{

```

```
//ADC10CTL1 canal A0 (corrente), clock do proprio adc10, igual ao valor de reset
ADC10CTL0 = SREF_1 + ADC10SHT_3 + ADC10SR + ADC10ON + REFON +
ADC10IE; // a ref é de 1,5 V /*REF2_5V*/ //hoje
//64 ciclos de amostragem (maior q tem), velocidade até 50kbps, 2.5V de referencia, AD
pode interromper
ADC10AE0 = BIT0 + BIT1;// + BIT4; // P2.0 e P2.1, ADC10 option select, entradas
analógicas //hoje
}
```

```
//timer_e_PWM.h
```

```
void timer_canais(período_pwm)
{
//configurar PWM e timer
TACCTL0 |= CCIE; // Compare-mode interrupt pode interromper
TACCR0 = período_pwm; // conf para o período do PWM
TACCTL1 = OUTMOD_7; // modo do PWM TACCR1 reset/set
TACCR1 = 0; // TACCR1 tempo em alto do PWM
TACTL = TASSEL_2 + MC_1;// SMCLK, up mode
}
```

## A.2 – Programa em Matlab para o projeto do controle LQR

Finalmente, o programa em MATLAB para a modelagem e o projeto do controlador LQR com ação integral aplicado ao conversor *boost* de alto ganho de tensão.

```
% atualizado com os parametros da versão final

%%MODELAGEM NO ESPAÇO DE ESTADOS

%parametros do boost clássico equivalente
Vi=42; rl=0e-3; ll=70e-6; rc=3.063e-3; c=22e-3; r=4.9;

X=[23.81 70]'; %estados em regime permanente do conversor equivalente
Du=0.4; %ciclo de trabalho
Dul=1-Du; %complemento de Du

%Comportamento do sistema quando;
%A) a chave estiver ligada
A1=[-rl/ll 0;0 -1/(c*(rc+r))];
B1=[1/ll 0]';
C1=[0 r/(r+rc)];D1=0;
%B) a chave estiver desligada
A2=[-(rl + rc*r/(r+rc))/ ll -r/(ll*(r + rc)); r/(c*(r+rc)) -1/(c*(r+rc))];
B2=B1; C2=[rc*r/(rc+r) r/(r + rc)]; D2=0;

%matrizes linearizadas
```



```

A=A1*Du+A2*Dul;
C=C1*Du+C2*Dul;

VT=5;    %inverso do coeficiente angular da dente de serra

%modelo do sistema para o controle por meio do ciclo de trabalho:
% x.^=Ax^ + [(A1-A2)*X + (B1-B2)*VI]d^
% y.^=Cx^ + [(C1-C2)*X + (D1-D2)*VI]d^
%Faça:
Bb=((A1-A2)*X);
Dd=((C1-C2)*X);
ma=ss(A,Bb,C,Dd); %modelo em espaço de estados para a tensão de saída do conversor

%% SOLUÇÃO DO LQR

%tentativa ótima e excelente
%aplicar o lqr com integrador pois a planta não tem integrador

Ahat=[A zeros(2,1);-C 0];
bhat=[Bb;0];    %vetor coluna

%Matrix de ponderação de estado
Q=[2.44e-2 0 0;0 1.1625e-5 0;0 0 20.0e3];

%ache o vetor de realimentação kkat(1:2)
%e o ganho do integrador -> -khat(end)
[khat,P,e]=lqr(Ahat,bhat,Q,40);
% % khat=[k1 k2 | -kl]

% definição
K=[khat(1) khat(2)] %é bom que K tenha todos os elementos positivos, para facilitar na
prática, podendo usar apenas um ampop
kl=-khat(end);    %idem,kl>0

%modelo do sistema controlado em malha fechada com o LQR
AA=[A-Bb*K/VT Bb*kl/VT; -C 0]; %ajuste de que o modulador atenua em VT vezes
BB=[0; 0; 1];
CC=[C 0];
DD=Dd;

%crie um modelo do sistema controlado em espaço de estados
sysmf=ss(AA,BB,CC,0);

```

```

%% SIMULAR O SISTEMA CONTROLADO COM O LQR COM AÇÃO INTEGRAL

% com o modelo teorico
passo=.2e-6; %passo de simulação desejado
tfin=100e-3; %tempo final de simulação
t=0:passo:tfin;

figure(1), title('Tensão de saída'), ylabel('pu'), xlabel('tempo (s)')
step(sysmf);

[y,x,t]=step(AA,BB,CC,0,1,t);
x1=[1 0 0]*x';
x2=[0 1 0]*x';
x3=[0 0 1]*x';

figure (2) %v0=400;
u=-K*[x1; x2] + kl*x3; const=70*100/(VT); %constante para a simulação a seguir
plot(t,const*u),title('ciclo de trabalho em %'), grid; %apresenta o ciclo de trabalho de 0 ou
%verificação dos estados
figure (3)
plot(t,x1), title('IL'), grid;

%% IMPLEMENTAR

% Determine os componentes que forem necessários para que esse controle possa ser
implementado

%A) do equivalente:
re=3; %referência a ser colocada no pino não-inversor do ampop
hv=re/70; %ganho de realimentação da saída do conversor equivalente
Di=kl/hv; %ganho do integrador, considerando o hv de forma que a malha não

% implementação no ampop
%cálculo dos três capacitores
k1l=5e-3; %resistencia do rshunt, sensor resistivo
%Cálculo da relação de Ca1/ca=(rca1) e Ca2/ca=(rca2)
%cálculo de rca1
if khat(1) < 1
rca1=1;

else rca1 = 10*khat(1); % para poder criar uma realimentação equivalente com ganho < 1
end
%cálculo de rca2
if khat(2) < 1
rca2=1;

else rca2 = 10*khat(1); % " ...
end

%(Obs: Opcional ) mudar referencia, a fim de reduzir a componente CC inicial do ampop

```

```

red=1/3;      % fator de redução dessa componente
re=3*red;    %nova referencia
hv=(hv)*red; %nova realimentação do equivalente

%cálculo dos componentes
ca=10e-9;    %capacitor do ampop que fica entre a saída e a entrada inversora, -
             %capacitor de realimentação adotou-se em 10nF,
ca1=rca1*ca; %capacitor ligado ao sinal de medição de corrente (vem do amp-diferencial)
ca2=rca2*ca; %capacitor ligado ao sinal de medição de tensão (vem do divisor)

Ry=1/(ca*Di/red); % Ou Ry = 1/(ca*(kl*70))
k1l=khat(1)/(k1l*rca1); %ganho do amplificador diferencial de corrente
hvl=khat(2)/rca2; %ganho da realimentação do equivalente

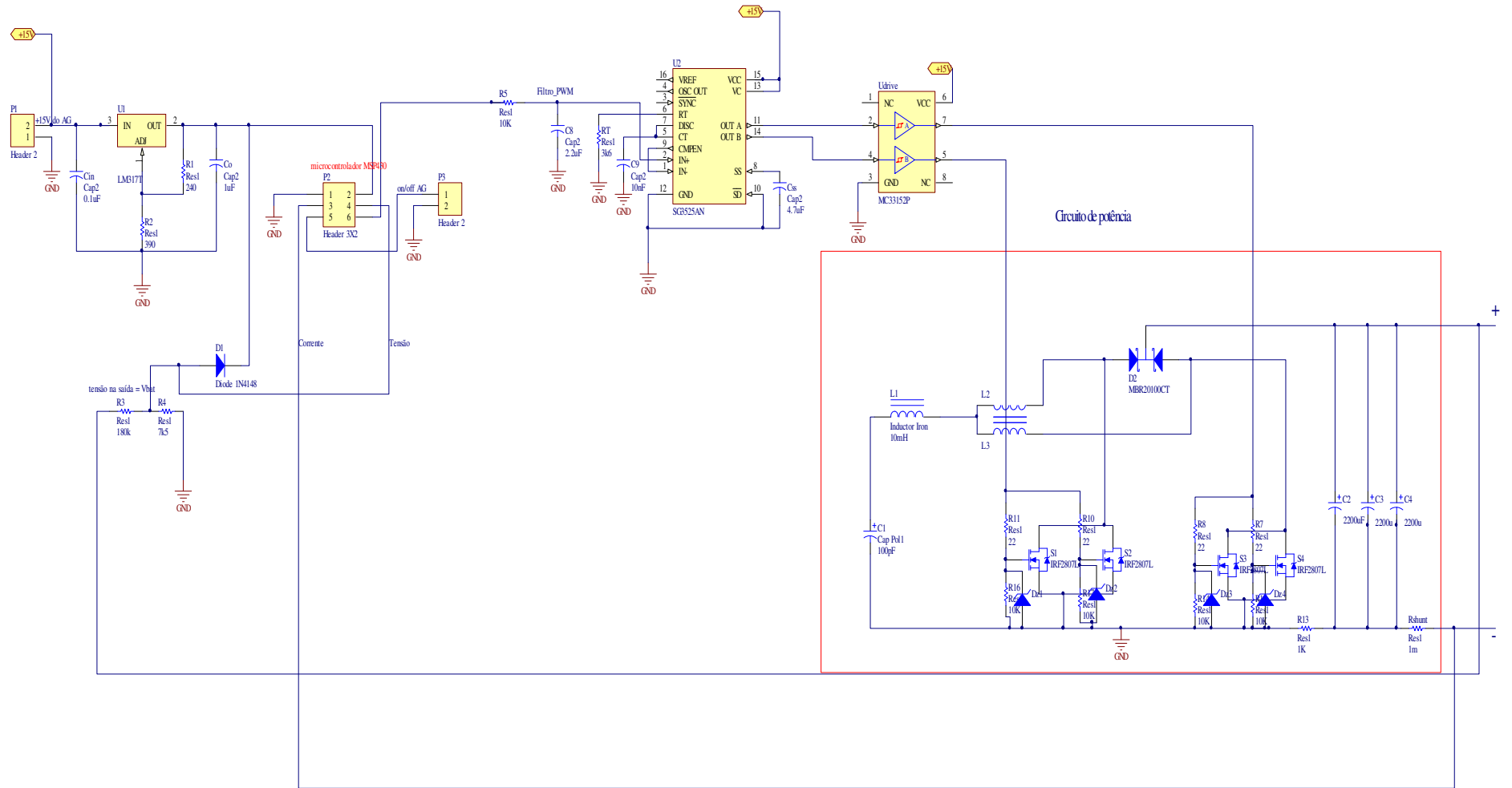
%B) do conversor original:
%Rshunt é o mesmo, o ganho do diferencial também, bem como os capacitores e o Resistor
Ry do ampop controlador (LQR com ação integral)

%ganhos de realimentação
%o ganho de realimentação da corrente no indutor é o mesmo do equivalente
khat2l=khat(2)*.175; %ganho do estado da tensão no capacitor
hvl=hv*.175; %ganho da tensão de saída

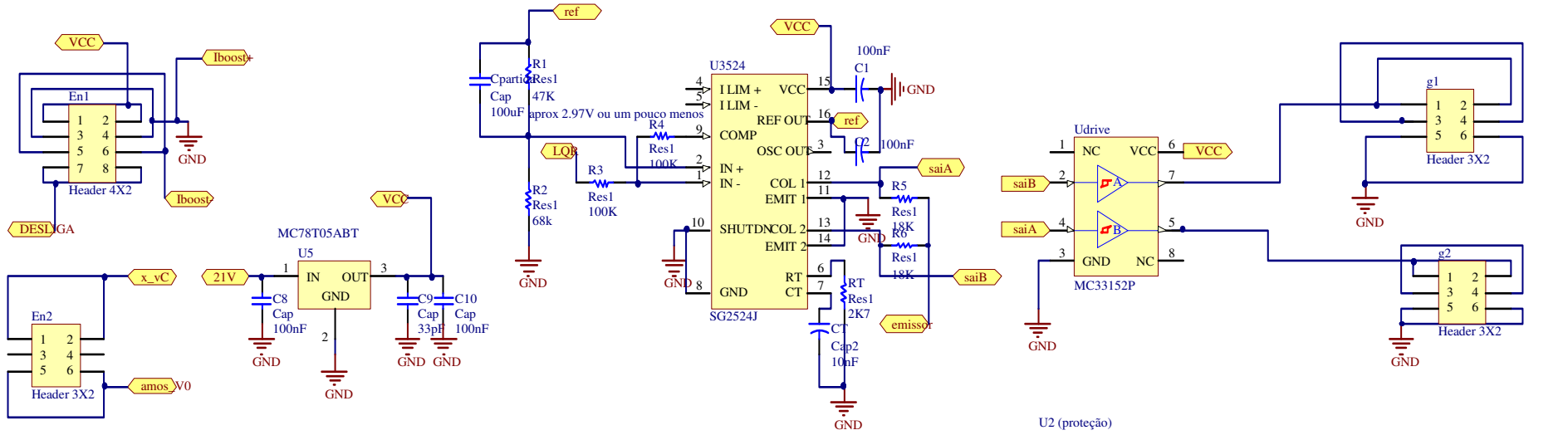
```

APÊNDICE B – Esquemáticos

B.1 – Esquemático do controlador de carga

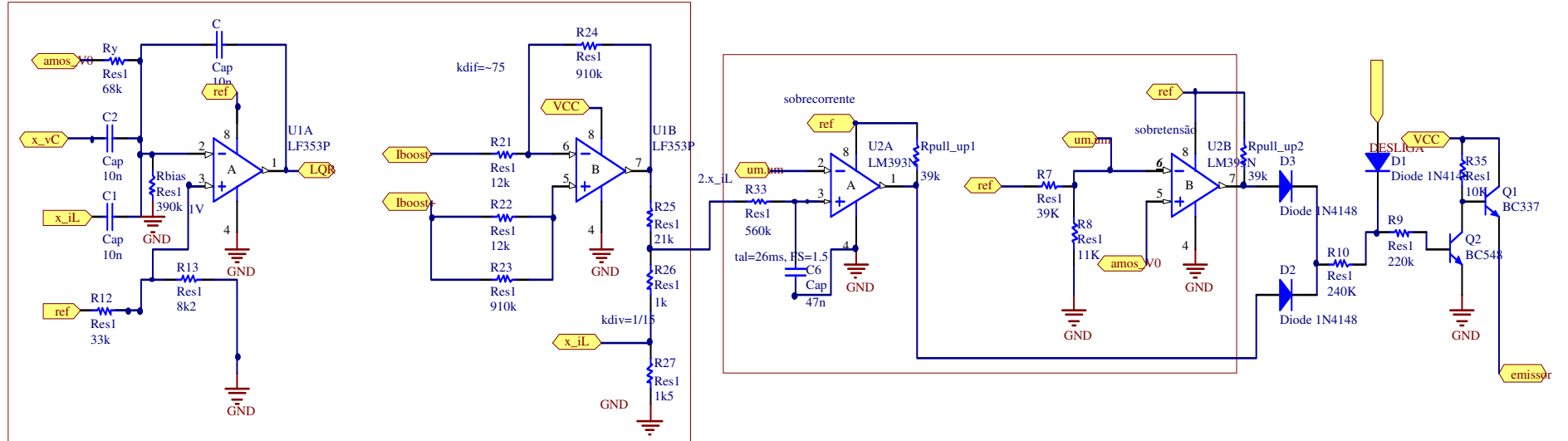


## B.2 – Esquemático da placa de controle ótimo



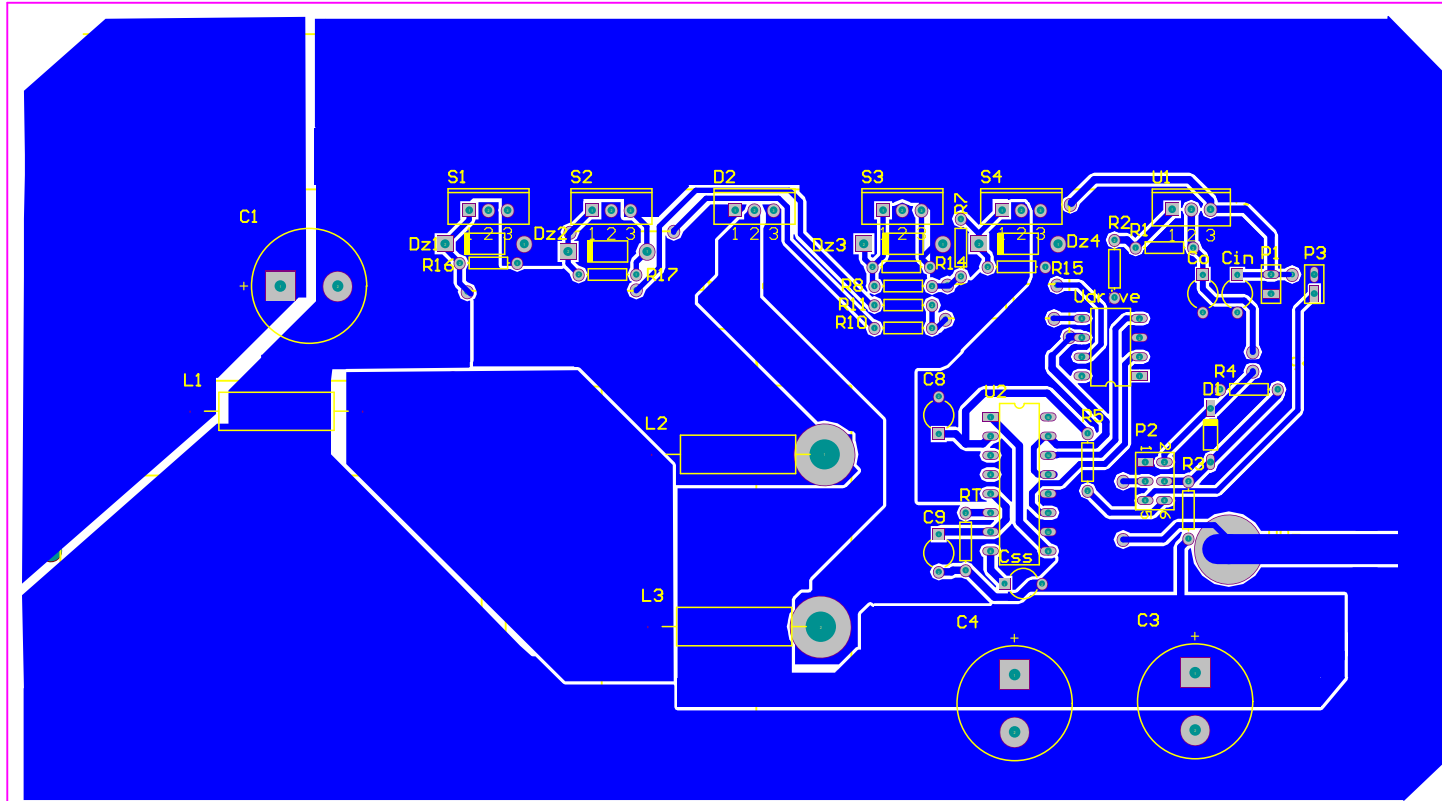
U1 (controle e medição)

U2 (proteção)

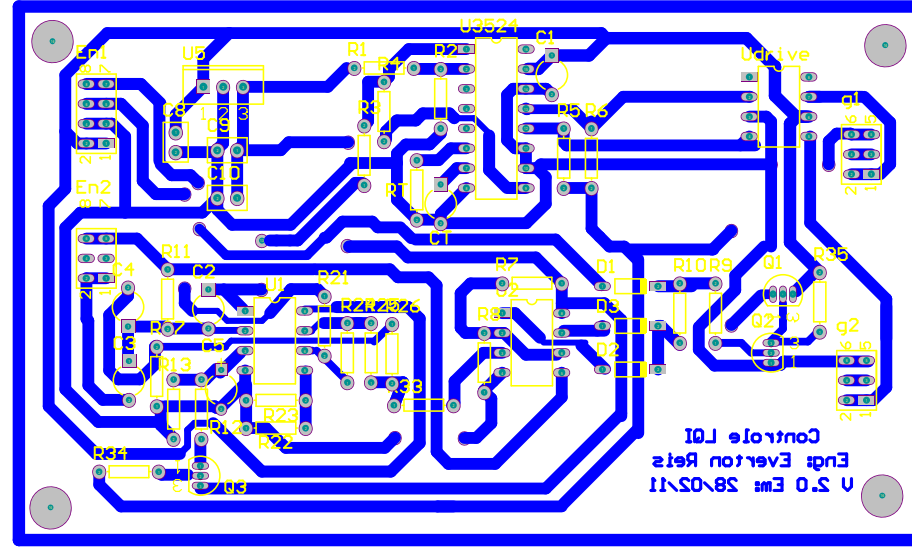


APÊNDICE C – Layouts

## C.1 – Layout do controlador de carga



C.2 – Layout da placa de controle ótimo



## ANEXO

### TABELA DE FIOS ESMALTADOS

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm <sup>2</sup> )	OHMS/cm 20 °C	OHMS/cm 100 °C	AMP. para 450A/cm <sup>2</sup>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018



---



---

## ÍNDICE REMISSIVO

---



---

### A

Algoritmo de MPPT.....	27, 54, 114, 119, 120, 129
Alocação de pólo.....	88
Amplificador operacional	
como compensador LQR .....	95, 96, 130
na configuração diferencial.....	101, 108
na configuração subtrator.....	105

### B

baterias.....	6
Baterias .....	4, 5
de Chumbo Ácido.....	7
de Lítio Íon .....	6
de Níquel-Cádmio.....	6, 7
de Níquel-Metal Hidreto.....	7
de Prata Zinco .....	6
do tipo VRLA .....	8
em AGM.....	8
em SLA .....	8

### C

Comandos do Matlab	
$[\hat{\mathbf{k}}, \mathbf{w}, \text{polos}_{\text{mf}}]=\text{lqr}(\mathbf{A}_{\text{hat}}, \mathbf{B}_{\text{hat}}, \mathbf{Q}, \mathbf{R})$ .....	93
bode(sysmf) .....	95
Con=ctrb( Ahat,Bhat) .....	93
Controlabilidade.....	93
Controle LQR.. 82, 88, 89, 94, 95, 98, 107, 111, 124, 129, 130	
Curva de rendimento	
do controlador de carga.....	118
do conversor <i>boost</i> de alto ganho de tensão.....	128

### D

Diagrama de blocos	
do controlador e da planta no <i>Simulink</i> .....	97
do LQR com ação integral .....	89

do segundo estágio no <i>Simulink</i> .....	95, 96
Diagrama de Bode .....	95

### E

Erro	
em regime permanente .....	89
entre a referência e a tensão de saída.....	89
estático.....	89
fator de integração sobre o .....	89
transitório .....	82
Espaço de estado.....	82, 83, 85, 130

### F

Frequência	
análise do sistema em .....	95
da senóide.....	77
de chaveamento .....	39, 42, 58, 59, 70, 84, 85
de comutação.....	85
de corte .....	95, 124
de trabalho do autotransformador.....	117
do oscilador .....	106
Função de transferência .....	89

### G

Ganho	
de ação integral.....	89
de controle por realimentação de estado.....	88
do amplificador .....	102
do modulador PWM .....	89, 95
do vetor de realimentação do compensador LQR do	
<i>boost</i> de alto ganho.....	101
de corrente no indutor .....	101
de integração do erro entre a entrada e a saída ..	101
de tensão no capacitor .....	101
ótimo .....	93
de realimentação para o conversor equivalente...93	
de realimentação para o conversor original.....93	

**I**

Índice de desempenho .....	88, 95
Inversor . 17, 18, 19, 25, 28, 29, 32, 42, 43, 69, 70, 77, 82,	143

**L**

Lei de controle .....	87, 88, 89, 90, 93, 107, 108
-----------------------	------------------------------

**M**

Malha	
aberta .....	86
fechada.....	88, 93, 94, 95, 108, 124, 129, 143
Matriz(es).....	82, 86
Medição da corrente no indutor .....	102
Medidores .....	101
de corrente .....	101
de tensão .....	109
Microcontrolador .....	27, 55, 56, 110, 130, 138
Modelagem	
por espaço de estado .....	82
simplificada por espaço de estado médio.....	<i>Consulte</i>
Espaço de estado	
Modos de operação .....	35, 58
crítica .....	36
de condução contínua.....	36, 58
de condução descontínua .....	36, 59

**O**

Ondulação	
de corrente .....	23, 36, 40, 42, 43, 49, 62, 65, 68, 70
de tensão .....	70, 77

**P**

Painéis Fotovoltaicos .....	9
compostos por células de silício amorfo .....	10
compostos por células de silício monocristalino.....	9

compostos por células de silício policristalino .....	10
---	----

**Problema**

de controle ótimo.....	82
de <i>off-set</i> do amplificador.....	102
de otimização.....	88
na carga de uma bateria de NiCd .....	7
no acionamento do <i>boost</i> de alto ganho.....	104
resolver o problema do LQR .....	93
sem problema de sobretensão e sobrecorrente.....	59

**R****Resposta**

ao degrau de carga de 1 kW para 0,5 kW e vice-versa	
no Matlab/ <i>Simulink</i> .....	97
obtida por simulação no Orcad para o conversor	
original	
ao degrau de carga de 0,5 kW para 1 kW .....	100
ao degrau de carga de 1 kW para 0,5 kW.....	99
satisfatória no controle da tensão de saída.....	112
teórica na partida do conversor equivalente.....	94

**S**

SIGFI30 .....	23, 28, 31, 32, 42, 58, 69
---------------	----------------------------

**T**

Técnicas de MPPT.....	11
Condutância Incremental.....	13, 14
Perturba e Observa .....	12, 13
Tensão Constante .....	11, 12
Transformador .. 19, 46, 58, 59, 60, 62, 63, 66, 67, 68, 70,	
72, 74, 78, 79, 81, 84, 96, 126, 127, 128	

**V****Vetor**

de controle ótimo.....	88
de estados .....	85
de realimentação.....	89