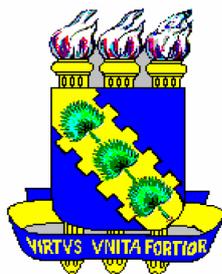


**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**CONVERSOR *BOOST* BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO
APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO**

Gustavo Alves de Lima Henn

Fortaleza
Fevereiro de 2008

GUSTAVO ALVES DE LIMA HENN

**CONVERTOR *BOOST* BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO
APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO**

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

Orientador: Prof. Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto

Co-orientador: Prof. Dr. Demercil Oliveira Souza Jr.

Fortaleza
Fevereiro de 2008
GUSTAVO ALVES DE LIMA HENN

**CONVERTOR *BOOST* BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO
APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

Gustavo Alves de Lima Henn

Banca Examinadora:

Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.
Presidente

Prof. Demercil Oliveira Souza Jr., Dr.

Prof. Fernando Marcelo Antunes, Dr.

Prof. Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr.

Fortaleza, Fevereiro de 2008

“Os loucos abrem os caminhos que, em seguida, os gênios irão percorrer.”
(Albert Einstein)

“Sem saber que era impossível, foi lá e fez.”
(Jean Cocteau)

*A Deus,
Aos meus pais, Aquilles e Norma,
Aos meus irmãos, Emanuel e Guilherme,
A todos os familiares e amigos.*

AGRADECIMENTOS

Ao professor Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, por sua eficiente orientação, sempre motivando e extraindo o máximo de mim durante todo esse tempo. Agradeço por compartilhar as alegrias e me fazer sorrir nos momentos mais difíceis. Obrigado por me fazer acreditar no que parecia impossível.

Ao professor Dr. Demercil Oliveira de Souza Jr., por esclarecer as muitas dúvidas e por compartilhar seu imenso conhecimento técnico-científico. Obrigado pela paciência nas longas horas de análises de muitos gráficos e equações.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, em especial a Fernando Antunes, Laurinda Reis, José Carlos, Cícero Cruz, René Bascopé, e aos funcionários do departamento Conceição, Rafael, Mário e Geraldinho, responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação na graduação e no programa de Mestrado.

Aos técnicos Pedro Augusto e Gleidson, que me ensinaram coisas que ninguém mais poderia fazê-lo de maneira igual, e também por me ajudarem diretamente na montagem do projeto.

Aos meus amigos e colegas de mestrado (em ordem alfabética): Alexander, André, Belchior, Danilo, Éber, Edílson, Elmano, Fabíola, George Harrison, Halisson, Hermínio, Lincon, Lucas, Luiz Daniel, Mônica, Nelber, Paulo Praça, Ranoyca, Rômulo e Tobias, pela amizade, companheirismo e valiosas contribuições técnicas.

A todos os meus amigos, por todo suporte e pela ajuda em todos os momentos da minha vida, bons e ruins. Vocês todos são muito importantes para mim.

À minha família, em especial à minha avó, por ser um poço sem fim de ternura e bondade, e ao meu tio Roberto, principal incentivador da minha carreira acadêmica.

Aos meus irmãos Emanuel, minha inspiração profissional e intelectual, e Guilherme, que me mostra, diariamente, o quão valorizado deve ser o lado humano e espiritual.

Ao meu pai, em quem eu me espelho todos os dias, e à minha mãe, pelo exemplo de dedicação e amor infinito. Obrigado por me darem todas as condições de ser uma pessoa melhor. Devo tudo a vocês.

A Deus, pela segunda chance que me foi concebida, e à Virgem Maria, que me consolou e veio ao meu auxílio em um momento de dor profunda.

À FUNCAP que contribuiu com o apoio financeiro necessário à realização desse trabalho e desenvolvimento científico.

RESUMO

Resumo da dissertação apresentada à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CONVERSOR *BOOST* BIDIRECIONAL DE ALTO GANHO APLICADO A UM SISTEMA FOTOVOLTAICO

GUSTAVO ALVES DE LIMA HENN

Tendo em vista superar as dificuldades apresentadas na utilização comercial de painéis fotovoltaicos em sistemas elétricos convencionais de baixa tensão, este trabalho tem por objetivo analisar e implementar um conversor elevador de tensão de alto ganho alimentado por painéis fotovoltaicos, bem como um conversor bidirecional de alto ganho para as baterias, as quais são utilizadas para armazenar o excedente de energia produzida pelos painéis, além de suprir a carga quando a energia produzida pelos mesmos for insuficiente. Foi ainda implementado um controle MPPT do tipo “perturbe e observe” para o conversor *boost* de alto ganho a fim de garantir a máxima extração de potência dos painéis. Já o controle do conversor bidirecional resume-se a uma malha de tensão que garante um nível constante de 180 V na carga. Este nível de tensão foi escolhido de forma que possa ser utilizado futuramente para alimentar um inversor, a fim de que seja convertido em uma tensão de 110 V_{RMS}, tornando possível a integração à rede elétrica. Além disso, a estratégia de controle do acionamento de ambos os conversores foi implementado digitalmente em microcontroladores do tipo PIC 16F877. As principais características dos conversores propostos são: controle e acionamento bastante simples, esforços de tensão reduzidos nos semicondutores, presença de uma célula de acoplamento magnético que permite a obtenção de um ganho estático bastante elevado, e operação dos elementos magnéticos com o dobro da frequência de chaveamento. A análise teórica dos dois conversores, a metodologia de projeto, a simulação e os resultados experimentais de um protótipo de 500 W de potência são apresentados para validar o princípio de funcionamento do sistema proposto.

Palavras-Chave: Eletrônica de Potência, sistema fotovoltaico, conversor *boost* de alto ganho, conversor bidirecional.

ABSTRACT

Abstract of dissertation presented at Universidade Federal do Ceará as partial of fulfillment of the requirements for the Master degree of in Electrical Engineering.

BIDIRECTIONAL HIGH VOLTAGE GAIN BOOST CONVERTER APPLIED TO A PHOTOVOLTAIC SYSTEM

GUSTAVO ALVES DE LIMA HENN

Aiming to overtake the issues caused by interconnecting photovoltaic panels to the conventional low voltage electric system, this work presents the analysis and the implementation of a high voltage gain boost converter connected to photovoltaic panels, and a bidirectional high voltage gain converter connected to a bank of batteries, which are used to store the excess of energy produced by the modules, and to supply the load when the panels cannot do it by themselves. A “perturb and observe” MPPT control algorithm for the high voltage gain boost converter was implemented to extract the maximum power from the photovoltaic panels. The control of the bidirectional converter is implemented in order to guarantee a 180 Vdc output voltage. This voltage level was chosen because it can be used to transform it in a 110 V_{RMS} voltage by connecting the system to an inverter in the future. Besides, the algorithm control from both converters was implemented in a fully digital way. The main features of the proposed converters are: very simple switching control, low voltage stress levels on the switches, the presence of a magnetic coupling cell, which allows an even higher gain, and the magnetic components operating with the double of switching frequency. Theoretical analysis, design procedure, simulations and experimental results from a 500 W laboratory prototype are presented in order to validate the operation principle of the proposed system.

Keywords: Power Electronics, Photovoltaic Systems, High Voltage Gain Boost Converter, Bidirectional Converter.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xii
LISTA DE TABELAS	xv
SIMBOLOGIA	xvi
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1	
O CONVERSOR <i>BOOST</i> DE ALTO GANHO	7
1.1 Introdução	7
1.2 Topologia	7
1.3 Etapas de Operação	8
1.3.1 <i>Primeira Etapa</i>	9
1.3.2 <i>Segunda Etapa</i>	9
1.3.3 <i>Terceira Etapa</i>	10
1.3.4 <i>Quarta Etapa</i>	11
1.4 Formas de Onda Teóricas do Conversor	12
1.5 Ganho Estático do Conversor	13
1.6 Cálculo dos Parâmetros do Conversor	14
1.6.1 <i>Características dos Painéis Fotovoltaicos</i>	14
1.6.2 <i>Dimensionamento do Conversor em Modo de Condução Contínua</i>	15
1.6.3 <i>Operação em Modo de Crítico</i>	20
1.7 Considerações Finais	23
CAPÍTULO 2	
O CONVERSOR <i>BOOST</i> DE ALTO GANHO BIDIRECIONAL	24
2.1 Introdução	24
2.2 Topologia	24
2.3 Etapas de Operação	25
2.3.1 <i>Primeira Etapa</i>	25
2.3.2 <i>Segunda Etapa</i>	26
2.3.3 <i>Terceira Etapa</i>	27
2.3.4 <i>Quarta Etapa</i>	28

2.4	Formas de Onda Teóricas do Conversor	29
2.5	Ganho Estático do Conversor	30
2.6	Cálculo dos Parâmetros do Conversor.....	31
2.6.1	<i>Operação em Modo de Condução Contínua</i>	31
2.6.2	<i>Operação em Modo Crítico</i>	37
2.7	Considerações Finais	39
CAPÍTULO 3		
PROJETO DOS CONTROLADORES		40
3.1	Introdução	40
3.2	O Controle MPPT	40
3.3	Malha de Tensão do Conversor Bidirecional	43
3.3.1	<i>Acionamento das Chaves</i>	43
3.3.2	<i>Projeto da Malha de Tensão</i>	44
3.3.2.1	Malha de Tensão do Modo <i>Boost</i>	45
3.3.2.2	Malha de Tensão do Modo <i>Buck</i>	49
3.3.3	<i>Discretização do Sistema Compensado</i>	52
3.4	Considerações Finais	53
CAPÍTULO 4		
RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS.....		55
4.1	Introdução	55
4.2	Configuração do Sistema.....	55
4.3	Resultados de Simulação	56
4.3.1	<i>Operação em Modo Boost</i>	56
4.3.2	<i>Operação em Modo Buck</i>	59
4.4	Resultados Experimentais.....	62
4.4.1	<i>Operação em Modo Boost</i>	62
4.4.2	<i>Operação em Modo Buck</i>	66
4.5	Considerações Finais	68
CAPÍTULO 5		
CONCLUSÃO GERAL		69
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		71

APÊNDICE A – PLANILHA DE CÁLCULO DO <i>BOOST</i> DE ALTO GANHO	74
APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO <i>BOOST</i> DE ALTO GANHO	80
APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO <i>BOOST</i> BIDIRECIONAL	82

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Topologia desenvolvida por Middlebrook [2]	2
Figura 2 – Topologia desenvolvida por Wofls [3]	3
Figura 3 – Topologia desenvolvida em [8].....	3
Figura 4 – Topologia desenvolvida em [11].....	4
Figura 5 – Topologia desenvolvida em [14].....	4
Figura 6 – Diagrama de blocos do sistema desenvolvido	5
Figura 1.1 – Célula de acoplamento magnético	7
Figura 1.2 – Topologia do conversor <i>boost</i> de alto ganho	8
Figura 1.3 – Primeira etapa de operação	9
Figura 1.4 – Segunda etapa de operação	10
Figura 1.5 – Terceira etapa de operação.....	11
Figura 1.6 – Quarta etapa de operação	11
Figura 1.7 – Principais formas de onda teóricas do conversor operando em modo de condução contínua	12
Figura 1.8 – Variação do ganho estático G em função da razão cíclica D para diferentes valores de n	14
Figura 1.9 – Arranjo dos painéis fotovoltaicos que formam o barramento de entrada do conversor	15
Figura 1.10 – Corrente média de saída em função de D para diferentes valores de n na operação em modo crítico.....	22
Figura 2.1 – Topologia do conversor de alto ganho bidirecional.....	25
Figura 2.2 – Primeira etapa de operação	26
Figura 2.3 – Segunda etapa de operação	27
Figura 2.4 – Terceira etapa de operação.....	28
Figura 2.5 – Quarta etapa de operação	28
Figura 2.6 – Principais formas de onda teóricas do conversor operando em modo de condução contínua	29
Figura 2.7 – Variação do ganho estático em função da razão cíclica para diferentes valores de n	30
Figura 2.8 – Corrente média na bateria em função da razão cíclica.....	39
Figura 3.1 – Algoritmo do controle MPPT	41
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do controle MPPT do conversor <i>boost</i> de alto ganho	42

Figura 3.3 – Diagrama de blocos do controle do conversor bidirecional.....	44
Figura 3.4 – Planta do controlador do conversor bidirecional	44
Figura 3.5 – Diagramas de <i>Bode</i> da funções de transferência FTMA(s) para o modo <i>boost</i> . (a) Ganho, (b) Fase	46
Figura 3.6 – Circuito do compensador PI com filtro.....	47
Figura 3.7 – Diagrama de <i>Bode</i> da função de transferência do compensador. (a) Ganho, (b) Fase.....	48
Figura 3.8 – Diagrama de <i>Bode</i> da função de transferência de laço aberto FTLA _{boost} (s). (a) Ganho, (b) Fase	49
Figura 3.9 – Diagramas de <i>Bode</i> da funções de transferência FTMA(s) para o modo <i>buck</i> . (a) Ganho, (b) Fase	50
Figura 3.10 – Diagrama de <i>Bode</i> da função de transferência do compensador. (a) Ganho, (b) Fase.....	51
Figura 3.11 – Diagrama de <i>Bode</i> da função de transferência de laço aberto FTLA _{buck} (s). (a) Ganho, (b) Fase	52
Figura 4.1 – Topologia do sistema.....	56
Figura 4.2 – Tensão e corrente na bateria.....	57
Figura 4.3 – Corrente nos indutores L _{B1} e L _{B2}	57
Figura 4.4 – Corrente no secundário	57
Figura 4.5 – Tensão nos capacitores de saída.....	58
Figura 4.6 – Tensão e corrente nas chaves S ₁ (a) e S ₂ (b).....	58
Figura 4.7 – Tensão e corrente de saída.....	59
Figura 4.8 – Tensão e corrente na bateria.....	59
Figura 4.9 – Corrente nos indutores L _{B1} e L _{B2}	60
Figura 4.10 – Corrente no secundário	60
Figura 4.11 – Tensão nos capacitores de saída.....	61
Figura 4.12 – Tensão e corrente nas chaves S ₃ (a) e S ₄ (b).....	61
Figura 4.13 – Tensão e corrente nas chaves S ₅ (a) e S ₆ (b).....	61
Figura 4.14 – Tensão e corrente de entrada.....	62
Figura 4.15 – Tensão (10 V/div) e corrente (5 A/div) de entrada.....	63
Figura 4.16 – Tensão (20 V/div) na chave S ₁ e corrente (5 A/div) no indutor L _{B1}	63
Figura 4.17 – Corrente (5 A/div) no secundário.....	64
Figura 4.18 – Tensão no secundário (40 V/div) e de acionamento das chaves S ₁ e S ₂ (10 V/div).....	64

Figura 4.19 – Tensão no secundário (40 V/div) e de acionamento das chaves S_1 e S_2 (10 V/div) em detalhes.....	65
Figura 4.20 – Tensão nos capacitores de saída (20 V/div).....	65
Figura 4.21 – Tensão (100 V/div) e corrente (2 A/div) na carga	66
Figura 4.22 – Tensão (10 V/div) e corrente (5 A/div) na bateria, e tensão (100 V/div) na carga	66
Figura 4.23 – Tensão em S_3 (50 V/div) e corrente em L_{B1} (5 A/div).....	67
Figura 4.24 – Corrente (5 A/div) no secundário.....	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Tabela verdade da porta lógica NOR.....	43
Tabela 4.1 – Principais parâmetros do sistema.....	55
Tabela A.1 – Características do painel SM55	75
Tabela A.2 – Características do arranjo de painéis	75
Tabela A.3 – Características do sistema.....	75
Tabela A.4 – Capacitores utilizados	78
Tabela A.5 – Semicondutores utilizados	78
Tabela A.6 – Diodos <i>boost</i> utilizados.....	79
Tabela A.7 – Diodos da célula de acoplamento magnético utilizados	79

SIMBOLOGIA

Símbolos utilizados no trabalho:

Símbolo	Significado	Unidade
δ_{Lb}	Metade do entreferro (distribuído entre dois lados do núcleo)	mm
$\Delta_{Lb\max}$	Diâmetro máximo do fio	cm
Δ_{Lb}	Diâmetro do fio utilizado	cm
ΔI_{in}	Ondulação da corrente de entrada	Ampère
ΔI_{bat}	Ondulação da corrente da bateria	Ampère
Δt	Variação do tempo	s
η	Rendimento do conversor	-
μ_o	Permeabilidade do vácuo	H / m
a	Derivada da corrente em L_{B1} durante a primeira etapa de operação do modo <i>buck</i>	Ampère/s
A_e	Área da janela da seção do núcleo magnético	cm^2
$A_e A_w$	Produto das áreas do núcleo magnético	cm^4
A'_p	Produto das áreas do núcleo magnético calculado	cm^4
A_w	Área da janela do núcleo magnético	cm^2
b	Condição inicial de corrente em L_{B1} durante a primeira etapa de operação do modo <i>buck</i>	Ampère
B_{\max}	Densidade máxima de fluxo magnético	T
c	Derivada da corrente em L_{B2} durante a primeira etapa de operação do modo <i>buck</i>	Ampère/s
C_{\min}	Menor valor da capacitância calculada	μF
d	Condição inicial de corrente em L_{B2} durante a primeira etapa de operação do modo <i>buck</i>	Ampère
D	Razão cíclica	-
D_{buck}	Razão cíclica para o modo <i>buck</i>	-
d_{fio}	Diâmetro do fio	cm
e	Derivada da corrente no secundário durante a primeira etapa de operação do modo <i>buck</i>	Ampère/s
f	Condição inicial de corrente no secundário durante a primeira etapa de operação do modo <i>buck</i>	Ampère
F'	Fator de correção	-
f_c	Frequência de cruzamento da malha de tensão	Hertz
$f_{p1boost}$	Frequência do 1º pólo do compensador de tensão no modo <i>boost</i>	Hertz
$f_{p2boost}$	Frequência do 2º pólo do compensador de tensão no modo <i>boost</i>	Hertz

Símbolo	Significado	Unidade
f_{p1buck}	Frequência do 1º pólo do compensador de tensão no modo <i>buck</i>	Hertz
f_{p2buck}	Frequência do 2º pólo do compensador de tensão no modo <i>buck</i>	Hertz
f_s	Frequência de comutação dos interruptores	Hertz
f_{zboost}	Frequência do zero do compensador de tensão no modo <i>boost</i>	Hertz
f_{zbuck}	Frequência do zero do compensador de tensão no modo <i>buck</i>	Hertz
$FTLA_{boost}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão no modo <i>boost</i>	-
$FTLA_{buck}(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão no modo <i>buck</i>	-
$FTMA(s)$	Função de transferência de malha aberta da malha de tensão	-
G	Ganho estático do conversor	-
$G_{cboost}(s)$	Função de transferência do compensador de tensão do modo <i>boost</i>	-
$G_{cboost_disc}(s)$	Função de transferência do compensador de tensão do modo <i>boost</i> discretizado	-
$G_{cbuck}(s)$	Função de transferência do compensador de tensão do modo <i>buck</i>	-
$G_{cbuck_disc}(s)$	Função de transferência do compensador de tensão do modo <i>buck</i> discretizado	-
$G_p(s)$	Função de transferência da malha de tensão	-
$H_e(s)$	Efeito de amostragem	-
I_{bat}	Corrente na bateria	Ampère
$i_{bat}(t)$	Corrente instantânea na bateria	Ampère
$i_{CF}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C_F	Ampère
I_{CFef}	Corrente eficaz no capacitor C_F	Ampère
$i_{CF1}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C_{F1}	Ampère
I_{CF1ef}	Corrente eficaz no capacitor C_{F1}	Ampère
I_{D1med}	Corrente média no diodo D_1	Ampère
I_{D2med}	Corrente média no diodo D_2	Ampère
I_{DB1med}	Corrente média no diodo D_{B1}	Ampère
I_{DB2med}	Corrente média no diodo D_{B2}	Ampère
I_{efS1}	Corrente eficaz através do interruptor S_1	Ampère
I_{in}	Corrente de entrada do conversor	Ampère
I_{in_buck}	Corrente de entrada do conversor no modo <i>buck</i>	Ampère
I_{inMED}	Corrente média de entrada do conversor	Ampère
$i_{in}(t)$	Corrente instantânea de entrada do conversor	Ampère
$i_{LB1}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_{B1}	Ampère

Símbolo	Significado	Unidade
I_{LB1ef}	Corrente eficaz no indutor L_{B1}	Ampère
I_{LB1med}	Corrente média no indutor L_{B1}	Ampère
I_{LB1min}	Corrente mínima no indutor L_{B1}	Ampère
$i_{LB2}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_{B2}	Ampère
I_{LB2min}	Corrente mínima no indutor L_{B2}	Ampère
$i_s(t)$	Corrente instantânea no secundário	Ampère
I_o	Corrente de saída do conversor	Ampère
I_{ref}	Corrente de referência do controle	Ampère
$i_{S1}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_1	Ampère
$i_{S2}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_2	Ampère
I_{S1}	Corrente no interruptor S_1	Ampère
I_{S1ef}	Corrente eficaz no interruptor S_1	Ampère
I_{S1med}	Corrente média no interruptor S_1	Ampère
I_{S2}	Corrente no interruptor S_2	Ampère
I_{S3}	Corrente no interruptor S_3	Ampère
I_{S3ef}	Corrente eficaz no interruptor S_3	Ampère
I_{S3med}	Corrente média no interruptor S_3	Ampère
I_{S4}	Corrente no interruptor S_4	Ampère
I_{S4ef}	Corrente eficaz no interruptor S_4	Ampère
I_{S4med}	Corrente média no interruptor S_4	Ampère
I_{S5}	Corrente no interruptor S_5	Ampère
I_{S5ef}	Corrente eficaz no interruptor S_5	Ampère
I_{S5med}	Corrente média no interruptor S_5	Ampère
I_{S6}	Corrente no interruptor S_6	Ampère
I_{S6ef}	Corrente eficaz no interruptor S_6	Ampère
I_{S6med}	Corrente média no interruptor S_6	Ampère
J_{max}	Densidade máxima de corrente	A/cm^2
K	Ganho do compensador de tensão	dB
K_{boost}	Ganho do sensor de tensão do modo <i>boost</i>	-
K_{buck}	Ganho do sensor de tensão do modo <i>buck</i>	-
k_u	Fator de utilização do núcleo magnético	-
k_w	Fator de utilização da janela do núcleo magnético	-

Símbolo	Significado	Unidade
$l_{g.LB}$	Entreferro do núcleo magnético utilizado	mm
$l'_{g.LB}$	Entreferro do núcleo magnético utilizado	mm
L_1	Valor da indutância secundária do transformador L_{B1}/L_1	Henry
L_2	Valor da indutância secundária do transformador L_{B2}/L_2	Henry
L_{B1}	Valor da indutância primária do transformador L_{B1}/L_1	Henry
L_{B2}	Valor da indutância primária do transformador L_{B2}/L_2	Henry
M	Valor da indutância mútua	Henry
MF	Margem de fase	Graus
n	Relação de transformação entre dois indutores acoplados	-
N'_{Lb}	Número de espiras calculado	-
N_{Lb}	Número de espiras utilizado	-
n'_p	Número de fios em paralelo calculado	-
n_p	Número de fios em paralelo utilizado	-
P_{bat}	Potência média na bateria	Watt
P_i	Potência média de entrada do conversor	Watt
P_{in_buck}	Potência média de entrada do conversor no modo <i>buck</i>	Watt
P_o	Potência média de saída do conversor	Watt
R_{thcs}	Resistência térmica cápsula-dissipador	$^{\circ}C/W$
R_{thda}	Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente	$^{\circ}C/W$
R_{thjc}	Resistência térmica junção-cápsula	$^{\circ}C/W$
S_{AWG22}	Área do fio AWG22	mm^2
$S_{AWG22.isolado}$	Área do fio AWG22 isolado	mm^2
t_1	Tempo ao fim da primeira etapa de operação	s
t_2	Tempo ao fim da segunda etapa de operação	s
t_3	Tempo ao fim da terceira etapa de operação	s
t_4	Tempo ao fim da quarta etapa de operação	s
T_s	Período de comutação dos interruptores	s
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
T_j	Temperatura da junção	$^{\circ}C$
T_{on}	Período de condução dos interruptores	s
V_{bat}	Tensão na bateria	Volt
V_{CF}	Tensão sobre o capacitor C_F	Volt

Símbolo	Significado	Unidade
V_{CF1}	Tensão sobre o capacitor C_{F1}	Volt
V_{CF2}	Tensão sobre o capacitor C_{F2}	Volt
V_{D1max}	Tensão máxima sobre o diodo D_1	Volt
V_{D2max}	Tensão máxima sobre o diodo D_2	Volt
V_{DB1max}	Tensão máxima sobre o diodo D_{B1}	Volt
V_{DB2max}	Tensão máxima sobre o diodo D_{B2}	Volt
V_e	Volume do núcleo de ferrite	cm^3
V_{GS1}	Tensão de <i>gate-source</i> da chave S_1	Volt
V_{GS2}	Tensão de <i>gate-source</i> da chave S_2	Volt
V_{GS3}	Tensão de <i>gate-source</i> da chave S_3	Volt
V_{GS4}	Tensão de <i>gate-source</i> da chave S_4	Volt
V_{GS5}	Tensão de <i>gate-source</i> da chave S_5	Volt
V_{GS6}	Tensão de <i>gate-source</i> da chave S_6	Volt
V_i	Tensão de entrada	Volt
V_{in_buck}	Tensão de entrada do modo <i>buck</i>	Volt
V_{L1}	Tensão no indutor L_1	Volt
V_{L2}	Tensão no indutor L_2	Volt
V_{LB1}	Tensão no indutor L_{B1}	Volt
V_{LB2}	Tensão no indutor L_{B2}	Volt
V_{out}	Tensão de saída	Volt
V_{pk}	Amplitude da onda triangular	Volt
V_{ref}	Tensão de referência	Volt
V_{S1}	Tensão sobre o interruptor S_1	Volt
V_{S1max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_1	Volt
V_{S2}	Tensão sobre o interruptor S_2	Volt
V_{S2max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_2	Volt
V_{S3}	Tensão sobre o interruptor S_3	Volt
V_{S3max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_3	Volt
V_{S4}	Tensão sobre o interruptor S_4	Volt
V_{S4max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_4	Volt
V_{S5}	Tensão sobre o interruptor S_5	Volt
V_{S5max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_5	Volt

Símbolo	Significado	Unidade
V_{S_6}	Tensão sobre o interruptor S_6	Volt
$V_{S_6\max}$	Tensão máxima sobre o interruptor S_6	Volt

Acrônimos e Abreviaturas:

Símbolo	Significado
FUNCAP	Fundação Cearense de Apoio ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
UPS	<i>Uninterruptable Power Supply</i>

INTRODUÇÃO GERAL

No fim da década de 1980, governantes e cientistas começaram a debater os impactos ambientais causados pelas grandes mudanças climáticas no mundo. O IPCC (Painel Intergovernamental sobre Mudanças Climáticas), em meados da década de 90, foi o primeiro informe científico que advertia os governos a estabilizar a emissão dos crescentes níveis de dióxido de carbono, CO₂, na atmosfera. [1]

Em 1997, foi elaborado o protocolo de Kyoto, que, pela primeira vez, continha um acordo que comprometia os países participantes a reduzir suas emissões de CO₂. Hoje, o protocolo de Kyoto conta com a cooperação de mais de duzentos países, mas ainda sem a participação dos EUA, maior poluidor na atualidade.

O processo de minimizar a emissão de dióxido de carbono na atmosfera passa pela mudança drástica na forma atual de produção de energia em larga escala, por exemplo, a queima de combustíveis fósseis. Esta, amplamente utilizada pelos geradores de energia, é o principal vilão no combate às elevadas taxas de emissão de CO₂.

Assim, a crescente preocupação com o meio ambiente está modificando os rumos da energia elétrica no mundo, evidenciando a importância da utilização de fontes de energia alternativas, renováveis e não-poluentes, dentre elas, a fotovoltaica.

A energia solar fotovoltaica é obtida através da conversão direta da radiação solar em eletricidade por meio de células fotovoltaicas, sendo este processo totalmente livre de poluição. Somando-se ao fato de que este tipo de energia é inesgotável, já que é provida pelo sol, e que os painéis fotovoltaicos são de fácil instalação em áreas comerciais e residenciais, a energia solar fotovoltaica vem se tornando uma solução interessante para a produção de energia limpa.

No entanto, existem algumas dificuldades ao se pensar em alimentar eletricamente uma residência com um sistema fotovoltaico. É sabido que o sistema elétrico de baixa tensão convencional alimenta suas cargas em níveis de tensão 110V ou 220V CA. Contudo, uma das principais características dos painéis fotovoltaicos é o baixo nível de tensão CC produzido em seus terminais, normalmente entre 15V e 40V. [23]

Dessa maneira, a fim de utilizar painéis fotovoltaicos para energizar uma carga 110Vac monofásica, faz-se necessário o uso de um conversor que eleve a tensão dos painéis para, aproximadamente, 180Vdc, além de um inversor, que transforme o nível CC em CA.

Todavia, os conversores elevadores de tensão convencionais não são capazes de oferecer um ganho tão alto quanto o exigido por este sistema, no qual a tensão na saída é cerca de cinco a dez vezes maior que a tensão de entrada, visto que, ao operar com razão cíclica elevada, o conversor tende à instabilidade.

O desafio de gerar um barramento de saída de alta tensão, 180Vdc a 400Vdc, geralmente utilizados para alimentar inversores, sistemas UPS, acionamento de motores, entre outros, a partir de um baixo nível de tensão de entrada, 12Vdc a 48Vdc, vem sendo estudado há alguns anos, gerando diversas propostas que visam superar tal dificuldade.

Em 1987, foi publicado o primeiro grande estudo sobre o assunto, patenteado pelos EUA. Nele, Middlebrook, em [2], propõe um arranjo de diversos elementos magnéticos conectados através de vários semicondutores, mas esta solução acarreta em baixa eficiência do sistema, devido à grande quantidade de estágios de processamento de energia utilizados, além da alta complexidade da montagem e do controle utilizado, levando-se em conta o elevado número de semicondutores empregados no sistema, como mostra a figura abaixo.

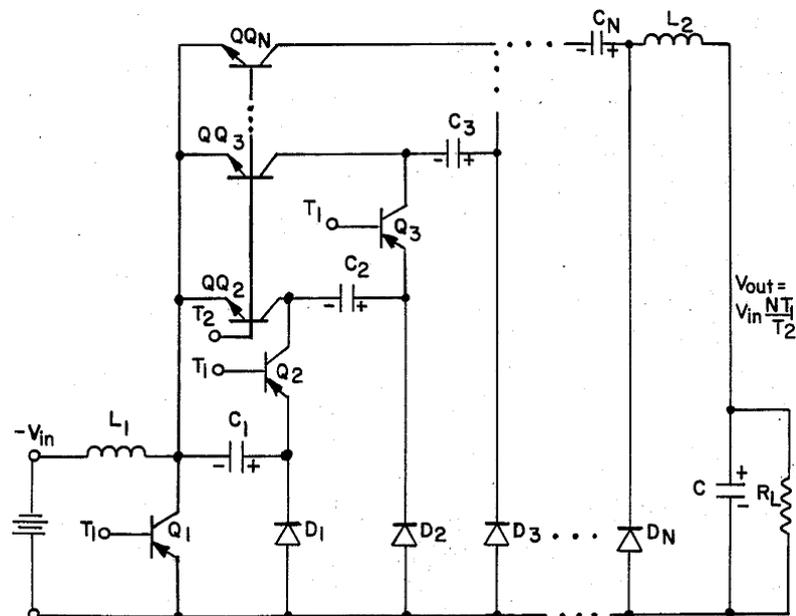


Fig. 1 Topologia desenvolvida por Middlebrook. [2]

Em meados da década de 1990, alguns autores sugeriram diferentes topologias de conversores elevadores de tensão que apresentavam altas taxas de conversão. Em [3], foi introduzido o conceito de conversores *boost* entrelaçados. Apesar do bom desempenho da topologia proposta, a mesma apresenta três enrolamentos magnéticos, prejudicando o volume e o peso da estrutura, bem como seu rendimento.

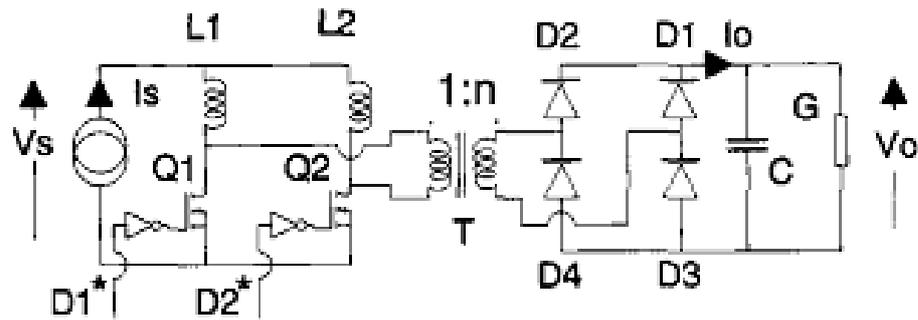


Fig. 2 Topologia desenvolvida por Wolfs. [3].

No século XXI, com o advento dos grandes avanços tecnológicos e o crescente interesse na utilização de energias renováveis, diversos trabalhos foram publicados, como em [4] - [14], sugerindo várias topologias para os conversores elevadores de tensão de alto ganho. Em [7], o conversor apresenta baixa ondulação da corrente de entrada e poucos esforços nas chaves. No entanto, quando a topologia é utilizada com alta potência, uma alta corrente circula pelos capacitores em série.

Em [8], [9] e [10] são apresentados conversores com alto ganho estático baseados na topologia *boost-flyback*. Esses conversores apresentam baixos esforços de tensão sobre as chaves, mas a corrente de entrada é pulsada, fazendo-se necessário a utilização de um filtro LC.

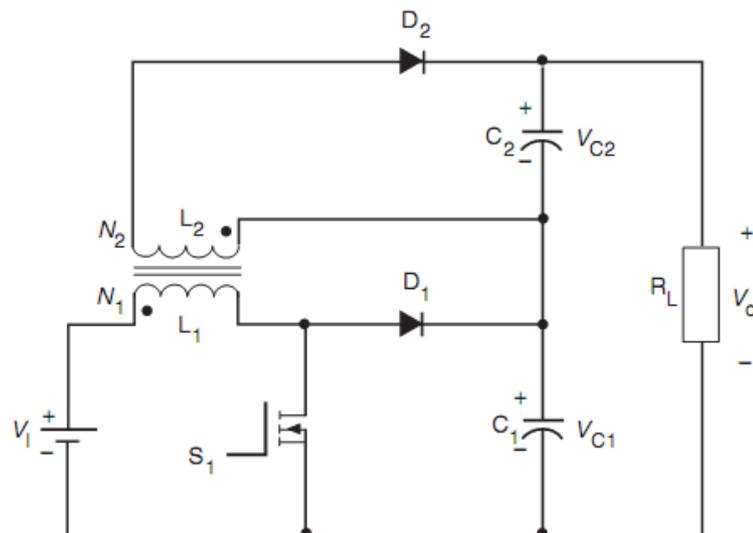


Fig. 3 Topologia desenvolvida em [8].

Em [11] foi proposto um conversor elevador de alto ganho utilizando capacitores chaveados. Porém, essa topologia é adequada apenas para baixas potências, além de resultar em um grande esforço de tensão sobre as chaves, fazendo-se necessário o uso de muitos capacitores.

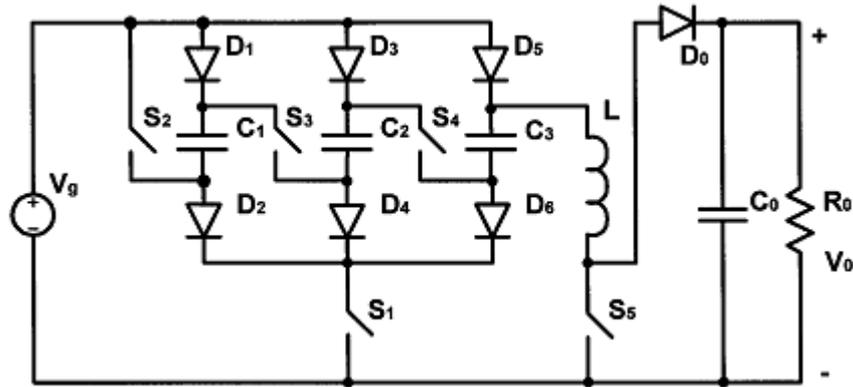


Fig. 4 Topologia desenvolvida em [11].

Recentemente, novas topologias de conversores como em [12], [13] e [14] foram publicadas. Em [12] e [13], foram introduzidas as células de comutação de três estados, enquanto que em [14] um retificador dobrador de tensão foi empregado como estágio de saída de um conversor *boost* entrelaçado com indutores acoplados.

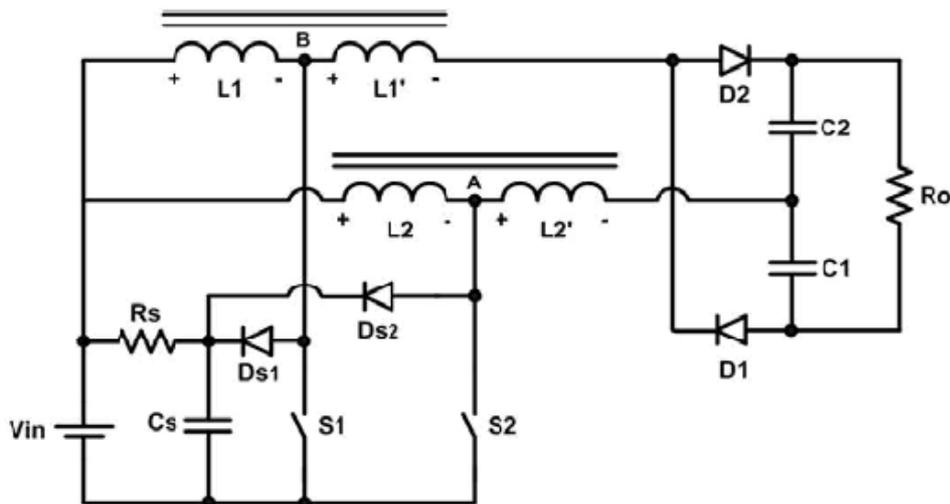


Fig. 5 Topologia desenvolvida em [14].

Outro grande desafio a ser superado é que, por utilizar a energia fotovoltaica como fonte principal do sistema, torna-se indispensável a presença de um banco de baterias, que garante a extração da máxima potência dos painéis, além de ajudar na confiabilidade do sistema, devido à variação da radiação solar incidente no decorrer de um dia.

Como os bancos de bateria também trabalham em baixa tensão, além de operar bidirecionalmente, ou seja, ora enviam energia à carga, ora recebem-na do sistema, faz-se necessário utilizar um conversor de alto ganho bidirecional. Assim, quando a energia produzida pelos painéis fotovoltaicos não for suficiente para alimentar a carga, as baterias atuarão como fonte,

suprindo o déficit de energia requerido pela carga, ao passo que, quando a produção dos painéis for mais que suficiente para alimentar a carga, as baterias serão recarregadas com o excesso de energia produzido pelos painéis.

O desafio de criar um conversor que opere bidirecionalmente vem sendo estudado há alguns anos. No final da década de 90, o trabalho apresentado em [15] propôs uma topologia que opera bidirecionalmente para sistemas com células combustíveis. No entanto, a eficiência do conversor não é suficientemente boa.

Além disso, as topologias de conversores bidirecionais apresentadas recentemente, em [16] a [21], não apresentam alto ganho de tensão quando operam no sentido de enviar energia da fonte para a carga. Conseqüentemente, nenhum desses conversores adequam-se aos fins propostos neste trabalho, visto que, assim como nos painéis fotovoltaicos, o conversor ligado à bateria também deve apresentar uma alta taxa de conversão, de sorte que a tensão no barramento de entrada, 24Vdc, seja elevado para 180Vdc.

Dessa maneira, tendo em vista superar as dificuldades apresentadas na utilização comercial de painéis fotovoltaicos em sistemas elétricos convencionais de baixa tensão, este trabalho tem por objetivo analisar e implementar um conversor elevador de tensão de alto ganho alimentado por painéis fotovoltaicos, bem como o conversor bidirecional de alto ganho para as baterias. Será também estudada a interligação dos dois conversores, formando um sistema elétrico alimentado por painéis fotovoltaicos, viável para instalação em locais isolados que necessitam de produção de energia autônoma, ou áreas residenciais e comerciais que desejam fazer uso de uma fonte de energia limpa e renovável.

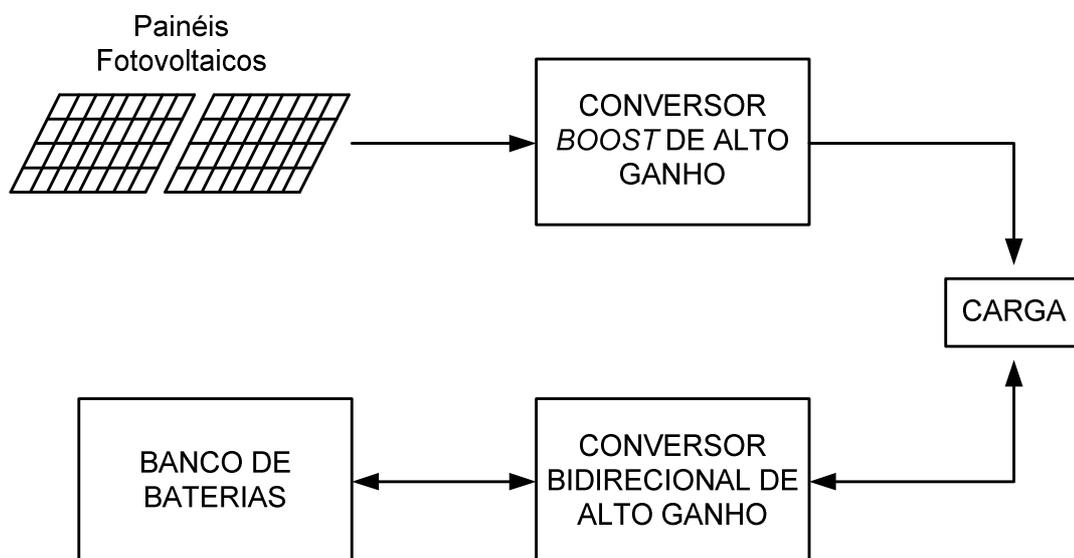


Fig. 6 Diagrama de blocos do sistema desenvolvido.

Adicionalmente, será desenvolvido um controle tipo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*, ou Seguidor de Ponto de Máxima Potência), para os painéis fotovoltaicos, a fim de garantir a extração de máxima potência dos mesmos. O controle do conversor bidirecional será implementado de forma a manter a tensão de saída constante ao nível de 180Vdc.

Este trabalho está dividido em cinco capítulos. O primeiro capítulo visa analisar quantitativamente e qualitativamente o conversor *boost* de alto ganho conectado aos painéis fotovoltaicos. Já no capítulo 2, será analisado o conversor *boost* de alto ganho bidirecional, conectado às baterias. O capítulo 3 visa detalhar o controle utilizado em ambos os conversores: o de alto ganho, que utiliza o controle MPPT, e o bidirecional, que faz uso do controle em malha de tensão, mantendo o barramento de saída constante. O capítulo 4 mostra os resultados de simulação e experimentais, enquanto o capítulo 5 trata da conclusão geral do projeto. Em anexo estão contidos os cálculos dos diversos parâmetros dos protótipos dos conversores utilizados neste trabalho.

CAPÍTULO 01

O CONVERSOR *BOOST* DE ALTO GANHO

1.1 Introdução

Diversas aplicações presentes no dia-a-dia fazem uso de conversores CC/CC elevadores de tensão. Dentre eles destaca-se o conversor *boost* convencional, amplamente encontrado na literatura e largamente utilizado.

No entanto, o conversor *boost* convencional não é adequado a aplicações que necessitem de um alto ganho de tensão, pois, para tanto, o mesmo deveria operar com razão cíclica muito elevada, o que é inviável devido à instabilidade apresentada pelo conversor ao operar com ciclos de trabalho maiores que 90%.

Dessa maneira, a fim de formar um barramento de tensão elevado a partir de painéis fotovoltaicos e baterias, já que ambos produzem baixa tensão em seus terminais, optou-se, neste trabalho, pela utilização de um conversor *boost* de alto ganho, o qual será apresentado e analisado neste capítulo.

1.2 Topologia

A topologia do conversor *boost* de alto ganho utilizado surgiu a partir de [22]. Porém, a fim de ser obtido um ganho ainda maior que o apresentado em [22], foi acrescentada uma célula de acoplamento magnético, como mostrado na figura 1.1.

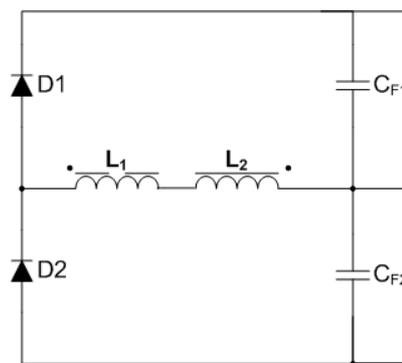


Fig. 1.1 Célula de acoplamento magnético.

Assim, a topologia do conversor de alto ganho apresentado neste capítulo é mostrado na figura 1.2. A partir desta figura pode ser observado que o conversor é formado por dois con-

versores boost entrelaçados e pela célula magnética mostrada na figura 1.1, sendo os indutores L_1 e L_2 acoplados, respectivamente, a L_{B1} e L_{B2} .

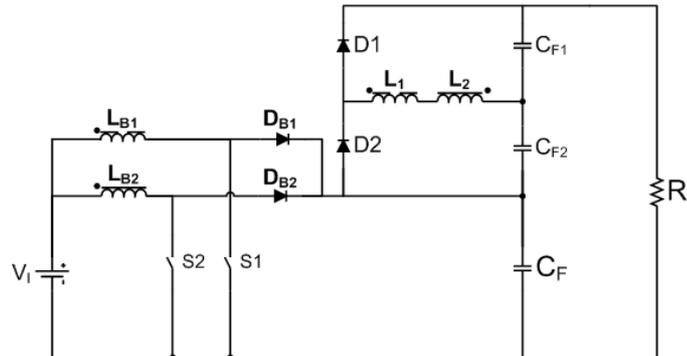


Fig. 1.2 Topologia do conversor boost de alto ganho.

1.3 Etapas de Operação

Para a análise teórica do conversor estudado, os componentes serão considerados todos ideais e não será levado em consideração o efeito da dispersão entre os indutores acoplados. Além disso, o conversor opera com razão cíclica, em cada chave, maior que 50%. Antes do primeiro estágio, ambas as chaves estavam ligadas e os indutores L_{B1} e L_{B2} , carregados.

Vale também ressaltar que, para que não haja desequilíbrio no conversor, a relação de espiras entre L_{B1} e L_1 é a mesma de L_{B2} e L_2 , como mostrado na equação 1.1 abaixo. Assim, as tensões nos enrolamentos secundários L_1 e L_2 são definidas por 1.2 e 1.3. Já a equação 1.4 apresenta a definição da indutância mútua, que será utilizada adiante.

$$n_1 = n_2 = n = \sqrt{\frac{L_{B1}}{L_1}} = \sqrt{\frac{L_{B2}}{L_2}} \quad (1.1)$$

$$V_{L1} = n \cdot V_{LB1} \quad (1.2)$$

$$V_{L2} = n \cdot V_{LB2} \quad (1.3)$$

$$M = n \cdot L_{B1} \quad (1.4)$$

1.3.1 Primeira Etapa $[t_0, t_1]$

A primeira etapa começa em t_0 , quando a chave S_1 é desligada, enquanto S_2 permanece ligada. A energia previamente armazenada em L_{B1} é transferida para o capacitor C_{F2} através do circuito mostrado na figura 1.3. No instante t_1 , a chave S_1 é novamente ligada, finalizando o primeiro estágio. A equação 1.5 descreve a relação entre as tensões da malha V_i , L_{B1} e V_{CF} , enquanto a equação 1.6 diz respeito à malha formada por V_i e L_{B2} , onde i_s é a corrente através dos indutores L_1 e L_2 . Já as relações apresentadas em 1.7 e 1.8 descrevem as correntes médias nos diodos D_{B1} e D_2 , respectivamente.

$$V_{CF} + L_{B1} \cdot \frac{di_{LB1}}{dt} + M \cdot \frac{di_s}{dt} - V_i = 0 \quad (1.5)$$

$$L_{B2} \cdot \frac{di_{LB2}}{dt} - M \cdot \frac{di_s}{dt} - V_i = 0 \quad (1.6)$$

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{di_{LB1}}{dt} \cdot \Delta t + i_{LB1}(t_0) \right) \cdot dt = \frac{I_o}{2} \quad (1.7)$$

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{di_s}{dt} \cdot \Delta t + i_s(t_0) \right) \cdot dt = I_o \quad (1.8)$$

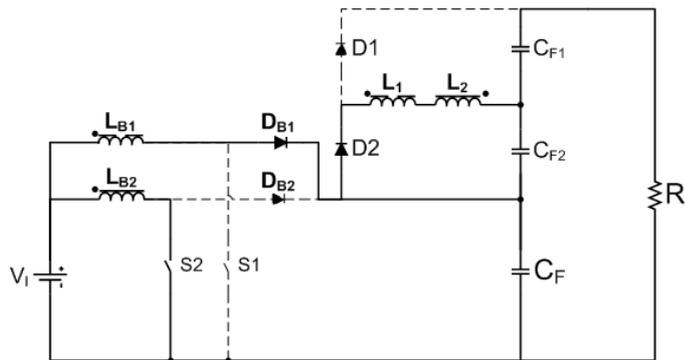


Fig. 1.3 Primeira etapa de operação.

1.3.2 Segunda Etapa $[t_1, t_2]$

A segunda etapa começa em t_1 , quando S_1 é ligada. Durante esse período, o indutor L_{B2} segue armazenando energia, sem transferi-la para a carga, enquanto L_{B1} passa novamente a

armazenar energia. O segundo estágio termina em t_2 , quando S_2 é desligada. O circuito apresentado na figura 1.4 representa o estágio descrito. As equações abaixo descrevem esta etapa.

$$L_{B1} \cdot \frac{di_{LB1}}{dt} - V_i = 0 \quad (1.9)$$

$$L_{B2} \cdot \frac{di_{LB2}}{dt} - V_i = 0 \quad (1.10)$$

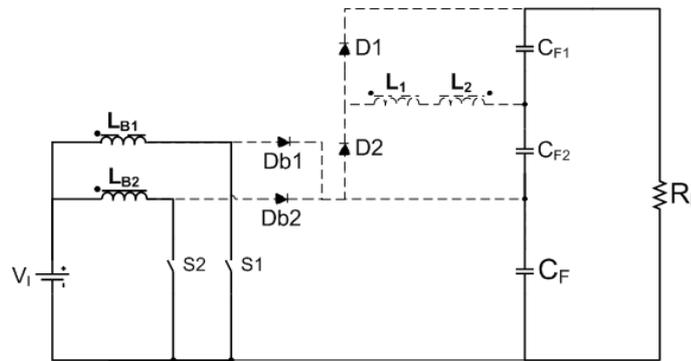


Fig. 1.4 Segunda etapa de operação.

1.3.3 Terceira Etapa [t_2, t_3]

A terceira etapa começa em t_2 , quando a chave S_2 é desligada. Durante esse período, a energia previamente armazenada no indutor L_{B2} é transferida para o capacitor C_{F1} através do circuito mostrado na figura 1.5. O terceiro estágio termina em t_3 , quando a chave S_2 é novamente ligada. As equações que descrevem este período são apresentadas a seguir.

$$L_{B1} \cdot \frac{di_{LB1}}{dt} - M \cdot \frac{di_s}{dt} - V_i = 0 \quad (1.11)$$

$$V_{CF} + L_{B2} \cdot \frac{di_{LB2}}{dt} + M \cdot \frac{di_s}{dt} - V_i = 0 \quad (1.12)$$

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(L_B \cdot \frac{di_{LB2}}{dt} \cdot \Delta t + i_{LB2}(t_2) \right) \cdot dt = \frac{I_o}{2} \quad (1.13)$$

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(M \cdot \frac{di_s}{dt} \cdot \Delta t + i_s(t_2) \right) \cdot dt = I_o \quad (1.14)$$

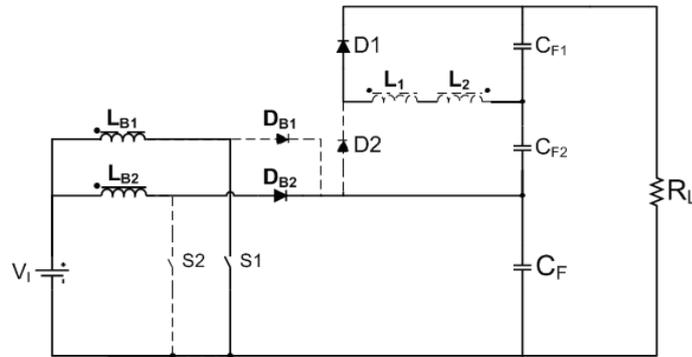


Fig. 1.5 Terceira etapa de operação.

1.3.2 Quarta Etapa $[t_3, t_4]$

A quarta etapa é similar à segunda, já que os dois interruptores, S_1 e S_2 , estão conduzindo. O circuito equivalente desta etapa é o mesmo apresentado na figura 1.4 e as equações são iguais às apresentadas em 1.9 e 1.10.

Após esse estágio, a chave S_1 volta a ser acionada e um novo ciclo de chaveamento começa.

$$L_{B1} \cdot \frac{di_{LB1}}{dt} - V_i = 0 \quad (1.15)$$

$$L_{B2} \cdot \frac{di_{LB2}}{dt} - V_i = 0 \quad (1.16)$$

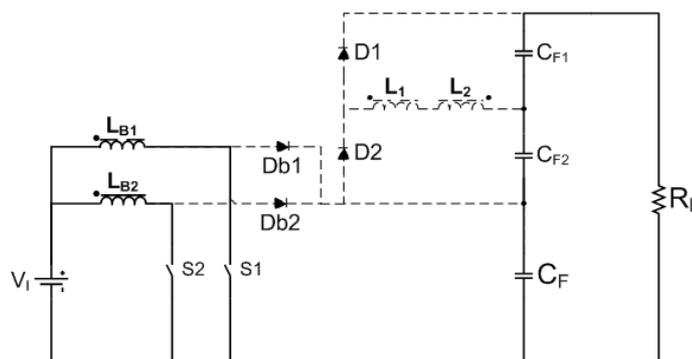


Fig. 1.6 Quarta etapa de operação.

1.4 Formas de Onda Teóricas do Conversor

A figura 1.7 apresenta as principais formas de onda teóricas do conversor operando em modo de condução contínua. Estão aqui representadas: tensão *gate-source* das chaves S_1 e S_2 , corrente nos indutores L_{B1} e L_{B2} , corrente de entrada, e tensão dreno-source e corrente nas chaves S_1 e S_2 .

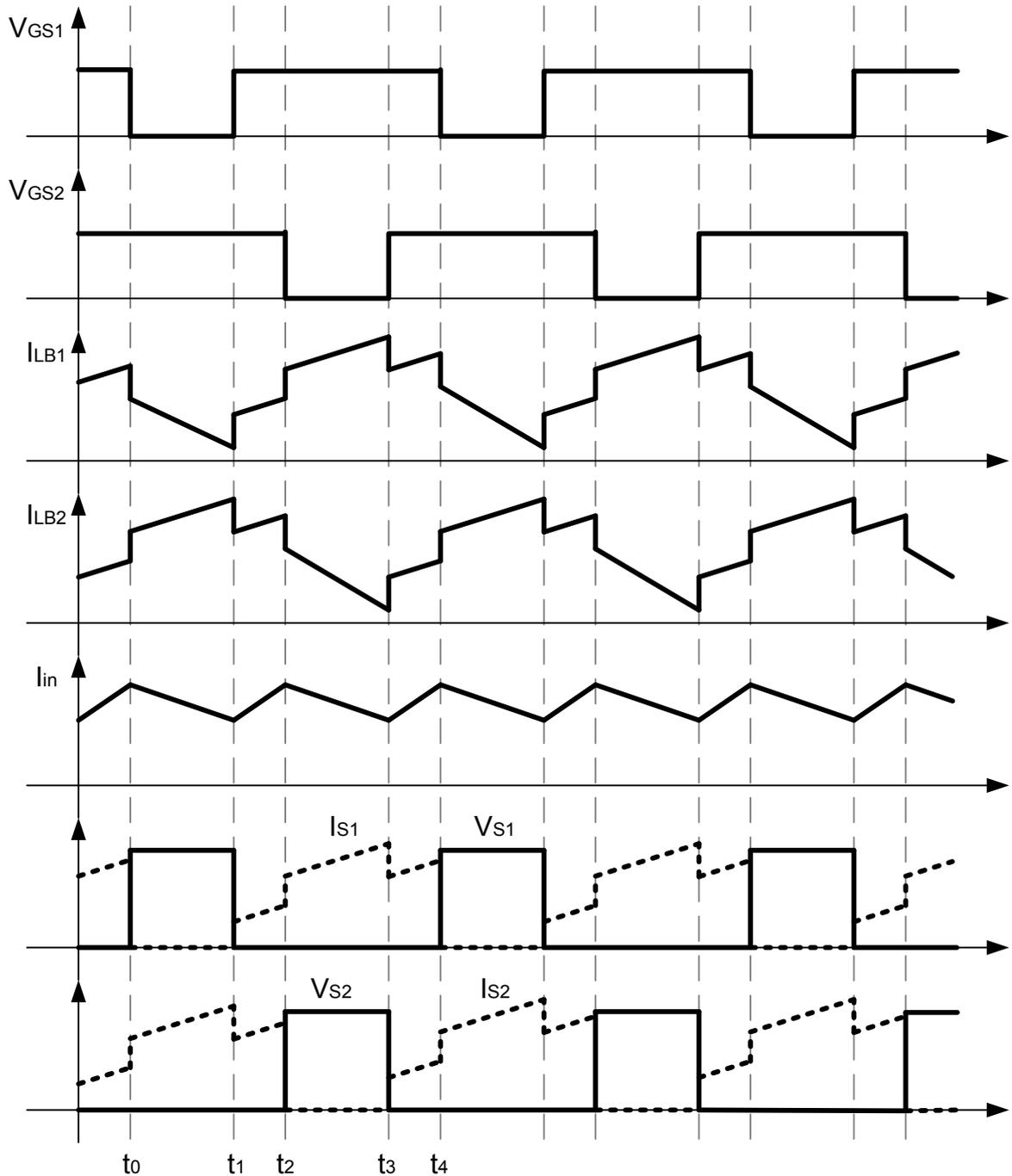


Fig. 1.7 Principais formas de onda teóricas do conversor operando em modo de condução contínua.

1.5 Ganho Estático do Conversor

A tensão de saída é dada pela soma das tensões nos capacitores de saída C_F , C_{F1} e C_{F2} , como mostrado na equação 1.17.

$$V_o = V_{CF} + V_{CF1} + V_{CF2} \quad (1.17)$$

Sabendo que a tensão média nos indutores L_{B1} e L_{B2} durante um período de chaveamento deve ser nula, obtém-se a equação 1.18. Assim, a tensão no capacitor C_F pode ser obtida através da equação 1.19.

$$D \cdot V_i = (1 - D) \cdot (V_i - V_{CF}) \quad (1.18)$$

$$V_{CF} = V_i \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (1.19)$$

A equação 1.20 é obtida através da análise da malha formada por L_1 , L_2 , D_2 e C_{F2} durante a primeira etapa de operação do conversor. Através dessa equação obtém-se a tensão no capacitor C_{F2} . Por analogia, a tensão no capacitor C_{F1} é igual à de C_{F2} , como mostrado na relação 1.21.

$$V_{CF2} = n \cdot [V_i - (V_i - V_{CF})] \quad (1.20)$$

$$V_{CF1} = V_{CF2} = V_i \cdot \frac{n}{1 - D} \quad (1.21)$$

Assim, substituindo as equações 1.19 e 1.21 em 1.17, o ganho estático do conversor é encontrado e dado por:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot n + 1}{1 - D} \quad (1.22)$$

O gráfico da figura 1.8 mostra a variação do ganho estático do conversor pela razão cíclica para diferentes valores da relação de transformação n . A curva inferior mostra o comportamento do ganho estático do conversor *boost* convencional.

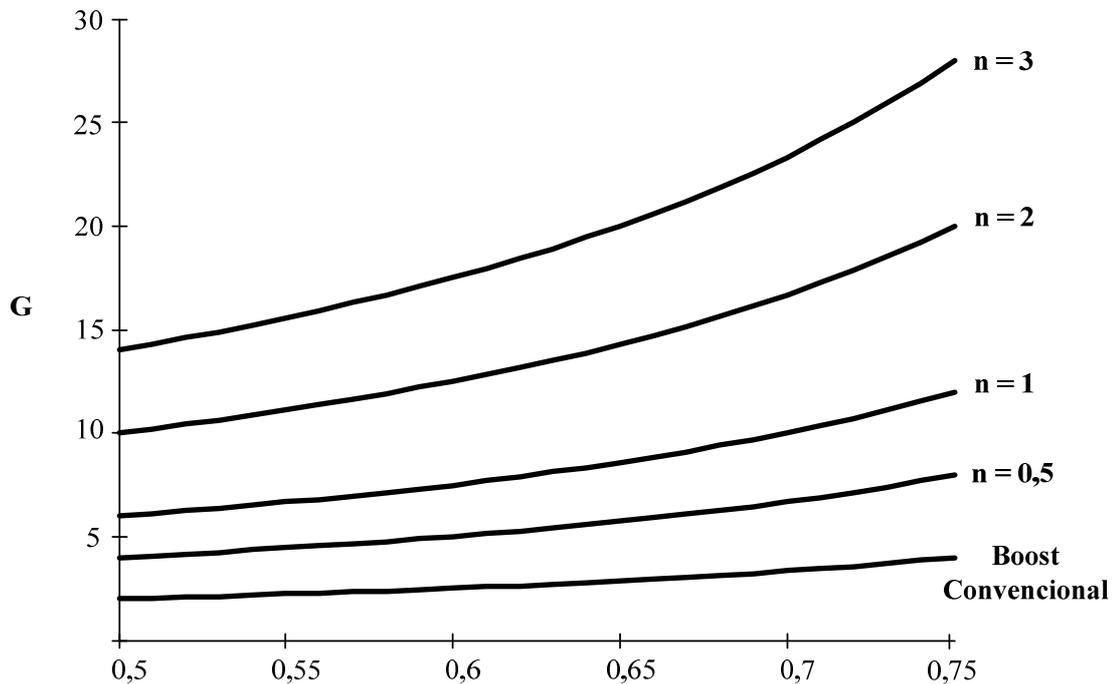


Fig. 1.8 Variação do ganho estático G em função da razão cíclica D para diferentes valores de n .

1.6 Cálculo dos Parâmetros do Conversor

Neste tópico são apresentadas as equações que definem os parâmetros do conversor. Visto que o barramento de entrada do conversor é formado por painéis fotovoltaicos, estes terão suas características analisadas a fim de que se obtenham as equações dos parâmetros desejados.

1.6.1 Características dos Painéis Fotovoltaicos

Para formar o barramento de entrada do conversor foi utilizado um arranjo de dez painéis fotovoltaicos, sendo dois grupos em paralelo de cinco painéis em série, como mostra a figura 1.9. Os dez módulos são do tipo SM55, da Siemens. [23]

Segundo [23], cada módulo fotovoltaico, trabalhando no ponto de máxima potência, produz uma tensão de 17.4V e gera uma corrente de 3.15A. No entanto, utilizando o arranjo mostrado na figura 1.9, a tensão de entrada máxima do conversor será de 34.7V, enquanto a corrente máxima será de 15.75A, conferindo ao arranjo uma potência máxima de 550W.

Assim, o dimensionamento do conversor será baseado nos valores apresentados pelas características do arranjo de painéis fotovoltaicos mostrado na figura 1.9. As características obtidas pela associação de painéis fotovoltaicos podem ser facilmente encontradas na literatura, como em [24].

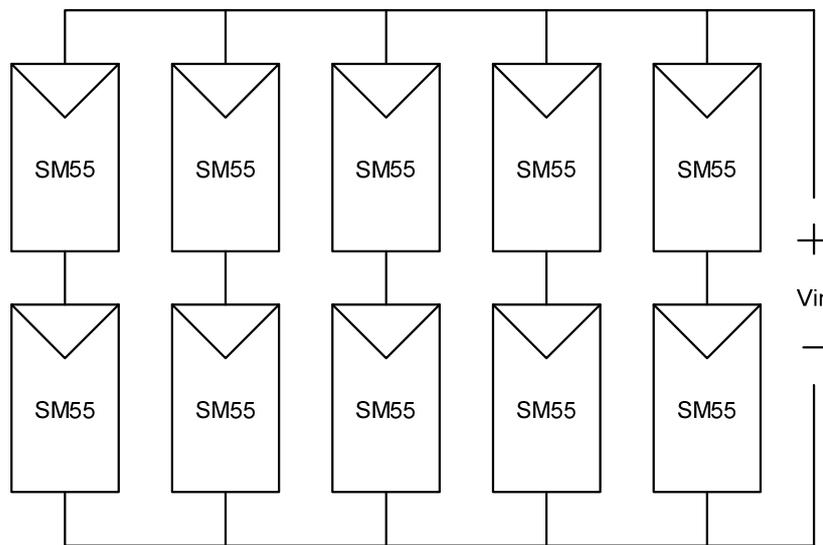


Fig. 1.9 Arranjo dos painéis fotovoltaicos que formam o barramento de entrada do conversor.

1.6.2 Dimensionamento do Conversor em Modo de Condução Contínua

Inicialmente serão definidos os parâmetros básicos do conversor: potência de entrada, potência de saída e rendimento, através, respectivamente, das equações 1.23, 1.24 e 1.25.

$$P_i = V_i \cdot I_i \quad (1.23)$$

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (1.24)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (1.25)$$

Através das equações 1.5, 1.6, 1.7 e 1.8 e da definição dos tempos apresentados em 1.26, é possível determinar o comportamento das correntes nos indutores L_{B1} e L_{B2} . O detalhamento dos cálculos desenvolvidos que levam às equações a seguir serão suprimidos devido à complexidade dos mesmos, visto que tais equações são solucionadas apenas numericamente. A solução das mesmas foi desenvolvida através da utilização do *software* Mathcad, versão 13.

As equações 1.27, 1.28, 1.29 e 1.30 dizem respeito ao comportamento da corrente através do indutor L_{B1} durante as etapas 1, 2, 3 e 4, respectivamente. As equações da corrente no indutor L_{B2} serão omitidas, visto que são as mesmas apresentadas para L_{B1} , considerando um defasamento de meio período de chaveamento entre as duas correntes.

Na equação 1.31 é apresentado o comportamento da corrente no secundário durante a primeira e a terceira etapa de operação, visto que são similares. Na segunda e quarta etapas de operação não há transferência de energia para o secundário, portanto, durante essas duas etapas, a corrente através de I_{L1} e I_{L2} é nula. Já em 1.32 está representada a equação que descreve a condição inicial da corrente nos indutores secundários.

$$\begin{cases} t_0 = 0 \\ t_1 = (1-D) \cdot T_s \\ t_2 = \frac{T_s}{2} \\ t_3 = \frac{T_s}{2} + (1-D) \cdot T_s \\ t_4 = T_s \end{cases} \quad (1.26)$$

$$i_{LB1}(t)_1 = \left[\frac{I_o \cdot f_s}{(1-D)^2} - \frac{2 \cdot i_{LB1}(t_0) \cdot f_s}{(1-D)} \right] \cdot (t - t_0) + i_{LB1}(t_0) \quad (1.27)$$

$$i_{LB1}(t)_2 = \frac{V_i}{L_{B1}} \cdot (t - t_1) + i'_{LB1}(t_1) \quad (1.28)$$

$$i_{LB1}(t)_3 = \left[\frac{V_i \cdot (1-2 \cdot D)}{L_{B1} \cdot (1-D)} - \frac{I_o \cdot f_s}{(1-D)^2} + \frac{2 \cdot i_{LB1}(t_0) \cdot f_s}{(1-D)} \right] \cdot (t - t_2) + i'_{LB1}(t_2) \quad (1.29)$$

$$i_{LB1}(t)_4 = \frac{V_i}{L_{B1}} \cdot (t - t_3) + i'_{LB1}(t_3) \quad (1.30)$$

$$i_s(t) = \left(-\frac{V_i \cdot D}{n \cdot L_{B1} \cdot (1-D)} - \frac{I_o \cdot f_s}{n \cdot (1-D)^2} + \frac{2 \cdot i_{LB1}(t_0) \cdot f_s}{n \cdot (1-D)} \right) \cdot (t - t_0) + i_s(t_0) \quad (1.31)$$

$$i_s(t_0) = \frac{I_o \cdot (2 \cdot n + 1)}{2 \cdot n \cdot (1-D)} + \frac{V_i \cdot D}{2 \cdot n \cdot L_{B1} \cdot f_s} - \frac{i_{LB1}(t_0)}{n} \quad (1.32)$$

Nas equações acima, os termos $i_{LB1}(t_0)$, $i'_{LB1}(t_1)$, $i'_{LB1}(t_2)$ e $i'_{LB1}(t_3)$ representam a condição inicial de corrente no indutor L_{B1} durante as etapas 1, 2, 3 e 4, respectivamente. Para determinar as condições iniciais em cada etapa de operação devem ser consideradas as equações da conservação de energia nos indutores. Assim, a energia armazenada no indutor L_{B1} ao fim da primeira etapa é igual à energia no início da segunda etapa, e assim sucessivamente, como descrito nas equações a seguir.

$$L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_1))^2 + M \cdot (i_s(t_1))^2 = L_{B1} \cdot (i'_{LB1}(t_1))^2 \quad (1.32)$$

$$L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_2))^2 = L_{B1} \cdot (i'_{LB1}(t_2))^2 - M \cdot (i_s(t_0))^2 \quad (1.33)$$

$$L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_3))^2 - M \cdot (i_s(t_1))^2 = L_{B1} \cdot (i'_{LB1}(t_3))^2 \quad (1.34)$$

$$L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_4))^2 = L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_0))^2 + M \cdot (i_s(t_0))^2 \quad (1.35)$$

A partir do gráfico mostrado na figura 1.7, é possível verificar que o máximo valor da corrente de entrada ocorre em t_2 , enquanto o mínimo acontece em t_1 . Assim, pode-se deduzir que a ondulação da corrente de entrada é dada por:

$$\Delta I_{in} = i_{LB1}(t_2) + i_{LB2}(t_2) - [i_{LB1}(t_1) + i_{LB2}(t_1)] \quad (1.36)$$

Dessa forma o cálculo das indutâncias L_{B1} e L_{B2} é obtido através da equação 1.37, enquanto a relação 1.38 define as indutâncias dos indutores secundários L_1 e L_2 .

$$L_{B1} = L_{B2} = L_B = \frac{V_i \cdot D}{2 \cdot \Delta I_{in} \cdot f_s} \quad (1.37)$$

$$L_1 = L_2 = n^2 \cdot L_B \quad (1.38)$$

O cálculo da corrente média e da corrente eficaz no indutor L_{B1} está representado nas equações 1.39 e 1.40. Mais uma vez será suprimido o cálculo para L_{B2} , visto que é similar ao cálculo de L_{B1} .

$$I_{LB1med} = \frac{1}{T_S} \cdot \left[\int_{t_0}^{t_1} i_{LB1}(t)_1 \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{LB1}(t)_2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{LB1}(t)_3 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} i_{LB1}(t)_4 \cdot dt \right] \quad (1.39)$$

$$I_{LB1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left[\int_{t_0}^{t_1} (i_{LB1}(t)_1)^2 \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} (i_{LB1}(t)_2)^2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} (i_{LB1}(t)_3)^2 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} (i_{LB1}(t)_4)^2 \cdot dt \right]} \quad (1.40)$$

A tensão máxima nas chaves S_1 e S_2 é a mesma tensão no capacitor de saída C_F , como mostra a equação 1.41. As correntes média e eficaz em S_1 e S_2 podem ser obtidas pelas equações 1.42 e 1.43, respectivamente.

$$V_{S1max} = V_{S2max} = V_{CF} = V_i \cdot \frac{1}{1-D} \quad (1.41)$$

$$I_{S1med} = I_{S2med} = \frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_{t_1}^{t_2} i_{LB1}(t)_2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{LB1}(t)_3 \cdot dt \right) \quad (1.42)$$

$$I_{S1ef} = I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_{t_1}^{t_2} (i_{LB1}(t)_2)^2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} (i_{LB1}(t)_3)^2 \cdot dt \right)} \quad (1.43)$$

Através das equações 1.42 e 1.43 é possível determinar, respectivamente, as correntes média e eficaz nos diodos D_{B1} e D_{B2} , como mostrado em 1.44 e 1.45. A equação 1.46 define a máxima tensão reversa nos diodos D_{B1} e D_{B2} .

$$I_{DB1med} = I_{DB2med} = I_{LB1med} - I_{S1med} \quad (1.44)$$

$$I_{DB1ef} = I_{DB2ef} = I_{LB1ef} - I_{S1ef} \quad (1.45)$$

$$V_{DB1max} = V_{DB2max} = -V_{CF} \quad (1.46)$$

Para que as tensões nos capacitores de saída C_F , C_{F1} e C_{F2} sejam mantidas constantes, é necessário que a corrente média nos diodos D_1 e D_2 seja igual à corrente média de saída, como mostrado na equação 1.47. As equações 1.48 e 1.49 definem, respectivamente, a correntes eficaz nos diodos e a máxima tensão reversa nos diodos D_1 e D_2 .

$$I_{D1med} = I_{D2med} = I_o \quad (1.47)$$

$$I_{DB1ef} = I_{DB2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_1} (i_s(t))^2 \cdot dt} \quad (1.48)$$

$$V_{D1max} = V_{D2max} = -V_{CF1} \quad (1.49)$$

As equações abaixo dizem respeito ao dimensionamento dos capacitores de saída C_F , C_{F1} e C_{F2} . A corrente no capacitor C_F se comporta segundo a relação apresentada em 1.50 durante a primeira etapa de operação. Já durante as outras etapas, a corrente no capacitor C_F tem o mesmo módulo e sentido inverso da corrente de saída, como mostrado em 1.51. Assim, o valor da corrente eficaz no capacitor C_F é facilmente calculado através da equação 1.52.

$$i_{CF}(t) = i_{LB1}(t)_1 - I_o \quad (1.50)$$

$$i_{CF}(t) = -I_o \quad (1.51)$$

$$I_{CFef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_{t_0}^{t_1} (i_{LB1}(t)_1 - I_o)^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_{t_1}^{t_2} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} (i_{LB1}(t)_3 - I_o)^2 \cdot dt \right)} \quad (1.52)$$

Para os capacitores C_{F1} e C_{F2} , o cálculo é semelhante ao apresentado nas equações 1.50, 1.51 e 1.52, como mostrado nas equações abaixo. Visto que há semelhança entre os dois capacitores, o cálculo para C_{F2} será suprimido.

$$i_{CF1}(t) = i_s(t)_1 - I_o \quad (1.53)$$

$$i_{CF1}(t) = -I_o \quad (1.54)$$

$$I_{CF1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left(\int_{t_0}^{t_1} (i_s(t)_1 - I_o)^2 \cdot dt + 2 \cdot \int_{t_1}^{t_2} (-I_o)^2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} (i_s(t)_3 - I_o)^2 \cdot dt \right)} \quad (1.55)$$

1.6.3 Operação em Modo Crítico

Neste tópico será analisado o conversor operando em modo crítico. Para tanto, as correntes mínimas nos indutores L_{B1} e L_{B2} devem ser nulas. O cálculo para o indutor L_{B2} será suprimido, visto que é semelhante ao de L_{B1} . O valor mínimo da corrente no indutor L_{B1} ocorre em t_1 , assim, de acordo com 1.26 e 1.27:

$$i_{LB1}(t_0) = \frac{I_o}{1-D} \quad (1.56)$$

O comportamento da corrente de entrada é dado pela soma das correntes em L_{B1} e L_{B2} . Assim, de acordo com 1.56, 1.26, 1.27 e 1.29, a equação 1.58 descreve o comportamento da corrente de entrada durante o primeiro estágio.

$$i_{in}(t)_1 = \frac{V_i \cdot (1 - 2 \cdot D)}{L_{B1} \cdot (1 - D)} \cdot (t - t_0) + \frac{I_o}{1 - D} + i_{LB2}(t_0) \quad (1.57)$$

No instante t_1 , a corrente de entrada será igual apenas à corrente no indutor L_{B2} , como descreve a equação 1.58. Esta expressão representa o valor mínimo da corrente de entrada.

$$i_{in}(t_1) = \frac{V_i \cdot (1 - 2 \cdot D)}{L_{B1} \cdot f_s} + \frac{I_o}{1 - D} + i_{LB2}(t_0) \quad (1.58)$$

A corrente de entrada durante a segunda etapa é descrita de acordo com 1.59.

$$i_{in}(t)_2 = \left(\frac{2 \cdot V_i}{L_B} \right) \cdot (t - t_1) + i_{in}(t_1) \quad (1.59)$$

Assim, o máximo valor da corrente de entrada é encontrado ao fim da segunda etapa, e é representado pela expressão 1.60.

$$i_{in}(t)_2 = \frac{I_o}{1 - D} + i_{LB2}(t_0) \quad (1.60)$$

O detalhamento do cálculo de $i_{LB2}(t_0)$, que é a mesma corrente inicial no indutor L_{B1} durante a terceira etapa de operação, não será apresentado devido à sua complexidade. No entanto, as relações que definem a condição inicial de corrente no indutor L_{B2} são as que dizem respeito à conservação de energia, apresentadas em 1.32, 1.33, 1.34 e 1.35.

A partir das relações encontradas em 1.57 e 1.59, pode ser determinada a corrente média de entrada (1.61). Das relações apresentadas em 1.22, 1.23, 1.24 e 1.25, obtém-se 1.62.

$$I_{inMED} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{(1-D)T_s} i_{in}(t)_1 \cdot dt + \int_{(1-D)T_s}^{\frac{T_s}{2}} i_{in}(t)_2 \cdot dt \right) \quad (1.61)$$

$$I_{inMED} = \frac{2 \cdot n + 1}{1 - D} \cdot I_o \quad (1.62)$$

A partir de 1.61 e 1.62, é possível obter uma relação, apresentada em 1.63, da corrente de saída em função de vários outros parâmetros, como a razão cíclica, a tensão de saída, relação de transformação, rendimento do conversor e valor das indutâncias primárias.

$$I_o = \frac{V_i \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot L_B \cdot (31 \cdot n^2 - 4) \cdot (2 \cdot n + 1) \cdot f_s} \cdot (64 \cdot n \cdot D^2 - 78 \cdot n \cdot D + 23 \cdot n - 2 + \sqrt{k}) \quad (1.63)$$

Onde:

$$k = 2n^2D(4D - 1)(4D^2 - D - 1) + n(32D - 23)(2D - 1) + (32D^2 - 48D + 17)(2D - 1)^2 \quad (1.64)$$

A figura 1.10 mostra a variação da corrente de saída em função da razão cíclica D para diferentes valores da relação de transformação n , mantendo V_o constante.

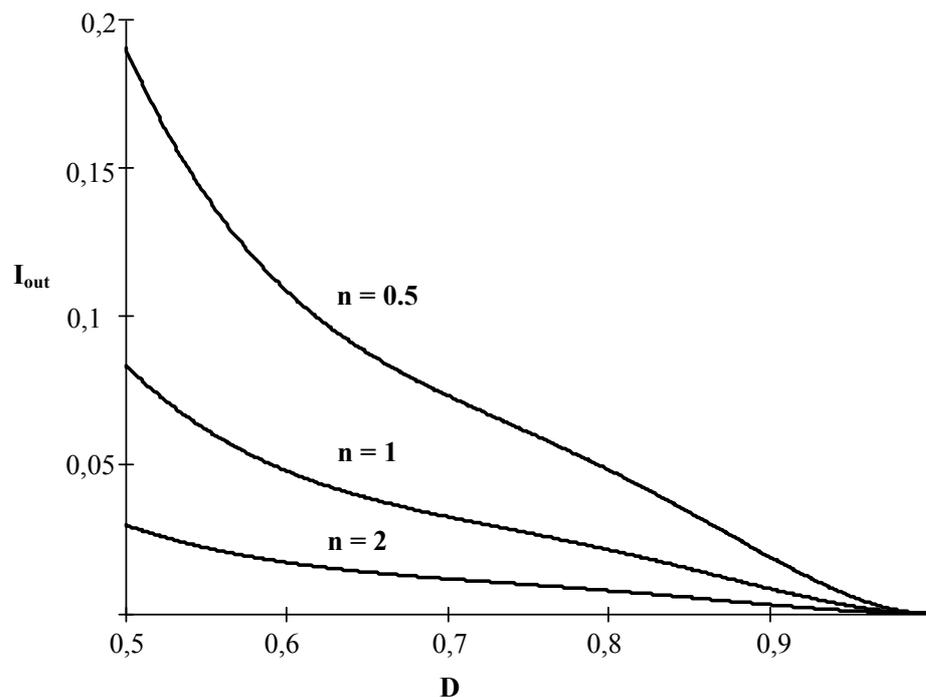


Fig. 1.10 Corrente média de saída em função de D para diferentes valores de n na operação em modo crítico.

1.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado o conversor *boost* de alto ganho que será conectado aos painéis fotovoltaicos. O conversor teve sua topologia, etapas de operação, formas de onda e equacionamento analisadas e detalhadas.

Esta topologia apresenta a grande vantagem de obter um alto ganho de tensão com um reduzido esforço de tensão nos semicondutores, sendo este apenas um terço da tensão de saída. Como será visto adiante, o conversor apresenta ainda a possibilidade de ser adaptado para operar bidirecionalmente.

Sua grande desvantagem reside no fato de utilizar dois elementos magnéticos. No entanto, como o conversor trabalha em alta frequência e os transformadores operam com o dobro da frequência de chaveamento, estes são relativamente pequenos, não comprometendo, assim, a estrutura, tanto em relação ao peso quanto em relação ao volume.

Dessa forma, o conversor boost de alto ganho torna-se uma solução bastante propícia para a elevação de tensão de sistemas compostos por baterias e painéis fotovoltaicos.

CAPÍTULO 2

O CONVERSOR *BOOST* DE ALTO GANHO BIDIRECIONAL

2.1 Introdução

A fim de absorver a energia excedente produzida pelos painéis fotovoltaicos, bem como supri-la quando os módulos não são capazes de produzir a energia demandada pela carga, faz-se necessário a presença de um banco de baterias.

Por produzir baixa tensão em seus terminais, normalmente na faixa de 12V a 48V, e pela tensão na carga ser alta, já que o conversor ligado ao painel é de alto ganho e produz um barramento de saída na faixa de 180V, é evidente que a bateria também precisa ser ligada a um conversor de alto ganho, assim como o dos painéis fotovoltaicos.

No entanto, um banco de baterias pela característica das baterias de ora absorverem o excesso de energia produzido pelos painéis, ora cederem energia à carga, o conversor de alto ganho conectado às baterias deve operar bidirecionalmente.

Neste capítulo serão analisadas a topologia, as etapas de operação e as equações do conversor bidirecional de alto ganho operando em modo *buck*, ou seja, quando a energia flui da carga para a fonte, visto que a operação em modo *boost* é a mesma apresentada no capítulo anterior.

2.2 Topologia

A topologia do conversor bidirecional de alto ganho está representada na figura 2.1, a qual é praticamente igual à apresentada no capítulo anterior. De fato, a diferença entre o conversor bidirecional e o do capítulo anterior é a presença dos diodos D_1 e D_2 , posicionados em antiparalelo com as chaves S_1 e S_2 , bem como a presença das chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , que se encontram, respectivamente, em antiparalelo com os diodos D_3 , D_4 , D_5 e D_6 .

Deve-se fazer notar que, para operar em modo *boost*, basta apenas que as chaves S_1 e S_2 comutem, enquanto S_3 , S_4 , S_5 e S_6 permaneçam desligadas. Dessa maneira, o conversor se comportará exatamente como o apresentado no capítulo 1.

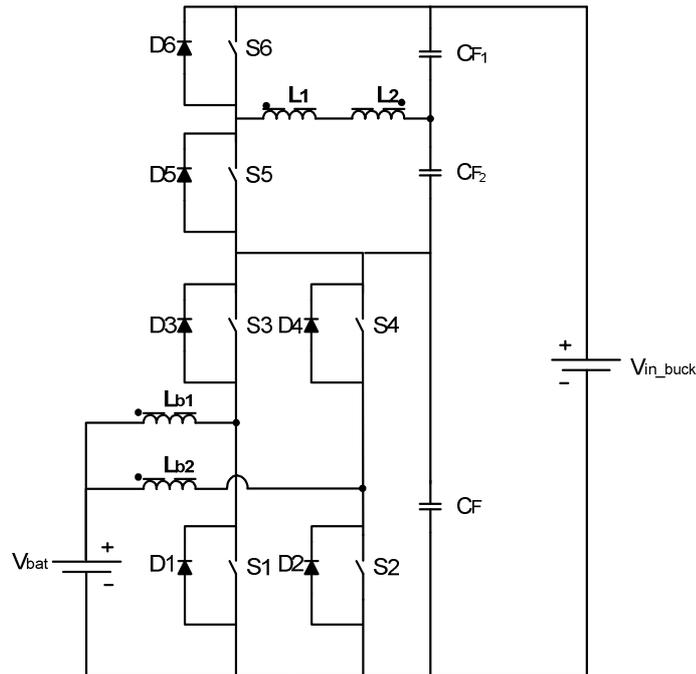


Fig. 2.1 Topologia do conversor de alto ganho bidirecional.

A fim de se obter a operação em modo *buck*, as chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6 devem comutar, enquanto S_1 e S_2 permanecem desligadas. Para a correta operação neste modo, S_4 e S_6 devem possuir o mesmo sinal de acionamento, que, por sua vez, deve ser defasado de S_3 e S_5 em meio período de chaveamento. O controle deste conversor será aprofundado no capítulo 3.

2.3 Etapas de Operação

Para a análise das etapas de operação do conversor de alto ganho bidirecional operando em modo *buck*, todos os componentes serão considerados ideais. As definições apresentadas nas equações 1.1, 1.2, 1.3 e 1.4 são similarmente utilizadas nesta análise. Deve-se fazer notar também que a razão cíclica das chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6 deve ser menor que 50%. Também será considerado que, antes da primeira etapa, todas as chaves estavam desligadas.

2.3.1 Primeira Etapa [t_0 , t_1]

A primeira etapa começa no instante t_0 , quando S_3 e S_5 são ligadas, enquanto S_4 e S_6 permanecem desligadas, fazendo com que a corrente flua através do circuito mostrado na figura 2.2. Essa etapa termina em t_1 quando as chaves S_3 e S_5 são desligadas. As equações que descrevem esse estágio são mostradas a seguir.

$$V_{CF} - L_{B1} \cdot \frac{di_{LB1}}{dt} - M \cdot \frac{di_s}{dt} - V_{bat} = 0 \quad (2.1)$$

$$L_{B2} \cdot \frac{di_{LB2}}{dt} - M \cdot \frac{di_s}{dt} - V_{bat} = 0 \quad (2.2)$$

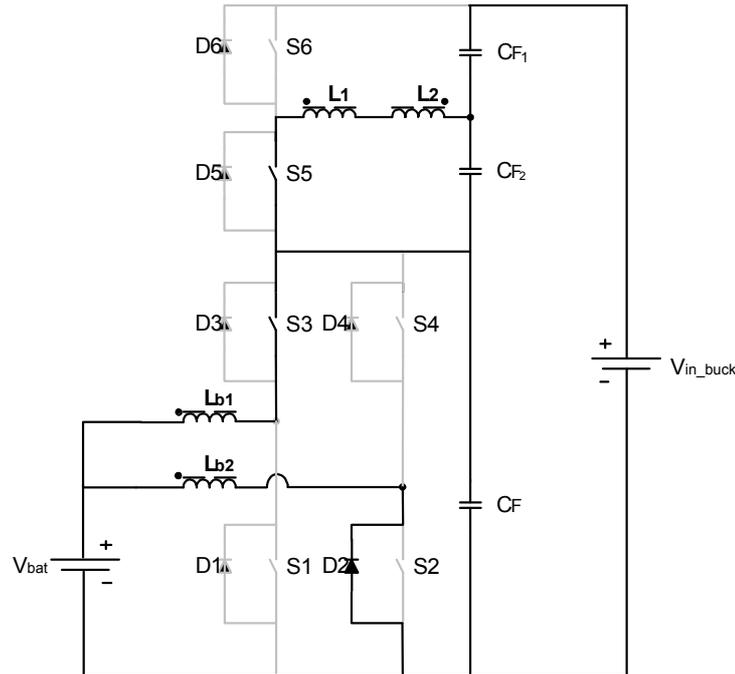


Figura 2.2 Primeira etapa de operação.

2.3.2 Segunda Etapa $[t_1, t_2]$

Durante a segunda etapa todas as chaves estão desligadas, representada pelo circuito da figura 2.3 esse estágio. Essa etapa termina em t_2 , quando as chaves S_4 e S_6 são acionadas. As equações que descrevem esse estágio são mostradas a seguir.

$$L_{B1} \cdot \frac{di_{LB1}}{dt} + V_{bat} = 0 \quad (2.3)$$

$$L_{B2} \cdot \frac{di_{LB2}}{dt} + V_{bat} = 0 \quad (2.4)$$

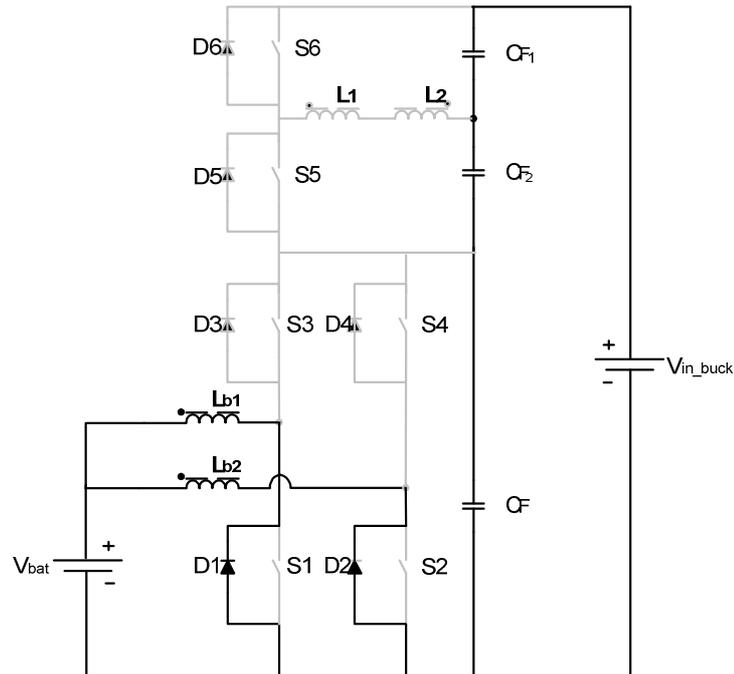


Figura 2.3 Segunda etapa de operação.

2.3.3 Terceira Etapa [t_2, t_3]

Neste período as chaves S_4 e S_6 estão ligadas, enquanto as outras chaves permanecem desligadas. Assim, a energia flui através do circuito mostrado na figura 2.4. Esse estágio termina em t_3 , quando S_4 e S_6 voltam a ser desligadas. As equações que definem essa etapa estão apresentadas a seguir.

$$L_{B1} \cdot \frac{di_{LB1}}{dt} - M \cdot \frac{di_s}{dt} - V_{bat} = 0 \quad (2.5)$$

$$V_{CF} - L_{B2} \cdot \frac{di_{LB2}}{dt} - M \cdot \frac{di_s}{dt} - V_{bat} = 0 \quad (2.6)$$

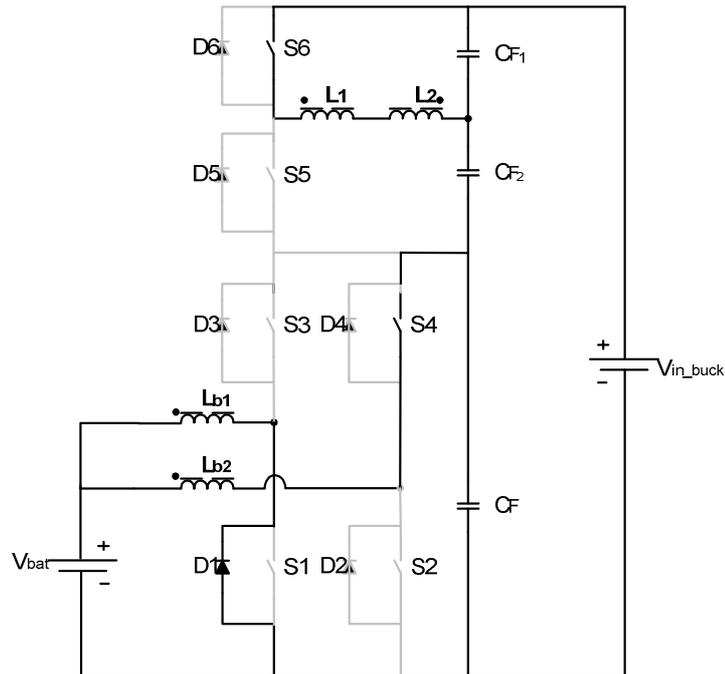


Figura 2.4 Terceira etapa de operação.

2.3.4 Quarta Etapa [t_3, t_4]

O quarto estágio é similar ao segundo, visto que todas as chaves estão desligadas. O circuito que representa esse estágio é o mesmo mostrado na figura 2.5. Ao fim desse estágio, no instante t_4 , as chaves S_3 e S_5 são ligadas e um novo ciclo de chaveamento recomeça. As equações que descrevem esse estágio de operação são as mesmas apresentadas na segunda etapa.

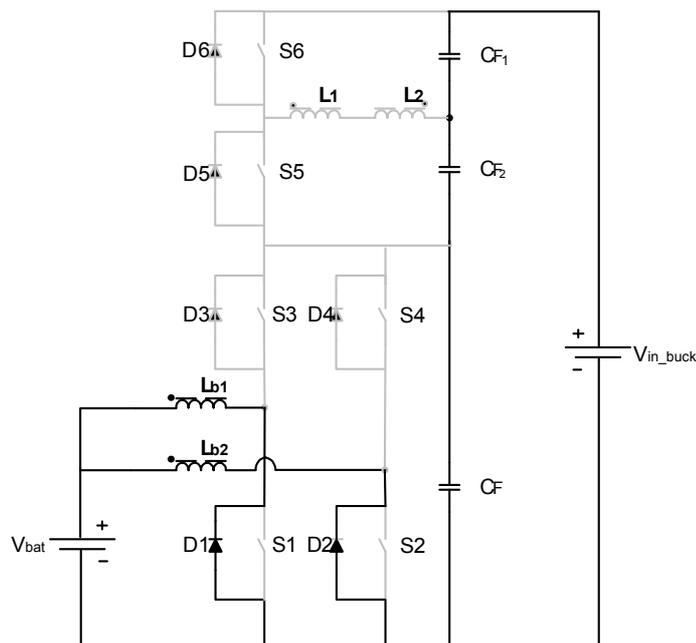


Figura 2.5 Quarta etapa de operação.

2.4 Formas de Onda Teóricas

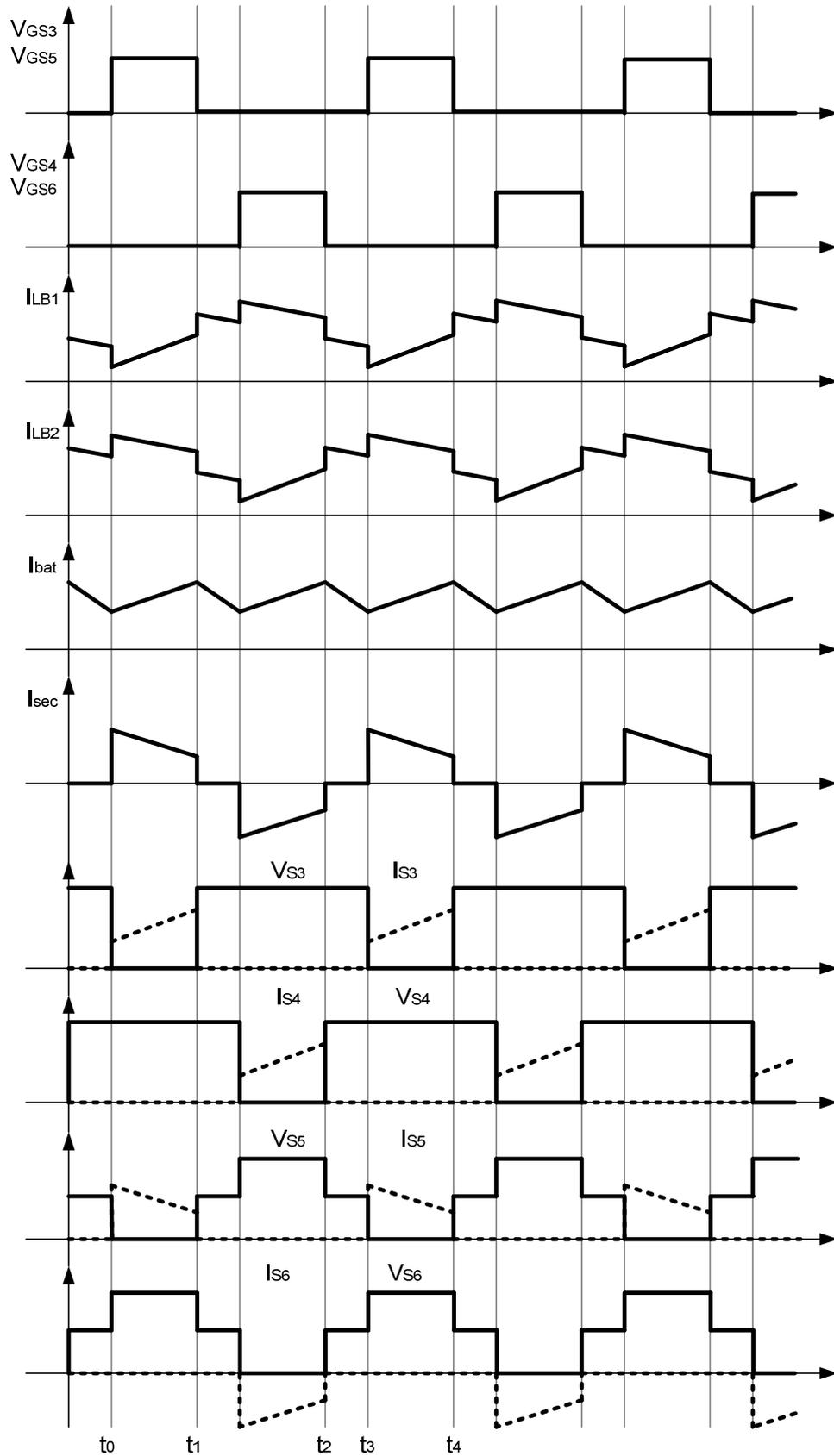


Figura 2.6 Principais formas de onda teóricas do conversor operando em modo buck.

A figura 2.6 mostra as principais formas de onda teóricas do conversor apresentado operando em modo *buck*. Dentre as formas de onda encontram-se: corrente e tensão nos interruptores, corrente nos indutores L_{B1} e L_{B2} , e corrente no secundário.

2.5 Ganho Estático do Conversor

A obtenção da equação que descreve o ganho estático do conversor operando em modo *buck* é similar ao apresentado no capítulo 1. No entanto, a razão cíclica utilizada nas equações que se seguem, D_{buck} , será relativa à operação das chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6 .

O barramento de entrada do conversor operando em modo *buck*, V_{in_buck} , é dada pela soma das tensões nos capacitores de saída C_F , C_{F1} e C_{F2} , como já mostrado na equação 1.17.

Sabendo que a tensão média nos indutores L_{B1} e L_{B2} durante um período de chaveamento deve ser nula, obtém-se a equação 2.7. Assim, a tensão no capacitor C_F pode ser obtida através da equação 2.8.

$$(1 - D_{buck}) \cdot V_{bat} = D_{buck} \cdot (V_{CF} - V_{bat}) \quad (2.7)$$

$$V_{CF} = V_{bat} \cdot \frac{1}{D_{buck}} \quad (2.8)$$

A equação 2.9 é obtida através da análise da malha formada por L_1 , L_2 , D_5 e C_{F2} durante a primeira etapa de operação do conversor. Através dessa equação obtém-se a tensão no capacitor C_{F2} . Por analogia, a tensão no capacitor C_{F1} é igual à de C_{F2} , como mostrado em 2.10.

$$V_{CF2} = n \cdot [V_{in_buck} - (V_{in_buck} - V_{CF})] \quad (2.9)$$

$$V_{CF1} = V_{CF2} = V_{bat} \cdot \frac{n}{D_{buck}} \quad (2.10)$$

Assim, substituindo as equações 2.8 e 2.10 em 1.17, o ganho estático do conversor operando em modo *buck* é dado por:

$$G_{buck} = \frac{V_{bat}}{V_{in_buck}} = \frac{D_{buck}}{2 \cdot n + 1} \quad (2.11)$$

O gráfico apresentado na figura abaixo mostra a variação do ganho estático em função da razão cíclica D para diferentes valores da relação de transformação n .

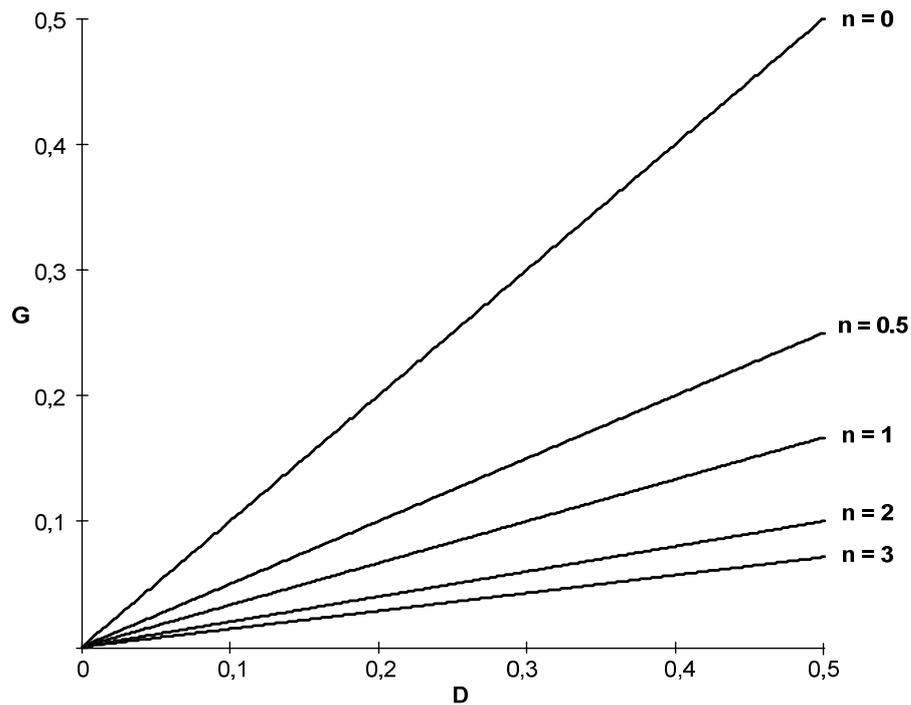


Figura 2.7 Variação do ganho estático em função da razão cíclica para diferentes valores de n .

2.6 Cálculo dos Parâmetros do Conversor

Neste tópico será apresentado o equacionamento do conversor de alto ganho operando em modo *buck*. Serão ressaltadas as operações em modo contínuo e em modo crítico.

2.6.1 Operação em Modo de Condução Contínua

Inicialmente serão definidos os parâmetros básicos do conversor, como apresentado nas equações que se seguem.

$$P_{in_buck} = V_{in_buck} \cdot I_{in_buck} \quad (2.12)$$

$$P_{bat} = V_{bat} \cdot I_{bat} \quad (2.13)$$

$$\eta = \frac{P_{bat}}{P_{in_buck}} \quad (2.14)$$

Assim como no capítulo 1, o desenvolvimento das equações que descrevem o comportamento das correntes nos indutores L_{B1} e L_{B2} será suprimido devido à sua complexidade. Para facilitar o entendimento, serão utilizadas as definições apresentadas em 1.15, 1.16 e 1.17, que dizem respeito, respectivamente, ao comportamento das correntes nos indutores L_{B1} , L_{B2} e no secundário durante a primeira etapa de operação. Vale ressaltar que esse comportamento foi considerado linear, justificando a presença das constantes a, b, c, d, e, f , onde a, c, e representam as derivadas das correntes, enquanto b, d, f dizem respeito às suas condições iniciais.

$$i_{LB1}(t) = a \cdot t + b \quad (2.15)$$

$$i_{LB2}(t) = c \cdot t + d \quad (2.16)$$

$$i_s(t) = e \cdot t + f \quad (2.17)$$

Substituindo as relações acima em 2.1 e 2.2, obtém-se:

$$L_{B1} \cdot a + M \cdot e = V_{CF} - V_{bat} \quad (2.18)$$

$$L_{B2} \cdot c - M \cdot e = V_{bat} \quad (2.19)$$

Considerando que a corrente média no indutor L_{B1} durante um período de chaveamento completo deve ser igual à metade da corrente na bateria, e que a corrente média em um dos diodos D_5 ou D_6 durante um ciclo é igual à corrente de entrada, pode-se escrever as relações mostradas em 2.21 e 2.22, adotando os instantes apresentados em 2.20.

$$\left\{ \begin{array}{l} t_0 = 0 \\ t_1 = D \cdot T_s \\ t_2 = \frac{T_s}{2} \\ t_3 = \frac{T_s}{2} + D \cdot T_s \\ t_4 = T_s \end{array} \right. \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (a \cdot t + b) \cdot dt + \int_{D \cdot T_s}^{\frac{T_s}{2}} \left(-\frac{V_{bat}}{L_B} \cdot t + i'_{LB1}(t_1) \right) \cdot dt + \int_0^{D \cdot T_s} (c \cdot t + d) \cdot dt + \\ + \int_{D \cdot T_s}^{\frac{T_s}{2}} \left(-\frac{V_{bat}}{L_B} \cdot t + i'_{LB1}(t_3) \right) \cdot dt = \frac{I_{bat}}{2} \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (e \cdot t + f) \cdot dt = I_{in_buck} \quad (2.22)$$

Nas equações acima, os termos b , $i'_{LB1}(t_1)$, d e $i'_{LB1}(t_3)$ representam a condição inicial de corrente no indutor L_{B1} durante as etapas 1, 2, 3 e 4, respectivamente. Por fim, para determinar as constantes a , b , c , d , e , f que descrevem o comportamento das correntes em L_{B1} , L_{B2} e do secundário, devem ser consideradas as equações da conservação de energia nos indutores. Assim, a energia armazenada no indutor L_{B1} ao fim da primeira etapa é igual à energia no início da segunda etapa, e assim sucessivamente, como descrito nas equações a seguir.

$$L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_1))^2 + M \cdot (i_s(t_1))^2 = L_{B1} \cdot (i'_{LB1}(t_1))^2 \quad (2.23)$$

$$L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_2))^2 = L_{B1} \cdot (i'_{LB1}(t_2))^2 - M \cdot (i_s(t_0))^2 \quad (2.24)$$

$$L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_3))^2 - M \cdot (i_s(t_1))^2 = L_{B1} \cdot (i'_{LB1}(t_3))^2 \quad (2.25)$$

$$L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_4))^2 = L_{B1} \cdot (i_{LB1}(t_0))^2 + M \cdot (i_s(t_0))^2 \quad (2.26)$$

Assim, o comportamento da corrente no indutor L_{B1} durante um período de chaveamento completo é dado como mostram as equações a seguir. Em L_{B2} , o comportamento é o mesmo, considerando uma defasagem de meio período de chaveamento.

$$i_{LB1}(t)_1 = a \cdot (t - t_0) + b \quad (2.27)$$

$$i_{LB1}(t)_2 = -\frac{V_{bat}}{L_{B1}} \cdot (t - t_1) + i'_{LB1}(t_1) \quad (2.28)$$

$$i_{LB1}(t)_3 = c \cdot (t - t_2) + d \quad (2.29)$$

$$i_{LB1}(t)_4 = -\frac{V_{bat}}{L_{B1}} \cdot (t - t_1) + i'_{LB1}(t_3) \quad (2.30)$$

A corrente no secundário é não-nula apenas quando há chaves acionadas, ou seja, durante a primeira e a terceira etapa de operação. Dessa forma, as equações abaixo definem o comportamento da corrente no secundário durante a primeira e a terceira etapa de operação é apresentada abaixo.

$$i_s(t)_1 = e \cdot (t - t_0) + f \quad (2.30)$$

$$i_s(t)_3 = e \cdot (t - t_2) + f \quad (2.31)$$

A partir do gráfico mostrado na figura 2.6, é possível verificar que o máximo valor da corrente de entrada ocorre em t_1 , enquanto o mínimo acontece em t_0 . Assim, facilmente se deduz que a ondulação da corrente de entrada é dada por:

$$\Delta I_{bat} = i_{LB1}(t_1) + i_{LB2}(t_1) - [i_{LB1}(t_0) + i_{LB2}(t_0)] \quad (2.32)$$

Dessa forma o cálculo das indutâncias L_{B1} e L_{B2} é obtido através da equação 2.33, enquanto a relação 2.34 define as indutâncias dos indutores secundários L_1 e L_2 .

$$L_{B1} = L_{B2} = L_B = \frac{V_{in_buck} \cdot D_{buck}}{2 \cdot \Delta I_{bat} \cdot f_s} \quad (2.33)$$

$$L_1 = L_2 = n^2 \cdot L_B \quad (2.34)$$

O cálculo da corrente média e da corrente eficaz no indutor L_{B1} está representado nas equações 2.35 e 2.36. Mais uma vez será suprimido o cálculo para L_{B2} , visto que é similar ao cálculo de L_{B1} .

$$I_{LB1med} = \frac{1}{T_S} \cdot \left[\int_{t_0}^{t_1} i_{LB1}(t)_1 \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{LB1}(t)_2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{LB1}(t)_3 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} i_{LB1}(t)_4 \cdot dt \right] \quad (2.35)$$

$$I_{LB1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \left[\int_{t_0}^{t_1} (i_{LB1}(t)_1)^2 \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} (i_{LB1}(t)_2)^2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} (i_{LB1}(t)_3)^2 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} (i_{LB1}(t)_4)^2 \cdot dt \right]} \quad (2.36)$$

A máxima tensão reversa nos diodos D_1 e D_2 é igual à tensão no capacitor de saída C_F , como mostra a equação 2.37. A corrente média em D_1 e D_2 pode ser obtida pela equação 2.38.

$$V_{D1max} = V_{D2max} = -V_{CF} \quad (2.37)$$

$$I_{D1med} = I_{D2med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_{t_1}^{t_2} i_{LB1}(t)_2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{LB1}(t)_3 \cdot dt + \int_{t_3}^{t_4} i_{LB1}(t)_4 \cdot dt \right) \quad (2.38)$$

As correntes média e eficaz nas chaves S₃ e S₄, bem como em S₅ e S₆ são mostradas em 2.39, 2.40, 2.41 e 2.42, respectivamente. A tensão máxima sobre as chaves supracitadas é dada por 2.43 e 2.44.

$$I_{S3med} = I_{S4med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} i_{LB1}(t)_1 \cdot dt \quad (2.39)$$

$$I_{S3ef} = I_{S4ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (i_{LB1}(t)_1)^2 \cdot dt} \quad (2.40)$$

$$I_{S5med} = I_{S6med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} i_s(t)_1 \cdot dt \quad (2.41)$$

$$I_{S5ef} = I_{S6ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (i_s(t)_1)^2 \cdot dt} \quad (2.42)$$

$$V_{S3max} = V_{S4max} = V_{CF1} \quad (2.43)$$

$$V_{S5max} = V_{S6max} = 2 \cdot V_{CF1} \quad (2.44)$$

A corrente através do capacitor C_F comporta-se segundo a relação apresentada em 2.45 durante a primeira etapa de operação. Já durante a segunda e a quarta etapa, a corrente no capacitor C_F é nula, enquanto que, no terceiro estágio, comporta-se como em 2.46. Por fim, o valor de sua corrente eficaz é calculado através da equação 2.47.

$$i_{CF}(t)_1 = i_{LB1}(t)_1 - I_{in_buck} \quad (2.45)$$

$$i_{CF}(t)_3 = -I_{in_buck} \quad (2.46)$$

$$i_{CFef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_{t_0}^{t_1} (i_{CF}(t)_1)^2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} (i_{CF}(t)_3)^2 \cdot dt \right)} \quad (2.47)$$

Para os capacitores C_{F1} e C_{F2} , o cálculo é semelhante ao apresentado nas relações 2.45, 2.46 e 2.47, como mostrado nas equações abaixo. Visto que há semelhança entre os dois capacitores, o cálculo para C_{F2} será suprimido.

$$i_{CF1}(t)_1 = i_s(t)_1 - I_{in_buck} \quad (2.48)$$

$$i_{CF1}(t)_3 = -I_{in_buck} \quad (2.49)$$

$$i_{CF1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left(\int_{t_0}^{t_1} (i_{CF1}(t)_1)^2 \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} (i_{CF1}(t)_3)^2 \cdot dt \right)} \quad (2.50)$$

2.6.2 Operação em Modo Crítico

Neste tópico será analisado o conversor operando em modo crítico. Para tanto, as correntes nos indutores L_{B1} e L_{B2} devem ser tais que o valor mínimo da corrente no indutor L_{B1} , que ocorre em t_0 , deve ser nulo. Mais uma vez, o cálculo para o indutor L_{B2} será suprimido, visto que é semelhante ao de L_{B1} . Assim:

$$i_{LB1}(t_0) = b = 0 \quad (2.51)$$

A corrente na bateria é dada pela soma das correntes em L_{B1} e L_{B2} . Assim, de acordo com 2.18, 2.19 e 2.51, a equação 2.52 descreve o comportamento da corrente de entrada durante o primeiro estágio. No instante t_1 , a corrente de entrada é dada pela expressão 2.53.

$$i_{bat}(t)_1 = \frac{V_{bat}}{L_{B1} \cdot D} \cdot (t - t_0) + d \quad (2.52)$$

$$i_{bat}(t_1) = \frac{V_{bat} \cdot T_s}{L_B} + d \quad (2.53)$$

Como a corrente de entrada é a soma das correntes nos indutores L_{B1} e L_{B2} , e a corrente inicial b é nula, então, no instante t_2 , a corrente de entrada é assume o valor de d , como apresentado na equação 2.54. A partir dessa expressão e de 2.53, pode-se determinar o comportamento da corrente de entrada durante a segunda etapa, como mostrado em 2.55.

$$i_{bat}(t)_2 = d \quad (2.54)$$

$$i_{bat}(t)_2 = \left[-\frac{V_{bat}}{L_{B1} \cdot (0.5 - D_{buck})} \right] \cdot (t - t_1) + \frac{V_{bat} \cdot T_s}{L_{B1}} + d \quad (2.55)$$

A partir das relações obtidas em 2.53 e 2.55, a corrente média de entrada I_{bat} pode ser obtida através da expressão 2.56, que resulta em 2.57.

$$I_{bat} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} i_{in}(t)_1 \cdot dt + \int_{D \cdot T_s}^{\frac{T_s}{2}} i_{in}(t)_2 \cdot dt \right) \quad (2.56)$$

$$I_{bat} = \frac{V_{bat}}{2 \cdot L_B \cdot f_s} \cdot (1 - 4 \cdot D) + d \quad (2.57)$$

A equação 2.57 mostra uma relação da corrente na bateria em função da razão cíclica, da tensão na bateria, do valor das indutâncias primárias, da frequência de chaveamento e da condição inicial de corrente do indutor L_{B2} na primeira etapa de operação, d .

É sabido que d é função de vários parâmetros do conversor. No entanto, através de simulações e soluções numéricas, ficou comprovado que d é praticamente constante em relação à razão cíclica. Assim, assumindo que a condição inicial de corrente do indutor L_{B2} é constan-

te, pode-se obter a figura 2.8, que mostra, aproximadamente, o comportamento da variação da corrente na bateria em função da razão cíclica D , mantendo V_{bat} constante.

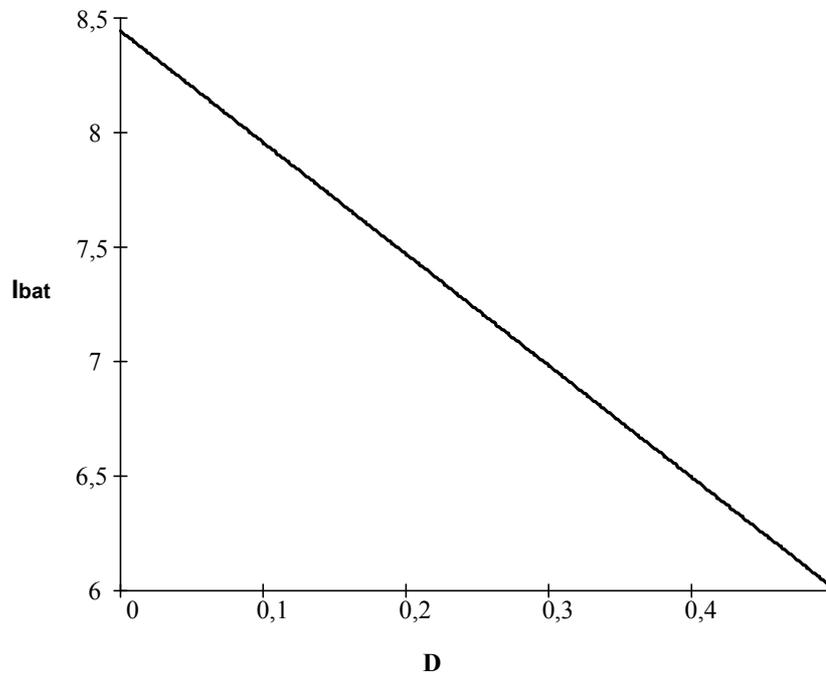


Fig. 2.8 Corrente média na bateria em função da razão cíclica.

2.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado o conversor *boost* de alto ganho bidirecional, que será conectado ao banco de baterias, cuja importância é absorver o excesso de energia gerado pelos painéis fotovoltaicos, bem como suprir energia à carga quando os módulos não forem capazes de alimentá-la completamente. O conversor teve sua topologia, etapas de operação, formas de onda e equacionamento analisados e detalhados.

Esta topologia, além de possuir a vantagem de oferecer um elevado ganho de tensão quando operando em modo *boost* e exigir um baixo esforço de tensão dos semicondutores, assim como a topologia no capítulo 1, apresenta a funcionalidade da operação em modo bidirecional, fazendo com que a energia circule da carga para fonte, como explicitado nesse capítulo.

No capítulo seguinte será apresentado o projeto do controlador deste conversor, onde poderá ser observado que, apesar da presença de seis semicondutores, o controle é bastante simples.

Dessa forma, a topologia do conversor *boost* bidirecional de alto ganho é bastante propício à aplicação desejada.

CAPÍTULO 3

PROJETO DOS CONTROLADORES

3.1 Introdução

Neste capítulo serão abordados os controles dos conversores apresentados nos capítulos 1 e 2. Visto que o conversor do capítulo 1 tem painéis fotovoltaicos como fonte, o controle deste conversor será baseado no MPPT, ou buscador de ponto de máxima potência.

Esse tipo de controle, como o próprio nome já diz, tem por objetivo garantir que os painéis trabalhem em seus pontos de máxima potência. Dessa maneira, é possível aproveitar o máximo de energia disponibilizada pelos painéis.

Já o controle do conversor do capítulo 2 tem por objetivo manter o barramento de tensão de saída constante, facilitando, assim, uma possível integração futura com a rede elétrica convencional.

Deve-se fazer notar ainda que os controles de ambos os conversores serão implementados digitalmente, através de programação do PIC 16F877.

3.2 O Controle MPPT

Na literatura é possível encontrar diversos algoritmos buscadores de ponto de máxima potência em painéis fotovoltaicos, como em [26], [27] e [28]. No caso do controle do conversor do capítulo 1, optou-se por um algoritmo mais simples, porém mais rápido, do tipo “perturbe e observe”.

Neste tipo de algoritmo, o controlador configura uma razão cíclica inicial para o conversor, D_0 , fazendo, em seguida, a leitura da tensão e da corrente média dos painéis. Multiplicando esses dois parâmetros é obtido o valor da potência drenada do painel, P_0 , para a razão cíclica D_0 .

A seguir, o controlador varia a razão cíclica para D_1 , de forma que $D_1 > D_0$. Novamente são feitas leituras de tensão e corrente dos painéis e, através desses novos parâmetros, obtido um novo valor de potência P_1 .

De posse dos valores P_0 e P_1 , o controlador faz uma comparação entre eles. Se $P_0 < P_1$, significa que, com o aumento da razão cíclica, houve um aumento na potência drenada pelos painéis. Neste caso, o controlador optará, no passo seguinte, por elevar ainda mais a razão cíclica.

No caso de $P_0 < P_1$, o controlador entende que, com o aumento da razão cíclica, houve uma redução da potência drenada pelos painéis. Dessa maneira, o próximo passo do controlador será reduzir a razão cíclica.

Após a tomada de decisão do controlador, em aumentar ou diminuir a razão cíclica seguinte, o processo é novamente repetido. A figura 3.1 mostra o algoritmo MPPT utilizado.

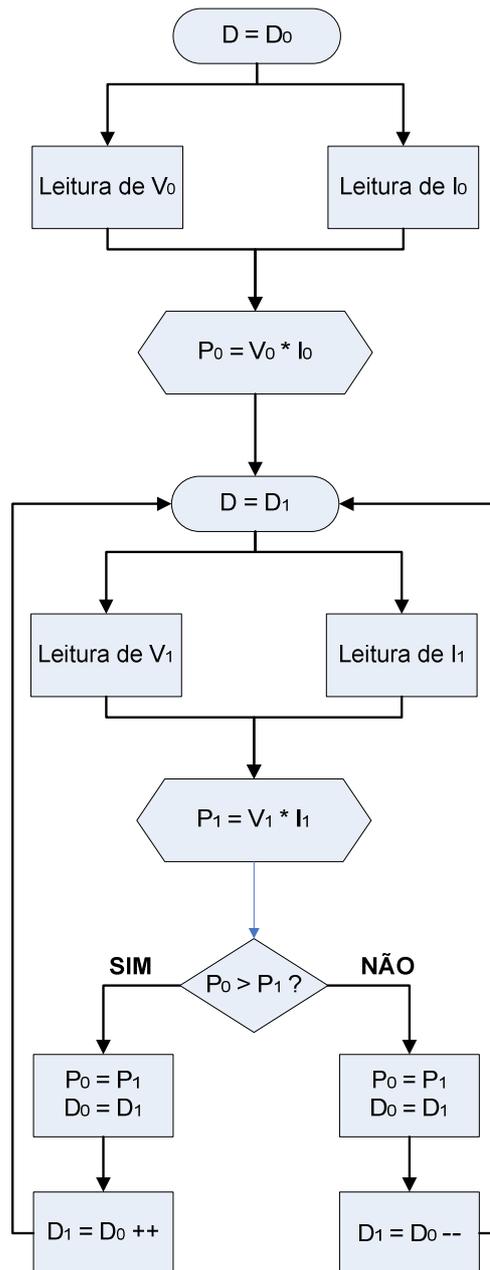


Figura 3.1 Algoritmo do controle MPPT.

Deve-se fazer notar que, a fim de minimizar os erros de leitura, como, por exemplo, de a tensão lida em um determinado instante ser um pico, são utilizadas cinco leituras consecutivas

de tensão e corrente, e, em seguida, é feita uma média aritmética para cada um desses parâmetros.

O algoritmo descrito neste tópico foi implementado em um microcontrolador da família PIC do tipo 16F877 [29]. Este microcontrolador possui duas saídas do tipo PWM (*Pulse Width Modulation*), que serviria para o acionamento das duas chaves S_1 e S_2 da topologia apresentada no capítulo 1. No entanto, os sinais de acionamento devem ser complementares e isso não é possível de ser feito no PIC 16F877.

Assim, para resolver esse problema, optou-se por utilizar apenas uma das saídas PWM do microcontrolador e, através de um circuito RC, extrair seu valor médio (V_{ref}), como mostrado na figura 3.2. Dessa maneira, o acréscimo ou decréscimo da razão cíclica, segundo mostrado no algoritmo da figura 3.1, faz variar o nível da tensão V_{ref} entre 0V e 5V.

O sinal V_{ref} é então utilizado como tensão de referência para a onda triangular interna do gerador de PWM SG3525A. A função do SG3525A é formar dois pulsos PWMs complementares, cada um com razão cíclica máxima de 50%.

No entanto, o acionamento desejado na operação do *boost* de alto ganho, descrito no capítulo 1, indica que o pulso de acionamento deve apresentar uma razão cíclica de, no mínimo, 50%. Dessa forma, a solução encontrada foi conectar as duas saídas do gerador PWM em uma porta inversora.

Dessa maneira, as saídas do SG3525A foram invertidas, fazendo com que os sinais de acionamentos das chaves S_1 e S_2 , V_{S1} e V_{S2} , sejam complementares e com razão cíclica maior ou igual a 50%. A figura 3.2 descreve o circuito de comando utilizado para o *boost* de alto ganho do capítulo 1.

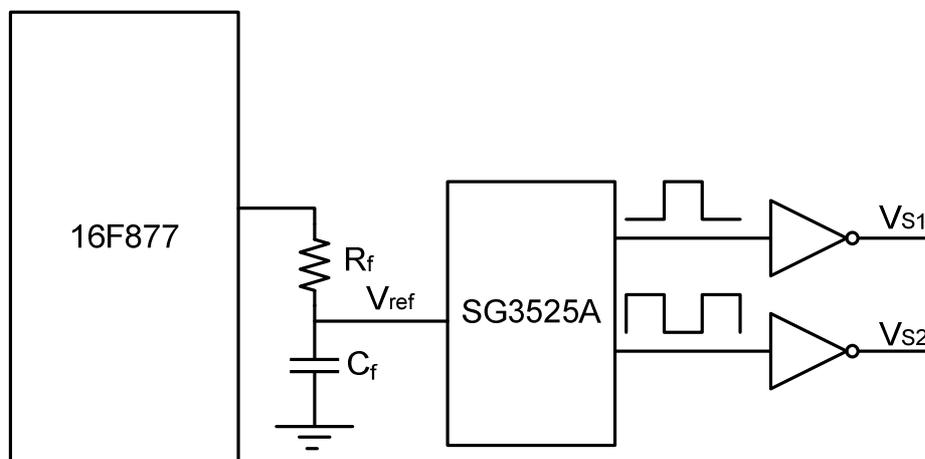


Figura 3.2 Diagrama de blocos do controle MPPT do conversor boost de alto ganho.

3.3 Malha de Tensão do Conversor Bidirecional

O controle do conversor bidirecional tem a função de manter a tensão de saída constante. Para tanto, será utilizada uma malha de tensão onde o compensador é implementado digitalmente no PIC 16F877, como será visto adiante.

Assim, neste tópico será detalhado o acionamento dos interruptores, bem como o projeto da malha de tensão.

3.3.1 Acionamento das Chaves

Como mostrado no capítulo 2, a topologia do conversor bidirecional é formada por seis interruptores dentre os quais S_1 e S_2 comutam quando o conversor opera em modo *boost*, enquanto $S_3 - S_6$ comutam quando o mesmo trabalha em modo *buck*.

Assim como o conversor ligado aos painéis fotovoltaicos, o controlador utilizado será o PIC 16F877. Esse microcontrolador apresenta apenas dois canais de saída PWM independentes, os quais não podem ser configurados de forma a serem defasados em meio período de chaveamento.

Dessa forma, a solução adotada é semelhante à apresentada no tópico 3.2: cada canal PWM do microcontrolador será utilizado de forma a gerar uma tensão média de referência, V_{ref1} e V_{ref2} , através de um circuito RC.

Cada tensão de referência será comparada à onda triangular interna de dois geradores de PWM do tipo SG3525A. Cada saída do gerador de PWM responsável pelo acionamento das chaves S_1 e S_2 , será conectada a uma porta lógica do tipo NOR, em conjunto com um sinal de controle, como mostra a figura 3.3. Dessa forma, quando a tensão de controle for um sinal lógico de nível baixo, as saídas serão invertidas, a fim de se obter uma razão cíclica maior que 50%. Já quando o conversor opera em modo *buck*, o controlador envia à porta NOR um sinal de controle de nível lógico alto, fazendo com que as chaves S_1 e S_2 permaneçam desligadas. A tabela verdade da porta NOR é mostrada a seguir.

Tabela 3.1 – Tabela verdade da porta lógica NOR

Sinal de Controle	Pulso do SG3525A	Saída
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

No que diz respeito ao acionamento das chaves $S_3 - S_6$, quando o conversor opera em modo *boost*, basta configurar o canal de PWM de saída do microcontrolador como zero. Assim, a tensão V_{ref1} seria zero e os pulsos de saída do gerador de PWM também seriam nulos, fazendo com que as chaves não fossem acionadas.

Já quando o conversor opera em modo *buck*, o microcontrolador configura o canal de PWM de forma que V_{ref1} sirva como sinal de referência para o SG3525A. Além disso, como já comentado acima, o PIC 16F877 envia um sinal de nível lógico alto para as portas lógicas NOR responsáveis pelos acionamentos de S_1 e S_2 , fazendo com que as mesmas sejam desligadas.

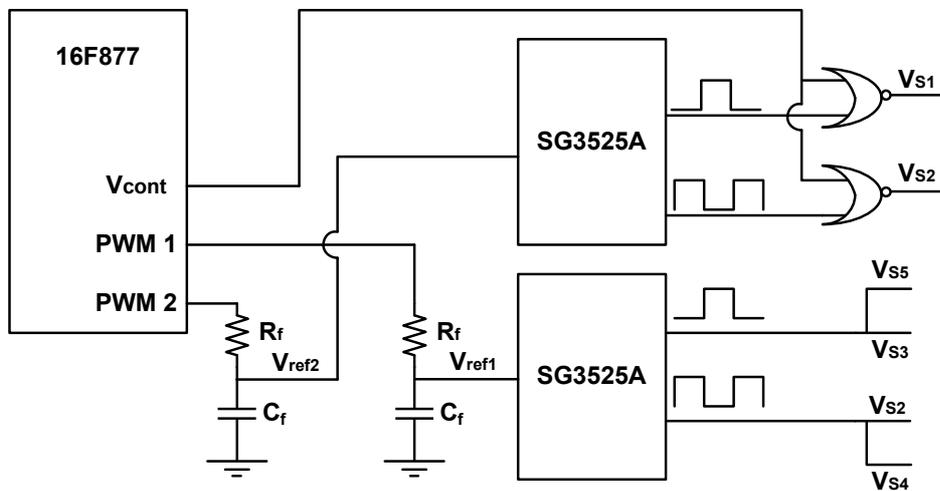


Figura 3.3 Diagrama de blocos do controle do conversor bidirecional.

3.3.2 Projeto da Malha de Tensão

A fim de manter o barramento de tensão da carga constante, é necessário projetar a malha de tensão para os dois casos: quando o conversor funciona em modo *boost* e quando opera em modo *buck*. O diagrama de blocos abaixo mostra a planta de controle adotada, onde $C(s)$ é a função de transferência do compensador, e $G(s)$, da planta do conversor.

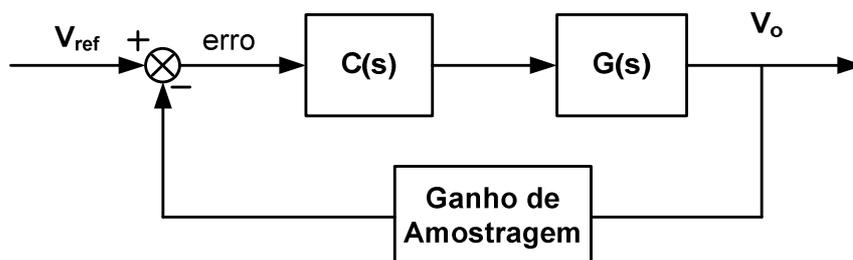


Figura 3.4 Planta do controlador do conversor bidirecional.

3.3.2.1 Malha de Tensão do Modo *Boost*

Para realização do projeto do compensador de tensão, determina-se a função de transferência de malha aberta do conversor, sem a presença do compensador. A partir daí, de acordo com critérios pré-definidos de alocação de pólos e zeros, são calculados os parâmetros do compensador.

A função de transferência da planta de malha aberta é calculada da mesma forma que um *boost* convencional, como mostra a equação 3.1. A dedução desta relação não será detalhada, visto que é bastante conhecida e pode ser facilmente encontrada na literatura, como em [31]. O detalhamento dos termos da equação encontra-se logo a seguir.

$$G_p(s) = k_d \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + \frac{s}{\omega_o \cdot Q} + 1} \quad (3.1)$$

$$k_d = \frac{V_o}{(1-D)^3 \cdot R_o} \cdot \left[\frac{R_o \cdot (1-D)^2}{R_o + R_{Cse}} \right] \quad (3.2)$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_{Cse} \cdot C_F} \quad (3.3)$$

$$\omega_{z2} = \frac{(1-D)^2 \cdot R_o}{L_{B1}} \quad (3.4)$$

$$\omega_o = \frac{1-D}{\sqrt{L_{B1} \cdot C_F}} \quad (3.5)$$

$$Q = \frac{\omega_o \cdot L_{B1}}{(1-D) \cdot R_{Cse} + \frac{L_{B1}}{C_F \cdot (R_o + R_{Cse})}} \quad (3.6)$$

A função de transferência de malha aberta é calculada segundo a expressão 3.7, que leva ainda em consideração o efeito de amostragem, $H_e(s)$, detalhado em 3.8, bem como o ganho de amostragem, R_{sh} .

$$FTMA(s) = G_p(s) \cdot H_e(s) \cdot R_{sh} \quad (3.7)$$

$$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2 \cdot fs} + \frac{s^2}{(fs \cdot \pi)^2} \quad (3.8)$$

O diagrama de *Bode* de malha aberta está representado na figura a seguir.

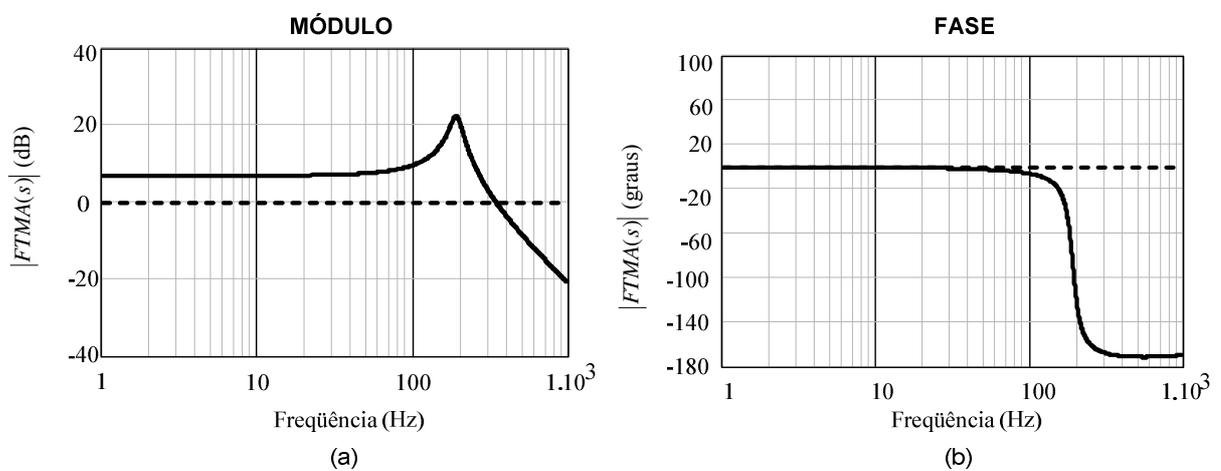


Figura 3.5 Diagrama de Bode da função de transferência $FTMA(s)$ para o modo boost. (a) Ganho, (b) Fase.

Segundo as recomendações da teoria de controle, a frequência de cruzamento f_c da função de transferência de laço aberto, $FTLA_{boost}(s)$, deve ser, no mínimo, um quarto da frequência de chaveamento. Assim, adotou-se:

$$f_c = 50\text{Hz} \quad (3.9)$$

Para alcançar a frequência de cruzamento adotada, o compensador deve possuir um ganho K , determinado por:

$$K = 10^{\frac{20 \cdot \log(|G_p(2\pi \cdot f_c)|)}{20}} \quad (3.10)$$

Devido à menor complexibilidade de projeto, boa resposta e vasta utilização em conversores tipo *boost* convencionais, será utilizado o compensador PI com filtro, cujo circuito é mostrado a seguir. Na figura abaixo, V_o representa a tensão de saída do conversor, R_a e R_b são os resistores integrantes do divisor resistivo, e V_c é a tensão de controle.

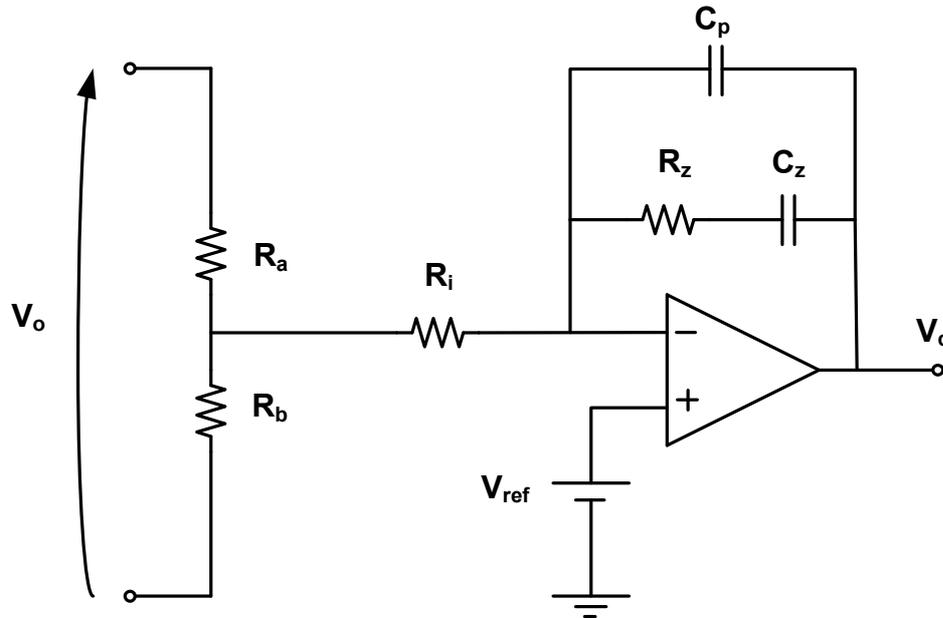


Figura 3.6 Circuito do compensador PI com filtro.

O zero do compensador será alocado na frequência do filtro, como mostrado em 3.11.

$$f_{zboost} = f_o \quad (3.11)$$

O primeiro pólo do compensador é alocado na origem para minimizar o erro estático em regime permanente. Já o segundo pólo é colocado na frequência de cinco vezes a frequência de corte. Assim:

$$f_{p1boost} = 0 \quad (3.12)$$

$$f_{p2boost} = 5 \cdot f_c \quad (3.13)$$

As equações que definem os parâmetros do compensador para um valor de R_{iboost} pré-determinado, são apresentadas a seguir:

$$R_{zboost} = K_{boost} \cdot R_{iboost} \quad (3.14)$$

$$C_{zboost} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{zboost} \cdot R_{zboost}} \quad (3.15)$$

$$C_{pboost} = \frac{C_z}{2 \cdot \pi \cdot f_{p2boost} \cdot R_{zboost} \cdot C_{zboost} - 1} \quad (3.16)$$

A função de transferência do compensador é dada pela equação 3.17:

$$G_{cboost}(s) = \frac{R_{zboost}}{R_{iboost}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{zboost} \cdot C_{zboost}}}{s \cdot (R_{zboost} \cdot C_{zboost} \cdot s + \frac{C_{pboost}}{C_{zboost}} + 1)} \quad (3.17)$$

A figura 3.7 é mostra o diagrama de *Bode* da função de transferência do compensador.

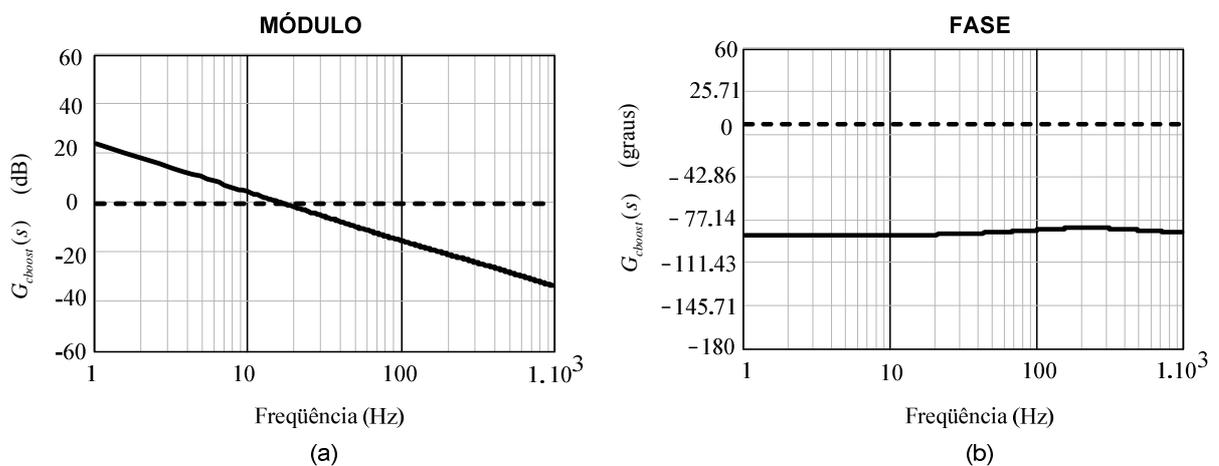


Figura 3.7 Diagrama de Bode da função de transferência do compensador. (a) Ganho, (b) Fase.

A função de transferência de laço aberto incorporando o compensador é definida como:

$$FTLA_{boost}(s) = FTMA(s) \cdot G_{cboost}(s) \quad (3.18)$$

Finalmente, a figura 3.7 apresenta o diagrama de *Bode* da função de transferência de laço aberto da malha de tensão $FTLA_{boost}$.

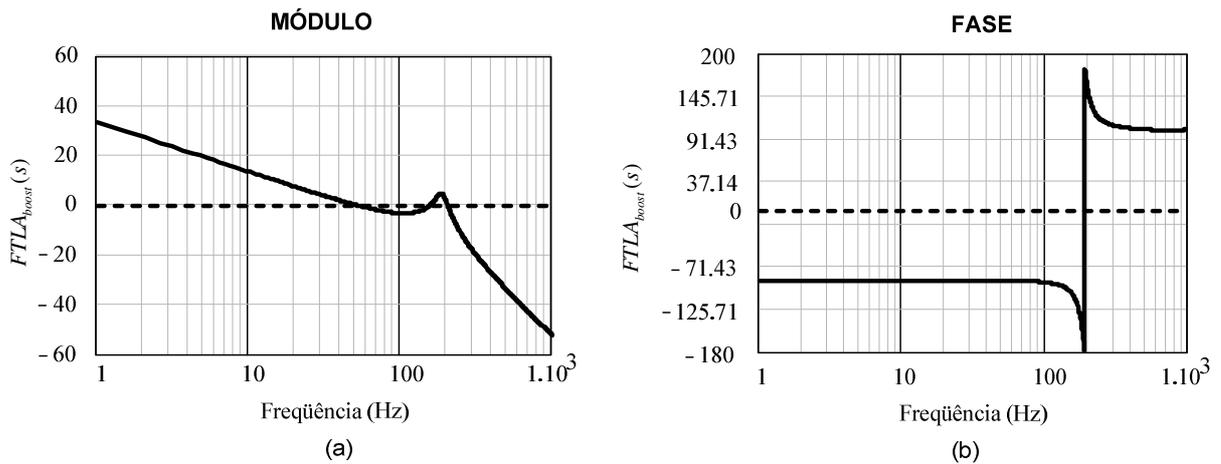


Figura 3.8 Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto $FTLA_{boost}(s)$. (a) Ganho, (b) Fase.

A margem de fase do sistema compensado tem seu valor calculado pela equação a seguir e o resultado da mesma foi igual a 90 graus.

$$MF = \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg[FTLA(2 \cdot \pi \cdot f_c)] \right| \quad (3.19)$$

3.3.2.2 Malha de Tensão do Modo *Buck*

A malha de tensão do modo *buck* segue a mesma seqüência de cálculo apresentada no sub-tópico anterior. Inicialmente será calculada a função de transferência da planta, mostrada em 3.20. Os termos apresentados nas equações 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 e 3.6 serão redefinidos para a planta do conversor *buck*, segundo as equações abaixo.

$$G_p(s) = k_d \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + \frac{s}{\omega_o \cdot Q} + 1} \quad (3.20)$$

$$k_d = V_{in_buck} \quad (3.21)$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_{Cse} \cdot C_F} \quad (3.22)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{B1} \cdot C_F}} \cdot \sqrt{\frac{R_{bat}}{R_{bat} + R_{Cse}}} \quad (3.23)$$

$$Q = \frac{\omega_o \cdot L_{B1}}{R_{Cse} + \frac{L_{B1}}{C_F \cdot (R_o + R_{Cse})}} \quad (3.24)$$

A função de transferência de malha aberta é calculada segundo a expressão 3.7. O cálculo do efeito de amostragem, $H_e(s)$, é o mesmo utilizado em 3.8. O diagrama de *Bode* da função de transferência da planta do conversor operando em modo *buck* é mostrada na figura 3.9.

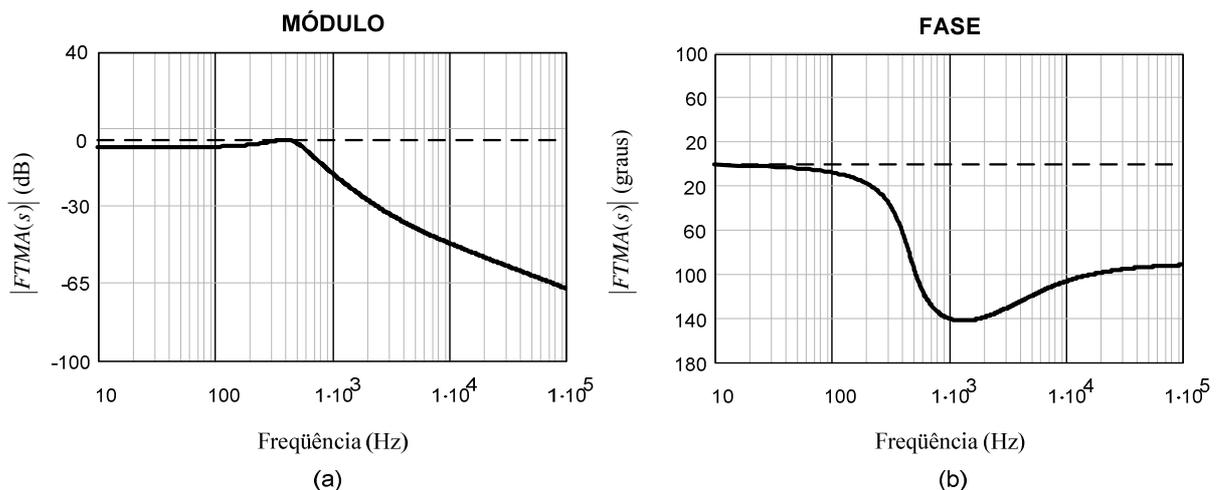


Figura 3.9 Diagrama de Bode da função de transferência $FTMA(s)$ para o modo *buck*. (a) Ganho, (b) Fase.

O compensador utilizado será o mesmo do sub-tópico anterior, ou seja, o PI com filtro. O zero e os pólos serão alocados seguindo os mesmos critérios explicados anteriormente, co-

mostrado nas equações 3.11, 3.12 e 3.13. As equações que definem os parâmetros do compensador são apresentadas a seguir.

$$R_{zbuck} = K \cdot R_{ibuck} \quad (3.25)$$

$$C_{zbuck} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{zbuck} \cdot R_{zbuck}} \quad (3.26)$$

$$C_{pbuck} = \frac{C_z}{2 \cdot \pi \cdot f_{p2buck} \cdot R_{zbuck} \cdot C_{zbuck} - 1} \quad (3.27)$$

A função de transferência do compensador é dada pela equação 3.28:

$$G_{cbuck}(s) = \frac{R_{zbuck}}{R_{ibuck}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_{zbuck} \cdot C_{zbuck}}}{s \cdot (R_{zbuck} \cdot C_{zbuck} \cdot s + \frac{C_{pbuck}}{C_{zbuck}} + 1)} \quad (3.28)$$

O diagrama de *Bode* da função de transferência do compensador pode ser analisado através da figura 3.10.

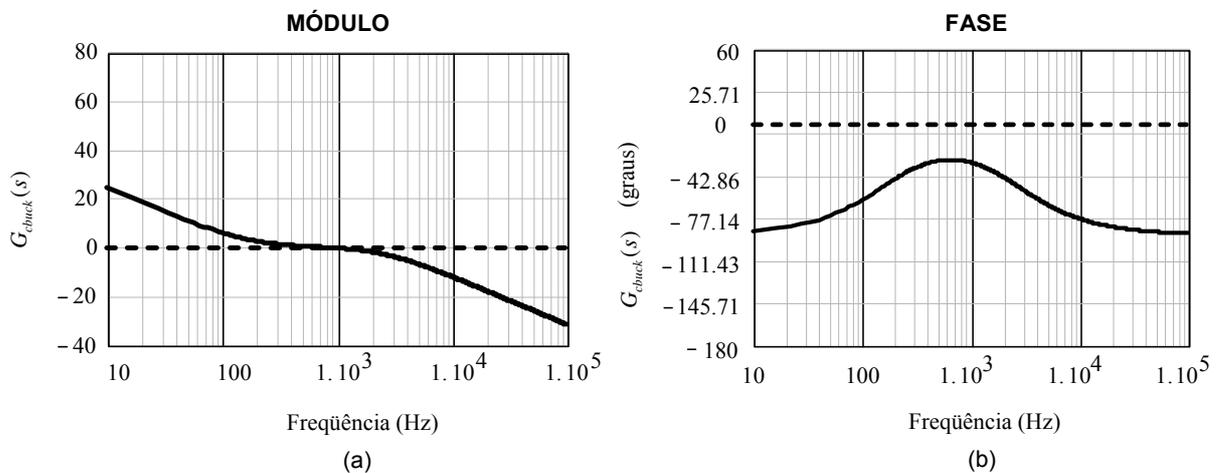


Figura 3.10 Diagrama de Bode da função de transferência do compensador. (a) Ganho, (b) Fase.

A função de transferência de laço aberto incorporando o compensador é definida como:

$$FTLA_{buck}(s) = FTMA(s) \cdot G_{cbuck}(s) \quad (3.29)$$

Por fim, a figura 3.11 apresenta o diagrama de *Bode* da função de transferência de laço aberto da malha de tensão $FTLA_{buck}$.

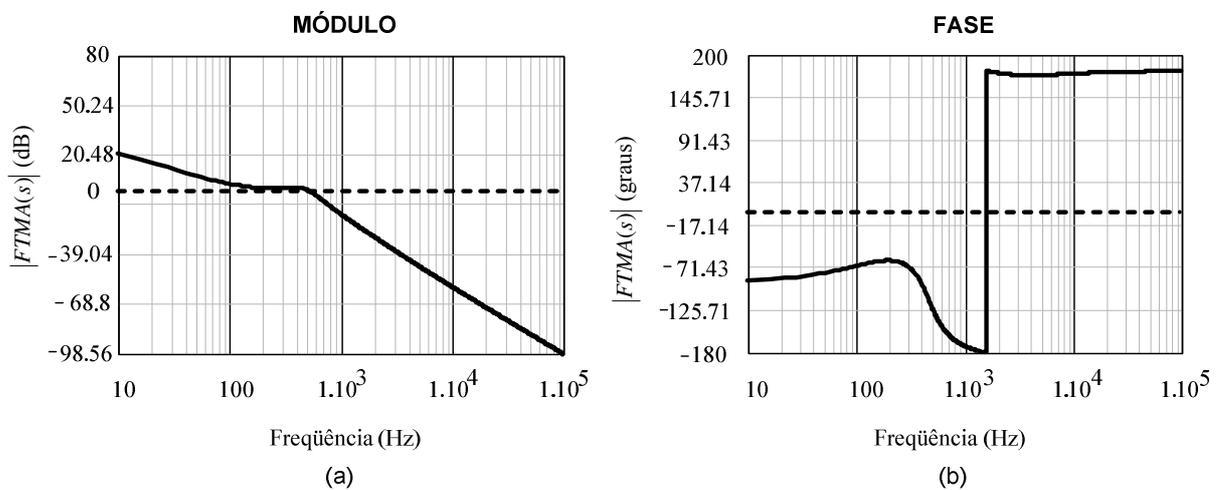


Figura 3.11 Diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto $FTLA_{buck}(s)$. (a) Ganho, (b) Fase.

A margem de fase do sistema compensado teve seu valor calculado segundo a equação apresentada em 3.19. O valor obtido pela mesma foi de 57.2 graus para o modo *buck*.

3.3.3 Discretização do Sistema Compensado

Agora que o sistema compensado está parametrizado, faz-se necessário discretizar a função de transferência do compensador a fim de implementar o controle digital do sistema. Dessa forma, as equações 3.17 e 3.28 serão reescritas em sua forma discreta, como apresentado nas relações 3.30 e 3.31. Para obtê-las, utilizou-se o *software MATLAB*, e o método de discretização adotado foi o de Tustin com um tempo de amostragem de $100\mu\text{s}$.

$$G_{cboost_discretizado} = \frac{128.9 \cdot z^2 + 14.77 \cdot z - 114.2}{z^2 - 0.226 \cdot z - 0.774} \quad (3.30)$$

$$G_{cbuck_discretizado} = \frac{92.55 \cdot z^2 + 23.55 \cdot z - 69}{z^2 - 0.226 \cdot z - 0.774} \quad (3.31)$$

Transformando as funções de transferência das equações acima na forma de equações de estado, obtêm-se as equações 3.32 e 3.33, as quais exprimem o valor do *PWM* atual em função dos valores anteriores de *PWM*, bem como dos erros anteriores.

$$U_{boost}(k) = 0.226 \cdot U_{boost}(k-1) + 0.774 \cdot U_{boost}(k-2) + 128.9 \cdot e(k) + 14.77 \cdot e(k-1) - 114.2 \cdot e(k-2) \quad (3.32)$$

$$U_{buck}(k) = 0.226 \cdot U_{buck}(k-1) + 0.774 \cdot U_{buck}(k-2) + 92.55 \cdot e(k) + 23.55 \cdot e(k-1) - 69 \cdot e(k-2) \quad (3.33)$$

Como a carga utilizada é linear, um aumento da tensão de saída infere no fato de que há mais energia sendo enviada para a carga do que a demandada pela mesma, e vice-versa.

Dessa forma, o algoritmo para tomada de decisões do microcontrolador é bastante simples: inicialmente, o controlador configura o conversor para que o mesmo opere em modo *boost* com uma determinada razão cíclica inicial e, em seguida, é feita a leitura da tensão de saída. Quando o sinal de erro lido for menor que zero, o que significa que a tensão de saída capturada foi maior que a tensão de referência, o controlador optará por reduzir a razão cíclica do sinal PWM enviado aos semicondutores. Este processo segue até chegar a uma razão cíclica mínima, 50%, quando o controlador optará por operar em modo *buck*.

Já quando o conversor estiver operando em modo *buck* e o sinal de erro for maior que zero, ou seja, a tensão de saída lida foi menor que a tensão de referência adotada, o PIC tomará a decisão de diminuir a razão cíclica a fim de manter o barramento de saída constante. Ao chegar a uma razão cíclica mínima, o controle passará a compensar o sistema pela equação do modo *boost*.

3.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi analisado o projeto do controle para o conversor ligado aos painéis fotovoltaicos, bem como para o conversor bidirecional, conectado às baterias. Ambos os controles são totalmente digitais, implementados em um microcontrolador PIC 16F877.

Foi detalhado o circuito de comando dos conversores, de onde se pode perceber que o circuito de acionamento das chaves é bastante simples e não apresenta dificuldades de projeto.

Os painéis fotovoltaicos têm sua máxima potência extraída durante todo o tempo de operação do conversor, através da implementação de um controle do tipo MPPT, o qual teve seu algoritmo de funcionamento detalhado.

A malha de tensão do conversor bidirecional também foi analisada, onde foram estudados o diagrama de blocos, o algoritmo de funcionamento e o projeto do controlador, de onde se pode analisar que as frequências de cruzamento e as margens de fase obtidas para os controladores PI com filtro dos modos *boost* e *buck* foram satisfatórias. Foi ainda apresentada a discretização das equações dos controladores para implementação digital no PIC 16F877.

Dessa forma, a partir do projeto desses dois controles, pode-se concluir que:

- Os painéis sempre proverão máxima potência para o sistema.
- A bateria ora produzirá energia para a carga, ora será recarregada pelo excesso de energia enviada pelos painéis.
- A carga estará sempre alimentada com um barramento constante de 180 Vdc.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

4.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação e experimental referentes aos conversores apresentados nos capítulos 1 e 2, separadamente, bem como do sistema completo, englobando o comportamento dinâmico do sistema.

Os resultados de simulação dos dois conversores foram obtidos através da utilização do *software OrCADTM*, versão 10.3. Os parâmetros utilizados na simulação são os mesmos do sistema real, sendo estes calculados segundo as equações apresentadas no decorrer dos capítulos 1 e 2, como apresentado no apêndice A.

Os resultados de simulação e experimentais coletados procuram mostrar as principais formas de onda dos conversores a fim de compará-los com a abordagem teórica apresentada nos capítulos anteriores e, assim, comprovar a efetividade do sistema.

Por fim, será realizado o levantamento da curva de rendimento dos conversores, concluindo, dessa forma, os resultados experimentais do sistema.

4.2 Configuração do Sistema

A figura 4.1 mostra a topologia do sistema completo com os dois conversores, apresentados nos capítulos 1 e 2, ligados à carga. Os painéis fotovoltaicos atuam como fonte principal, enquanto o banco de baterias garante o armazenamento da energia excedente produzida pelos painéis além de fornecer confiabilidade à carga.

A tabela abaixo lista os principais parâmetros do sistema. Esses mesmos parâmetros foram utilizados nas simulações. O cálculo dos componentes dos conversores utilizando tais valores encontra-se no apêndice A.

Tabela 4.1 – Principais parâmetros do sistema

Máxima Tensão dos Painéis	34.8 V
Máxima Potência dos Painéis	550 W
Tensão do Banco de Baterias	24 V
Tensão na Carga	180 V
Potência da Carga	500 W

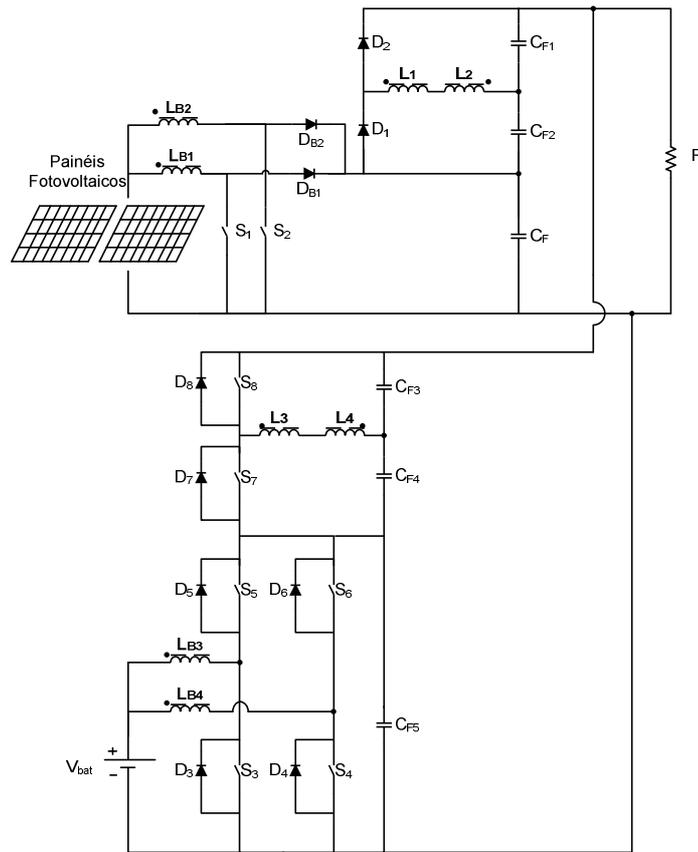


Fig. 4.1 Topologia do sistema.

4.3 Resultados de Simulação

Visto que o conversor bidirecional operando em modo *boost* possui comportamento similar ao apresentado no capítulo 1, este não terá seus resultados de simulação apresentados.

Assim, para a simulação, as formas de onda apresentadas foram adquiridas para o conversor bidirecional proposto operando com tensão de entrada nominal, à plena carga e em regime permanente. Além disso, os componentes utilizados na simulação são todos ideais e o efeito da dispersão dos transformadores é desprezado, a fim de facilitar a compreensão do funcionamento do circuito.

4.3.1 Operação em Modo Boost

Neste sub-tópico serão apresentados os resultados de simulação do conversor operando em modo *boost*.

A figura 4.2 apresenta as formas de onda da tensão e corrente da bateria durante alguns ciclos de chaveamento. A partir dessa figura, pode-se concluir que a potência média de entrada gira em torno de 516 W.

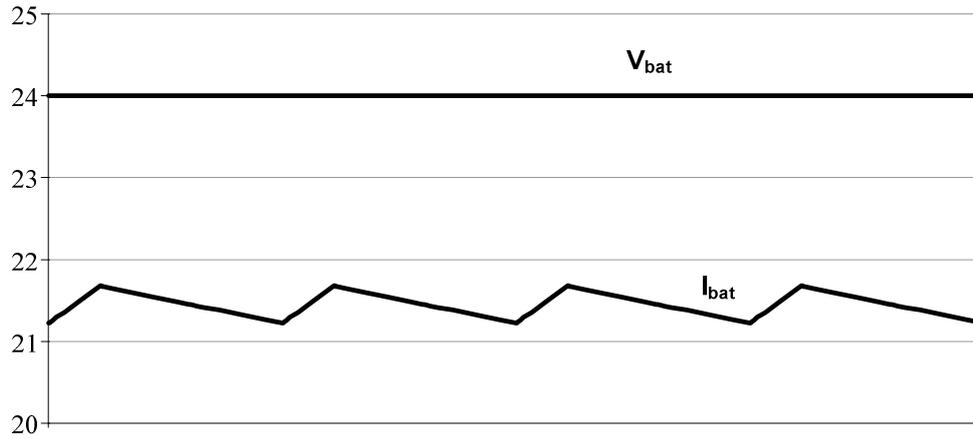


Fig. 4.2 Tensão e corrente na bateria.

A figura 4.3 mostra as formas de onda das correntes nos indutores L_{B1} e L_{B2} . Já a figura 4.4 apresenta o comportamento da corrente no secundário.

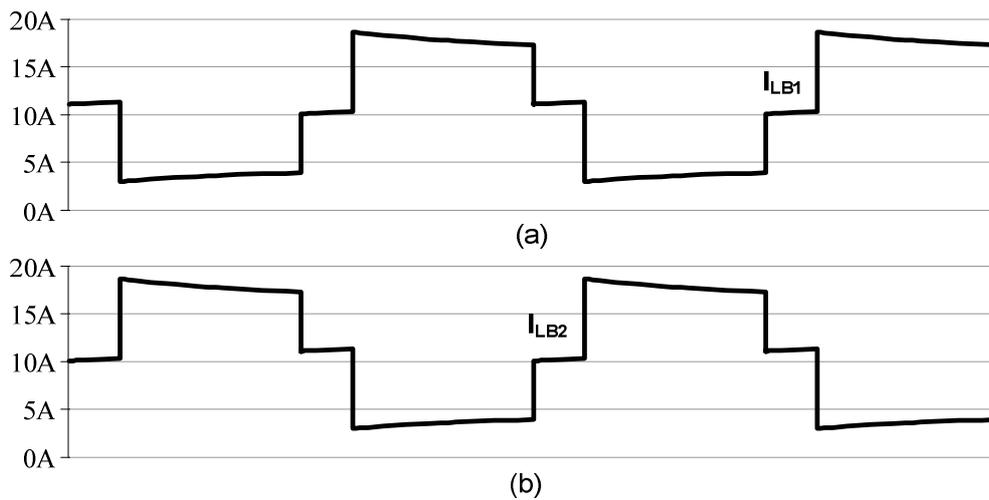


Fig. 4.3 Corrente nos indutores L_{B1} (a) e L_{B2} (b).

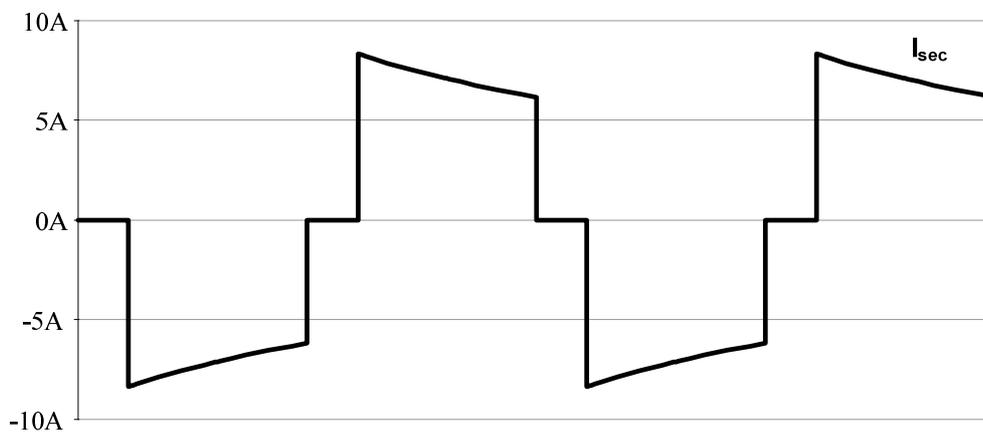


Fig. 4.4 Corrente no secundário.

A figura 4.5 mostra as formas de onda das tensões nos capacitores de saída, C_F , C_{F1} e C_{F2} . Deve-se fazer notar que, a partir dessa figura, pode-se concluir que as tensões nos capacitores são equilibradas, não apresentando grandes diferenças entre si. Já a figura 4.6 apresenta a tensão e a corrente nas chaves S_1 e S_2 .

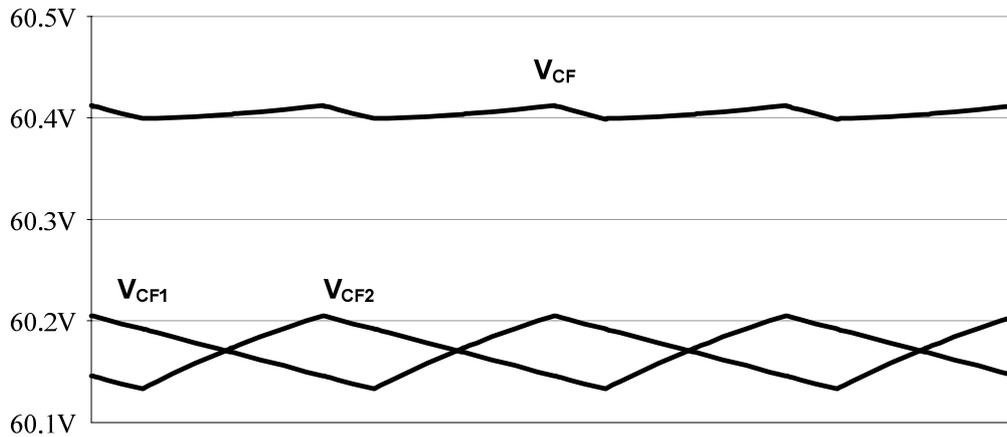


Fig. 4.5 Tensão nos capacitores de saída.

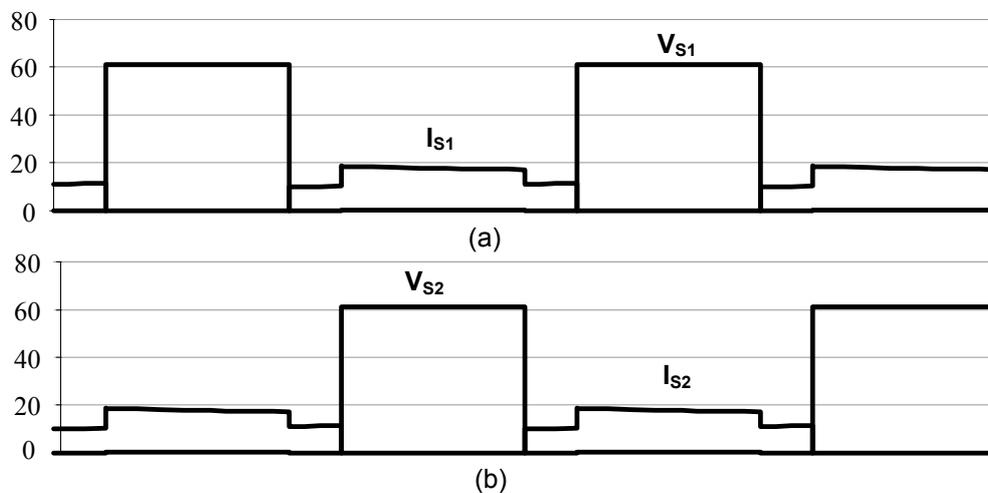


Fig. 4.6 Tensão e corrente nas chaves S_1 (a) e S_2 (b).

Por fim, a figura 4.7 apresenta as formas de onda que descrevem o comportamento da tensão e da corrente na carga. Vale ressaltar que, para melhor visualização da figura, a corrente de saída foi multiplicada por cinquenta.

A partir dessa figura, pode-se concluir que a potência da carga é de 500 W, como previsto no projeto, detalhado no apêndice A. Dessa forma, para o conversor operando em modo *boost*, a eficiência atinge o valor de 96,9%. No entanto, esse alto valor da eficiência do con-

versor é explicado pela idealização dos componentes na simulação, bem como pelo desprezo do efeito da dispersão dos transformadores.

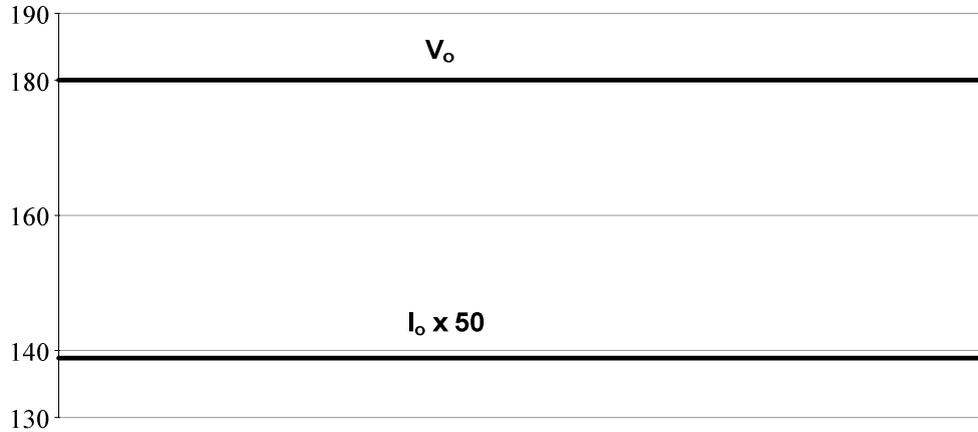


Fig. 4.7 Tensão e corrente de saída.

4.3.2 Operação em Modo Buck

Neste sub-tópico serão apresentados os resultados de simulação do conversor operando em modo *buck*.

A figura 4.8 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na bateria. Deve-se fazer notar que, para melhor apreciação da figura, a corrente que circula através da bateria teve seu sinal invertido, tomando-se como referência o sentido da corrente adotado na operação em modo *boost*. Da mesma forma, as correntes nos indutores L_{B1} e L_{B2} , bem como nas chaves S_3 , S_4 , S_5 e S_6 terão seus sentidos de correntes considerados invertidos em relação ao sub-tópico 4.2.1 para melhor visualização das figuras conseqüentes.

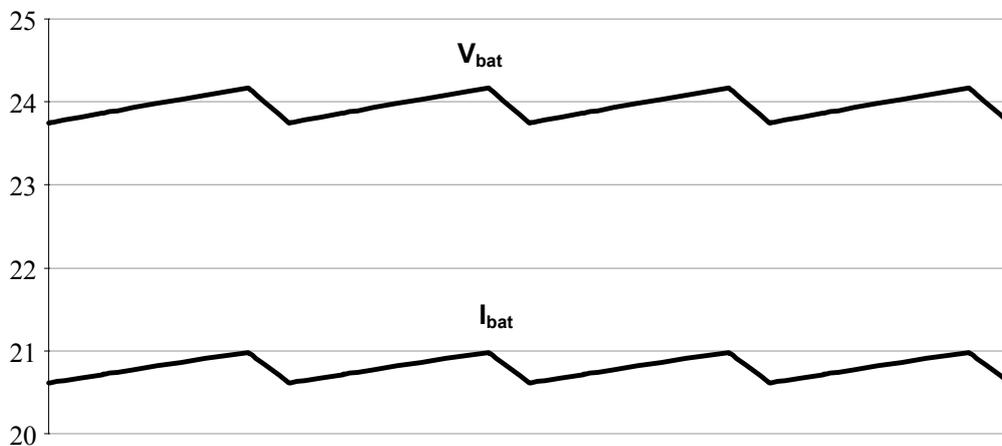


Fig. 4.8 Tensão e corrente na bateria.

A figura 4.9 apresenta o comportamento das correntes nos indutores L_{B1} e L_{B2} , enquanto a figura 4.10 mostra a forma de onda da corrente no secundário.

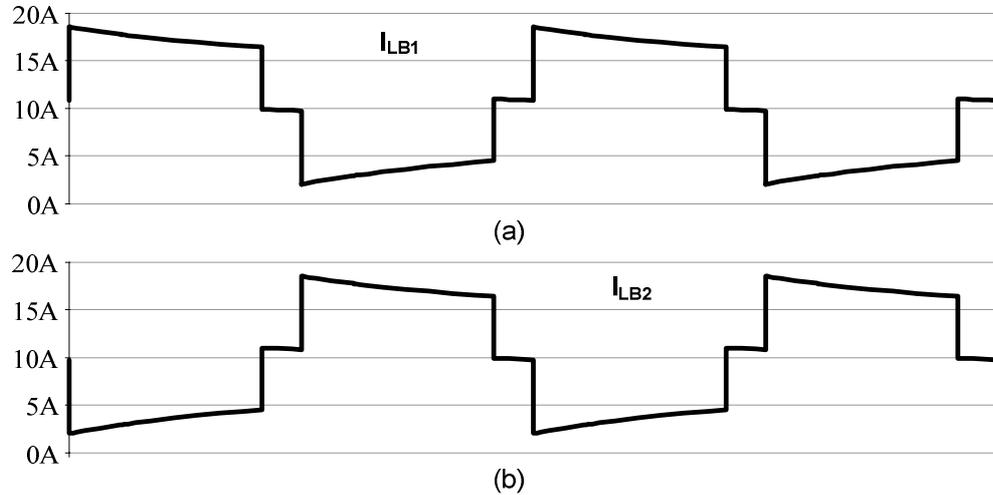


Fig. 4.9 Corrente nos indutores L_{B1} (a) e L_{B2} (b).

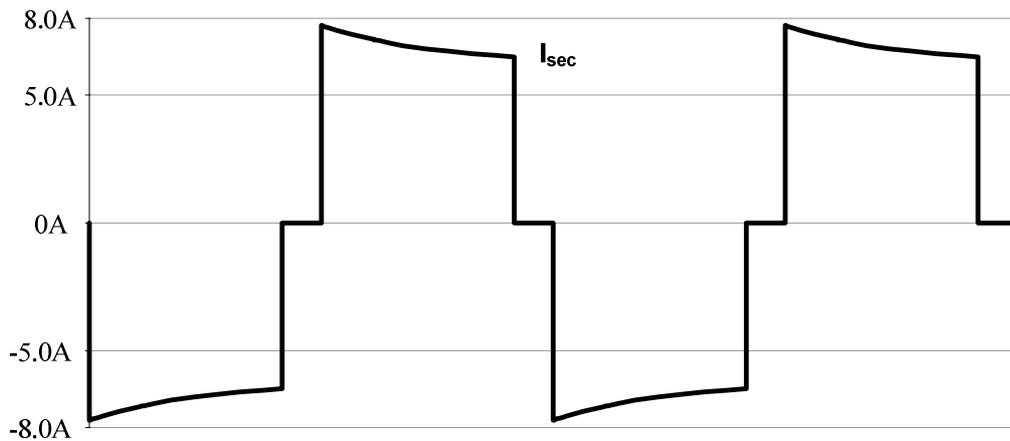


Fig. 4.10 Corrente no secundário.

A figura 4.11 mostra as formas de onda das tensões nos capacitores de saída, C_F , C_{F1} e C_{F2} . Deve-se fazer notar que, assim como no modo *boost*, as tensões nesses capacitores continuam equilibradas, não apresentando grandes diferenças entre si. Já a figura 4.12 apresenta a tensão e a corrente nas chaves S_3 e S_4 , enquanto a figura 4.13 mostra a tensão e a corrente nas chaves S_5 e S_6 . Nas figuras 4.12 e 4.13, as correntes estão multiplicadas por 5, para melhor visualização das mesmas.

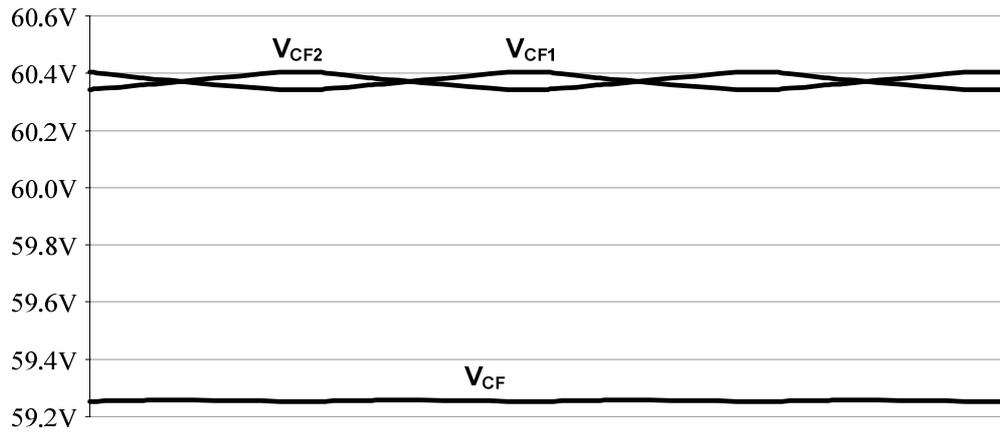


Fig. 4.11 Tensão nos capacitores de saída.

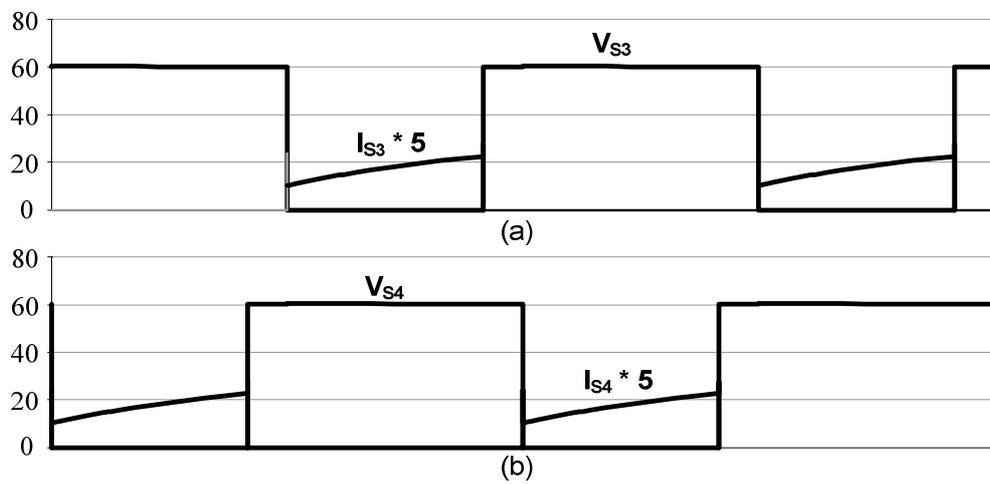


Fig. 4.12 Tensão e corrente nas chaves S_3 (a) e S_4 (b).

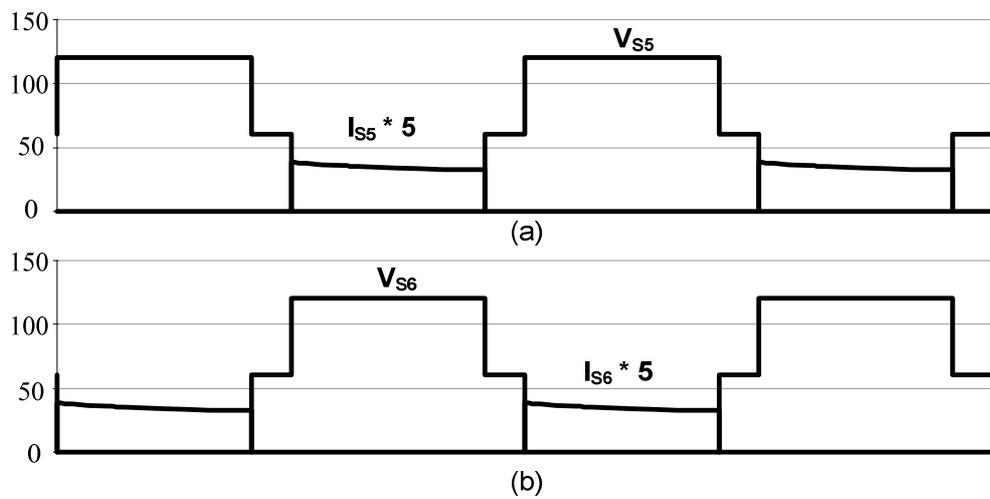


Fig. 4.13 Tensão e corrente nas chaves S_5 (a) e S_6 (b).

Por fim, a figura 4.14 apresenta a forma de onda da tensão e corrente de entrada do modo *buck*, V_{in_buck} e I_{in_buck} . A corrente está multiplicada por cinquenta, para melhor visualização da mesma.

A partir dessa figura pode-se perceber que a potência de entrada é cerca de 517 W. Dessa forma, o rendimento do conversor funcionando em modo *buck* é 96,7%. Esse alto valor obtido do rendimento deve-se ao fato da idealização dos componentes utilizados na simulação e do desprezo do efeito da dispersão dos transformadores.

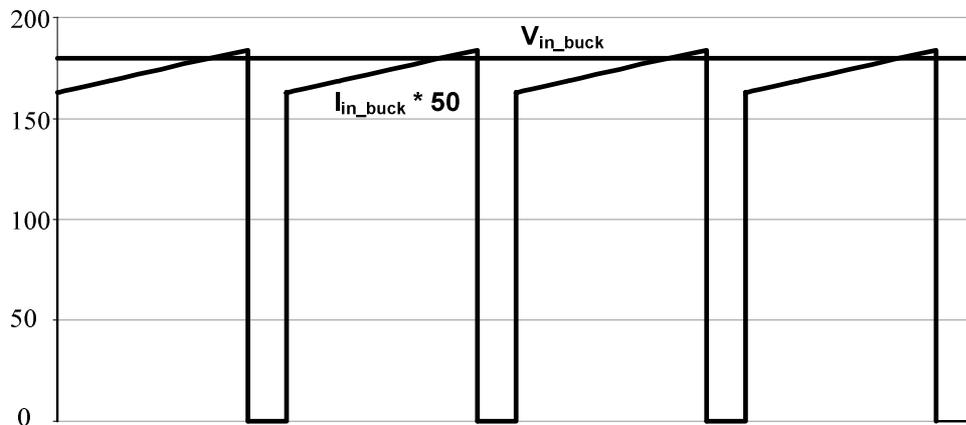


Fig. 4.14 Tensão e corrente de entrada.

4.4 Resultados Experimentais

Neste tópico serão apresentados os resultados experimentais do sistema, por onde poderão ser comprovadas suas características e seu funcionamento. As formas de onda relativas ao conversor de alto ganho ligado aos painéis fotovoltaicos são similares às do conversor bidirecional operando em modo *boost*, portanto serão suprimidas.

Inicialmente, serão apresentados os resultados relativos ao conversor bidirecional operando em modo *boost*. No sub-tópico seguinte serão apresentados os resultados do mesmo conversor, mas dessa vez funcionando em modo *buck*.

4.4.1 Operação em Modo Boost

A figura 4.15 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente na fonte. Já em 4.16 são apresentadas as formas de onda da corrente no indutor L_{B1} e a tensão na chave S_1 . Claramente pode-se perceber que, quando a chave está acionada, a corrente no indutor equivale à corrente através de S_1 , enquanto que, quando a mesma está desligada, a corrente em L_{B1} passa através de D_{B1} .

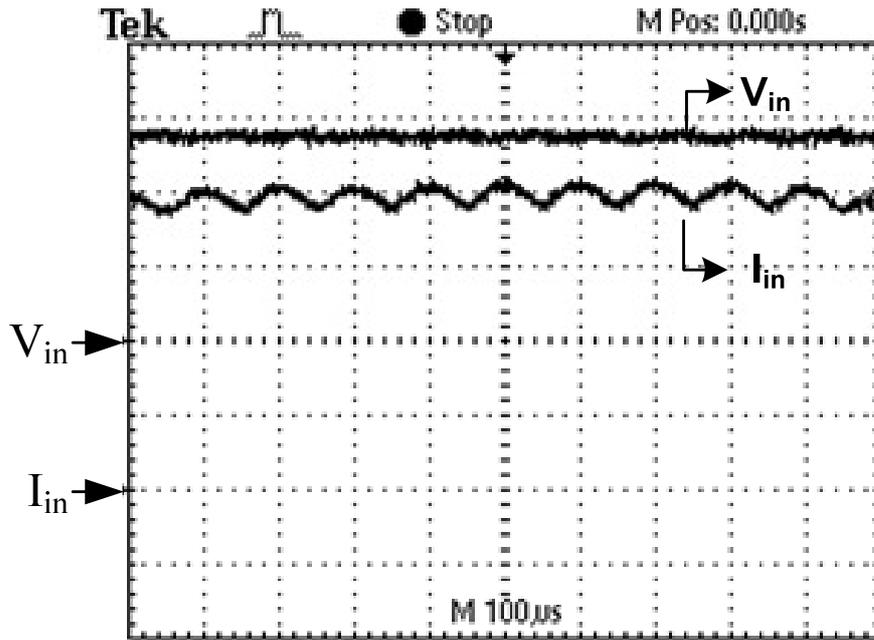


Fig. 4.15 Tensão (10 V/div) e corrente (5 A/div) de entrada.

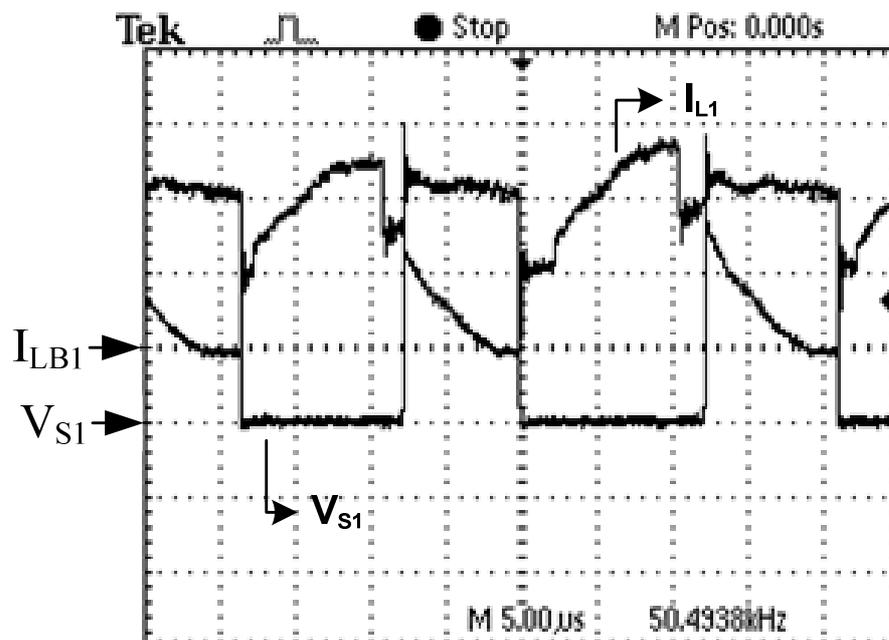


Fig. 4.16 Tensão (20 V/div) na chave S_1 e corrente (5 A/div) no indutor L_{B1} .

Na figura 4.17 está representada a forma de onda da corrente no secundário, ou seja, relativa aos indutores acoplados a L_{B1} e L_{B2} .

Pela forma de onda da corrente no indutor L_{B1} e no secundário, respectivamente apresentadas em 4.16 e 4.17, é possível perceber uma diferença se comparada aos resultados teóricos, visto que o crescimento e decrescimento da corrente não são lineares. Essa diferença deve-se ao efeito de dispersão dos transformadores, que foi desconsiderado na análise teórica.

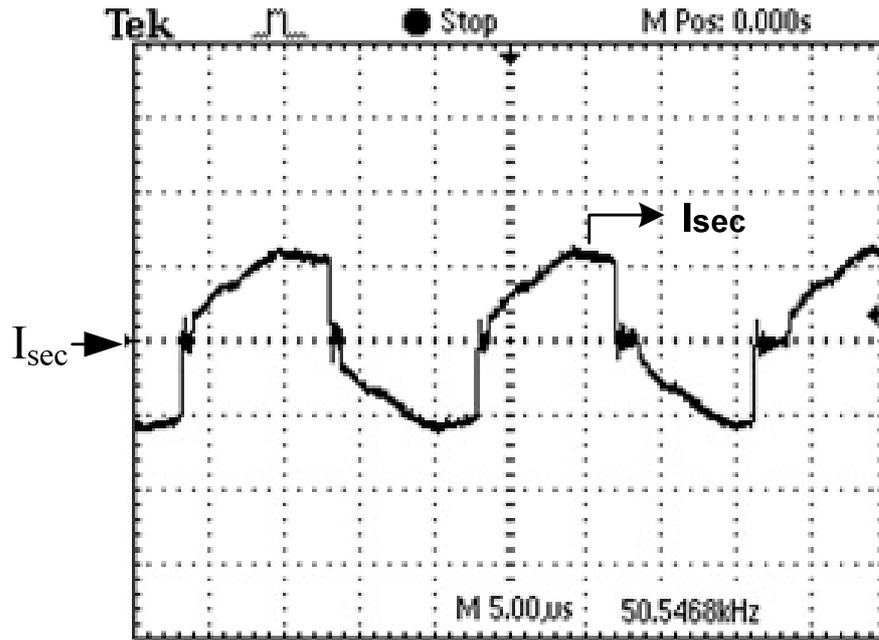


Fig. 4.17 Corrente (5 A/div) no secundário.

As figuras 4.18 e 4.19 referem-se ao comportamento da tensão no *link* de alta frequência, ou seja, à forma de onda da tensão no secundário em conjunto com os acionamentos das chaves S_1 e S_2 . Deve-se fazer notar que a figura 4.19 é apenas um detalhamento de 4.18.

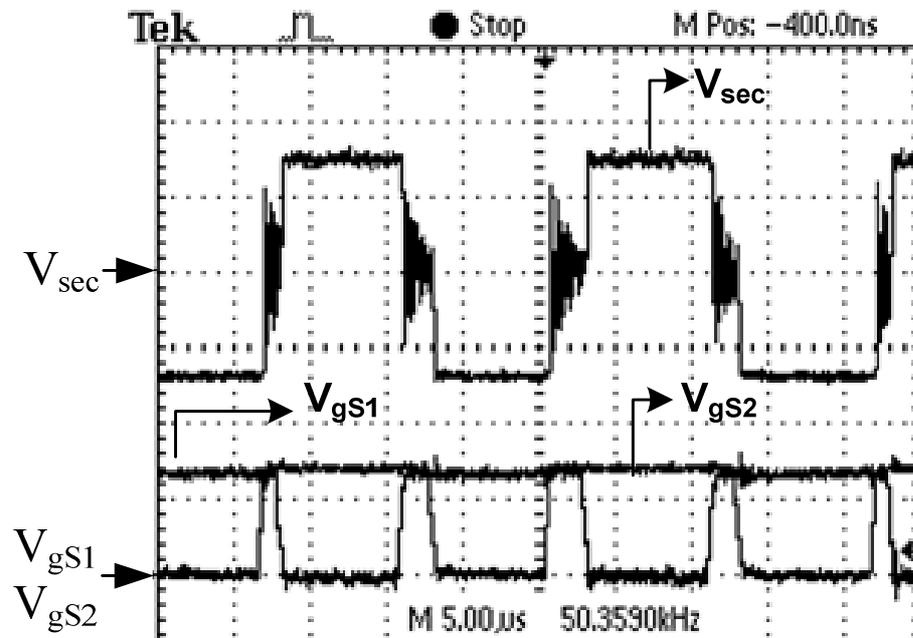


Fig. 4.18 Tensão no secundário (40 V/div) e de acionamento das chaves S_1 e S_2 (10 V/div).

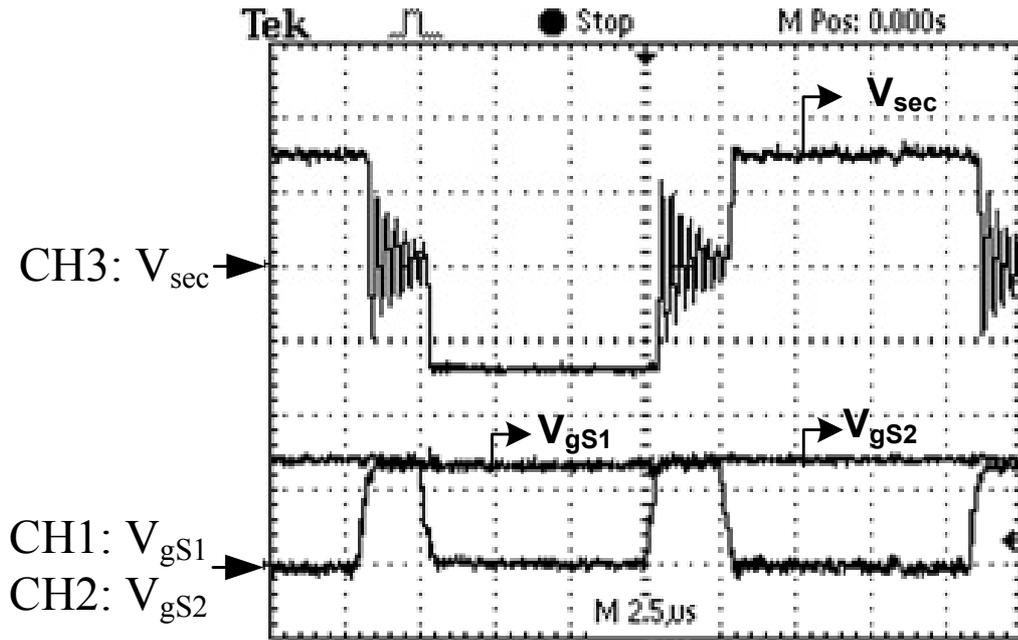


Fig. 4.19 Tensão no secundário (40 V/div) e de acionamento das chaves S_1 e S_2 (10 V/div) em detalhes.

A figura 4.20 apresenta a tensão nos capacitores de saída. Como esperado através da análise teórica, as tensões são bem equilibradas entre si. Na figura 4.21 é possível observar a tensão e a corrente na carga com o conversor operando em modo *boost*. A partir dessa figura, pode-se observar que a tensão está em cerca de 180 Vdc, o que comprova a eficácia do conversor em operar com altos ganhos de tensão.

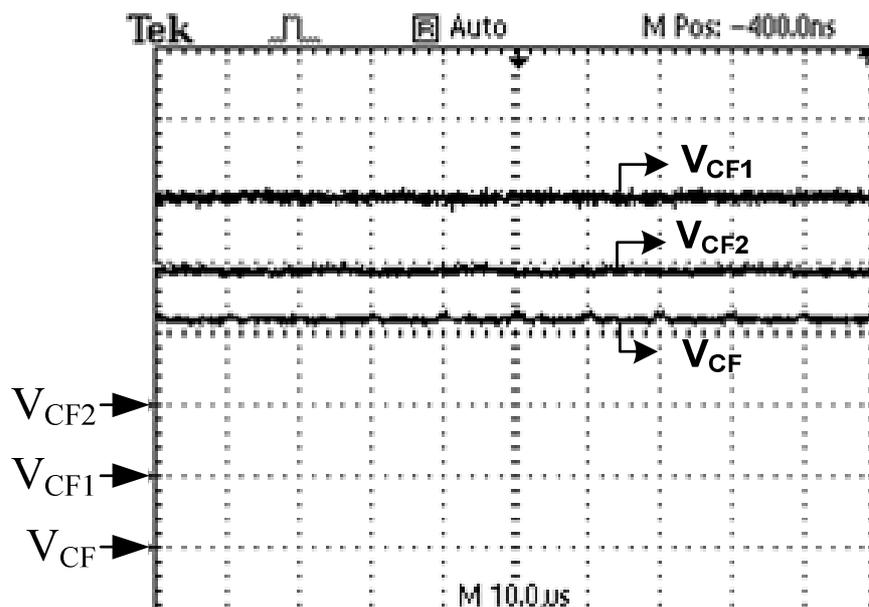


Fig. 4.20 Tensão nos capacitores de saída (20 V/div).

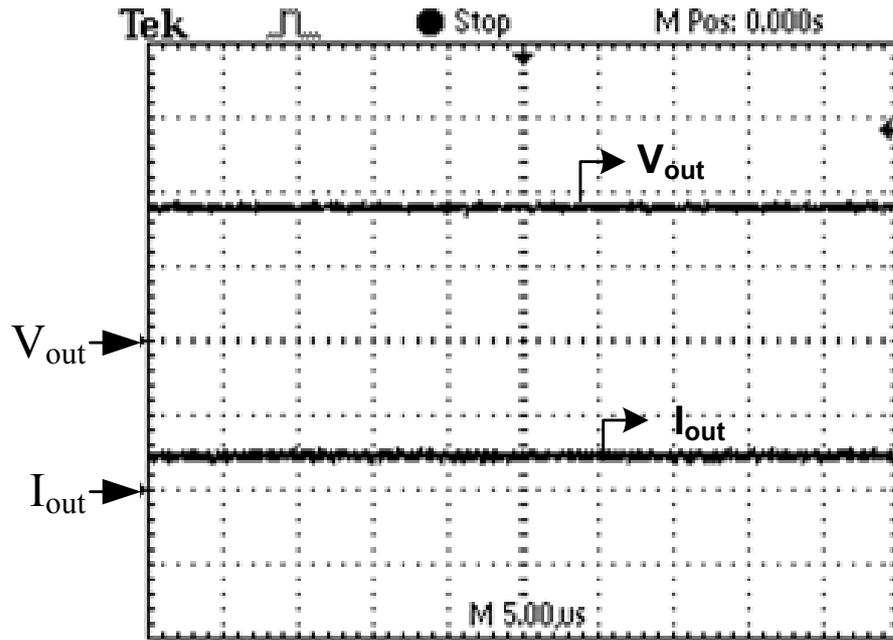


Fig. 4.21 Tensão ($100 V/div$) e corrente ($2 A/div$) na carga.

4.4.2 Operação em Modo Buck

Neste sub-item serão apresentados os resultados experimentais do conversor operando em modo *buck*. As formas de onda das tensões nos capacitores C_F , C_{F1} e C_{F2} serão suprimidas, já que são idênticas às apresentadas na figura 4.20.

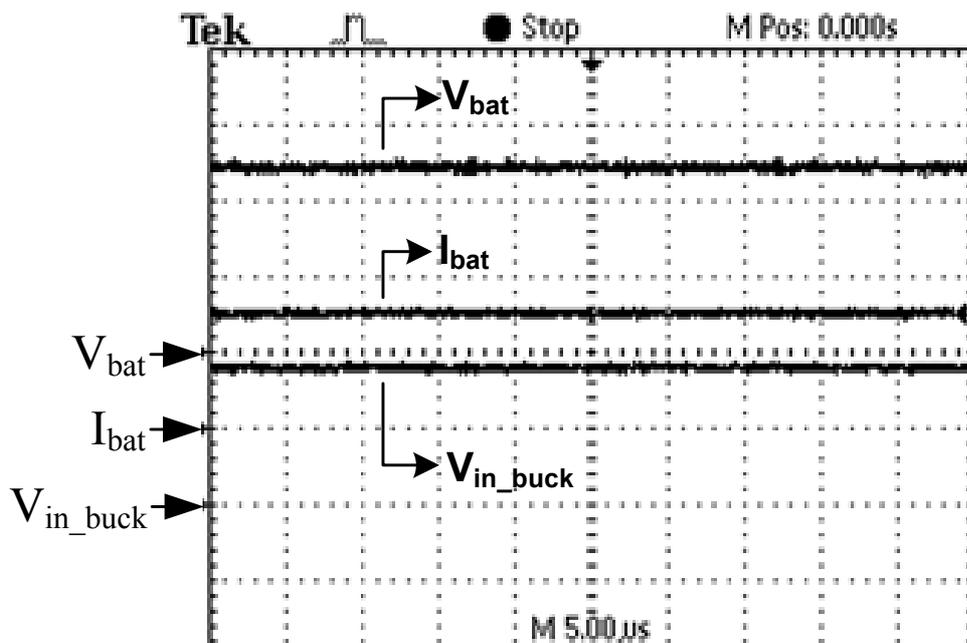


Fig. 4.22 Tensão ($10 V/div$) e corrente ($5 A/div$) na bateria, e tensão ($100 V/div$) na carga.

A figura 4.22 mostra a tensão de entrada V_{in_buck} , a tensão de saída, V_{bat} , e a corrente de saída, I_{bat} . Através dessa figura é possível comprovar a eficácia do funcionamento do conversor em modo *buck*, já que transforma a tensão de 180 Vdc em uma tensão adequada para o carregamento das baterias.

A figura 4.23 apresenta a tensão na chave S_3 e a corrente no indutor L_{B1} . Na figura 4.24 pode-se observar o comportamento da corrente no secundário, cujo valor médio é nulo.

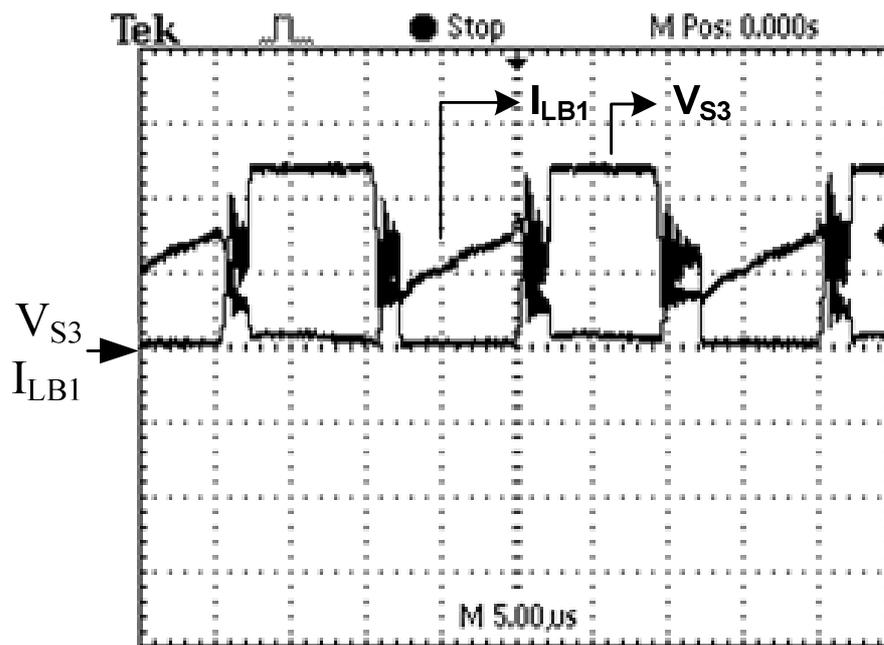


Fig. 4.23 Tensão em S_3 (50 V/div) e corrente em L_{B1} (5 A/div).

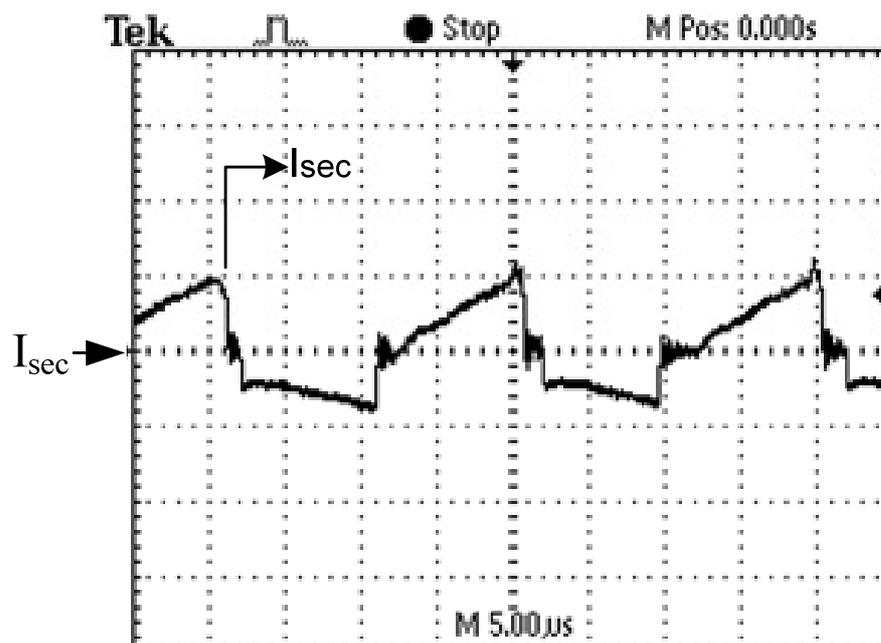


Fig. 4.24 Corrente no secundário (5 A/div).

4.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação e experimentais dos conversores apresentados neste trabalho, a fim de comprovar seu funcionamento.

Os resultados de simulação, obtidos através do *software OrCADTM*, versão 10.3, comprovam a análise teórica desenvolvida nos capítulos 1 e 2. Através deles, pode-se observar com bastante clareza o funcionamento ideal do conversor, já que os componentes utilizados na simulação são ideais, e o efeito de dispersão dos transformadores é ignorado.

Já os resultados experimentais apresentados comprovam o funcionamento dos conversores na prática, de onde pode ser verificada a eficácia dos mesmos, comprovando as análises teóricas desenvolvidas nos capítulos anteriores. Deve-se fazer notar ainda que as considerações feitas, como o desprezo das indutâncias de dispersão, não prejudicaram a análise teórica, visto que as formas de onda teóricas e simuladas apresentaram boa aproximação em relação às experimentais.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO GERAL

Em um mundo cada vez mais degradado pela ação invasiva do homem, a constante busca pela produção de energia não-poluente tem gerado grandes progressos no que diz respeito à integração de fontes alternativas de energia a sistemas elétricos convencionais. O principal reflexo desse desenvolvimento é a melhoria da qualidade de vida populacional, já que a mesma é caracterizada, entre outros motivos, por um meio-ambiente ecologicamente sustentável.

Com esta motivação, foi proposta uma nova topologia de um conversor *boost* de alto ganho, passível de ser utilizado para integrar sistemas fotovoltaicos à rede elétrica convencional de baixa tensão. Foi ainda desenvolvido um conversor *boost* bidirecional de alto ganho, com objetivo de ser conectado ao banco de baterias, fundamental para um funcionamento completo de um sistema fotovoltaico. O princípio de funcionamento, equações, formas de onda teóricas, estratégia de controle e projeto dos controladores dos dois conversores foram amplamente investigados e detalhados. Apresentaram-se ainda as formas de onda simuladas, bem como as experimentais, que validam a análise teórica exposta no decorrer dos capítulos desta dissertação.

A partir dos estudos desenvolvidos, é possível verificar um reduzido *stress* de tensão nos semicondutores, visto que os mesmos estão submetidos à tensão de apenas um dos capacitores de saída. Vale lembrar que o barramento de tensão está dividido em três capacitores, ou seja, a tensão aplicada em cada semicondutor é apenas um terço da tensão de saída.

Deve-se ainda fazer notar que os elementos magnéticos operam com o dobro da frequência de chaveamento e que, devido à presença da célula de acoplamento magnético, o ganho de tensão do conversor pode ser ainda maior do que o obtido.

Para o controle do conversor bidirecional, o compensador foi implementado digitalmente, tornando a estratégia de controle bastante simples e reduzindo o número de componentes utilizados, assim como o controle MPPT para o conversor de alto ganho ligado aos módulos fotovoltaicos, sendo ambos implementados no microcontrolador PIC 16F877.

Por fim, verificou-se que o rendimento obtido pelos conversores, que gira em torno de 90% à carga nominal, é bastante razoável, visto que não há presença de células de comutação suave para reduzir as perdas por comutação.

Assim, as vantagens inerentes aos conversores desenvolvidos somadas ao uso de painéis fotovoltaicos para produzir energia elétrica não-poluente e renovável, justifica, em termos e-

conomicamente viáveis de sustentabilidade ambiental e preservação do meio-ambiente, a utilização comercial dos conversores desenvolvidos neste trabalho.

Portanto, a partir da análise experimental apresentada no capítulo 4, pode-se aferir que a os conversores propostos são propícios à aplicação desejada, tornando possível uma futura integração de painéis fotovoltaicos a sistemas elétricos convencionais de baixa tensão.

Pode-se sugerir como trabalho futuro o desenvolvimento de uma célula auxiliar de comutação suave a fim de reduzir as perdas de comutação dos semicondutores, elevando, assim, a eficiência dos conversores.

Outra grande contribuição seria no aspecto de desenvolver estudos mais aprofundados sobre o comportamento dinâmico da malha de tensão do conversor bidirecional.

Por fim, sugere-se o desenvolvimento de um inversor para ser conectado ao barramento de saída dos conversores conectados aos módulos fotovoltaicos e ao banco de baterias, de forma a integrar o sistema fotovoltaico à rede elétrica convencional.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] IPCC – Intergovernmental Panel on Climate Change. Disponível em <<http://www.ipcc.ch>>. Acesso em 23 de Novembro de 2007.
- [2] Middlebrook, R.D., *Transformerless DC-To-DC Converters with Large Conversion Ratios*, US Patent 4,654,769.
- [3] Wolfs, P.J., *A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, pp. 139-144, 1993.
- [4] Zhao, Q., Tao, F., Hu, Y., Lee, F.C., *DC/DC Converters Using Magnetic Switches*. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2001, Vol.2, pp. 946-952, 2001.
- [5] Zhao, Q., Lee, F.C., *High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp. 65-73, 2003.
- [6] Jang, Y., Jovanovic, M.M., *A New Two-Inductor Boost Converter with Auxiliary Transformer*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 1, pp. 169-175, 2004.
- [7] Gules, R., Pfitscher, L.L., Franco, L.C., *An Interleaved Boost DC-DC Converter with Large Conversion Ratio*. IEEE International Symposium on Power Electronics, 2003, ISIE'03, Vol.1, pp. 411-416.
- [8] Tseng, K.C., Liang, T.J., *Novel high-efficiency step-up converter*. IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 151, No.2, 2004, pp. 182-190.
- [9] Wai, R.J., Duan, R.Y., *High-efficiency DC/DC converter with high voltage gain*. IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 152, No.4, 2005, pp. 793-802.
- [10] Baek, J.W., Ryoo, M.H., Kim, T.J., Yoo, D.W., Kim, J.S., *High Boost Converter Using Voltage Multiplier*. IEEE Industrial Electronics Conference, 2005, pp. 567-572.
- [11] Abutbul, O., Gherlitz, A., Berkovich, Y., Ioinovici, A., *Step-Up Switching-Mode Converter with High Voltage Gain Using a Switched-Capacitor Circuit*. IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 50, No.8, 2003, pp. 1098-1102.
- [12] Bascopé, G.V.T., Barbi, I., *Generation of a Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cells*. IEEE Power Electronic Specialists Conference, 2000, PESC'00, Vol.2, 2000, pp. 858-863.

- [13] Bascopé, G.V.T., Bascopé, R.P.T., Oliveira Jr, D.S., Vasconcelos, S.A., Antunes, S.L.M., Branco, S.G.C., *A High Step-UP Converter Based on Three-State Switching Cell*. International Symposium on Industrial Electronics, 2006, ISIE 2006, pp. 998-1003.
- [14] Oliveira Jr, D.S., Bascopé, R.P.T., Silva, C.E.A., *Proposal of a New High Step-Up Converter for UPS Applications*. International Symposium on Industrial Electronics, 2006, ISIE 2006.
- [15] Wang, K., Lin, C.Y., Zhu, L., Qu, D., Lee, F.C., Lai, J.S., *Bidirectional DC-to-DC Converters for Fuel Cell Systems*. Power Electronics Transitions, pp. 47-51, 1998.
- [16] Liu, D., Li, H., Marlino, L.D., *Design Of A 6kW Multiple-Input Bi-directional DC-DC Converter With Decoupled Current Sharing Control For Hybrid Energy Storage Elements*. Proc. IEEE APEC'07, 2007, pp. 509-513.
- [17] Duarte, J.L., Hendrix, M., Simões, M.G., *Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 480-487, 2007.
- [18] Lee, Y.S., Cheng, G.T., *Quasi-Resonant Zero-Current-Switching Bidirectional Converter for Battery Equalization Applications*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 5, pp. 1213-1224, 2006.
- [19] Lee, Y.S., Cheng, G.T., *Zero-Current-Switching Switched Capacitor Bidirectional DC-DC Converter*. IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 152, no. 6, pp. 1525-1530, 2005.
- [20] Sanchis-Kilders, E., Ferreres, A., Maset, E., Ejea, J., Esteve, V., Jordán, J., Garrigós, A., Calvente, J., *Soft Switching Bidirectional Converter for Battery Discharging-Charging*. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006.
- [21] Shiji, H., Harada, K., Ishihara, Y., Todaka, T., Alzamora, G., *A Zero-Voltage-Switching Bidirectional Converter for PV Systems*. IEICE/IEEE INTELEC'03, 2003.
- [22] Silva, E.A.S., Oliveira Jr, D.S., Oliveira, T.A.M, Tofoli, F.L., *A Novel Interleaved Boost Converter With High Voltage Gain For UPS Applications*. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP 2007, vol. Único, CD-ROM.
- [23] Datasheet *Solar Module SM55*. Disponível em <<http://www.siemenssolar.co.uk>>. Acesso em 23 de Novembro de 2007.
- [24] Schmid, J., Kininger, F., *Photovoltaic Systems Technology*. Disponível em <<http://www.uni-kassel.de/re>>. Acesso em 07 de Agosto de 2007.
- [25] Bascopé, R.P.T., *Conversores CC-CC-ZVS-PWM Duplo Forward com Acoplamento Magnético*. Universidade Federal de Santa Catarina – SC – Brasil, 2000.

- [26] Kuo, Y., Liang, T., Chen, J., *Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion System*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001.
- [27] Antunes, F.L.M., Chebab Neto, A.C., Cruz, C.M.T., Santos, J.L., *A Maximum Power Point Tracker For PV Systems Using A High Performance Boost Converter*. Solar Energy, Inglaterra, v. 80, n. 7, p. 772-778, 2006.
- [28] Souza, K.C.A., *Conversor CC-CA Monofásico para Interligar Painéis Fotovoltaicos ao Sistema Elétrico*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará, 2003.
- [29] Datasheet *PIC16F877*. Disponível em <[HTTP://www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com)>. Acesso em 23 de Novembro de 2007.
- [30] Datasheet *SD3525A*. Disponível em <[HTTP://www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com)>. Acesso em 23 de Novembro de 2007.
- [31] Mello, L.F.P., *Análise e Projeto de Fontes Chaveadas*. 1ª Ed. São Paulo: Érica, 1996.
- [32] Machado, I.R., Oliveira Jr, D.S., Barreto, L.H.S.C., Oliveira Filho, H.M., Souza, R.O., Reis, M.M., *Sistema Eólico de Pequeno Porte para Carregamento de Baterias*. Eletrônica de Potência (Florianópolis), 2007.

APÊNDICE A
(PLANILHA DE CÁLCULO DO *BOOST* DE ALTO GANHO)

1. Especificação dos painéis fotovoltaicos

Cada painel apresenta as características mostradas na tabela a seguir:

Tabela A1 – Características do painel SM55

Potência Máxima do Painel	55W
Corrente no Ponto de Máxima Potência	3.15A
Tensão no Ponto de Máxima Potência	17.4V
Corrente de Curto-Circuito	3.45A
Tensão de Circuito Aberto	21.7V

O arranjo de painéis mostrado no capítulo 1 possui as seguintes características:

Tabela A2 – Características do arranjo de painéis

Potência Máxima do Conjunto	550W
Corrente Máxima do Conjunto	15.75A
Tensão Máxima do Conjunto	34.8V

2. Características de projeto

Tabela A3 – Características do sistema

Tensão na Carga	180V
Potência da Carga	500W
Resistência de Carga	64.8Ω
Corrente na Carga	2.778A
Frequência de Chaveamento	50kHz
Ondulação da Corrente de Entrada	20%
Ondulação da Tensão de Saída	1%
Relação de Transformação entre Primários e Secundários	1:1

3. Cálculo dos elementos magnéticos

De acordo com as equações já apresentadas, calcula-se o valor das indutâncias:

$$L_{B1} = L_{B2} = L_1 = L_2 = 220\mu H$$

Sabendo que o valor de pico e eficaz da corrente no indutor são, respectivamente, 16.5A e 14A, pode-se determinar o dimensionamento do núcleo dos transformadores.

$$k_w := 0.35$$

Fator de Utilização da Área da Janela.

$$J_{\max} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Densidade Máxima de Corrente.

$$B_{\max} := 0.3\text{T}$$

Excursão Máxima da Densidade de Fluxo Magnético.

$$\Delta_{Lb.\max} := \frac{150}{\sqrt{50 \cdot 10^3}}$$

$$\Delta_{Lb.\max} = 0.671$$

Diâmetro Máximo do Fio.

$$\Delta_{Lb} := 0.60\text{mm}$$

Diâmetro do Fio Utilizado (AWG22).

$$S_{\text{AWG22}} := \pi \cdot \left(\frac{\Delta_{Lb}}{2} \right)^2$$

$$S_{\text{AWG22}} = 0.283\text{mm}^2$$

Área do Fio AWG22.

$$\eta_{p'} := \frac{l_{Lb.ef}}{S_{\text{AWG22}} \cdot J_{\max}}$$

$$\eta_{p'} = 11.003$$

Número de Fios em Paralelo Calculado.

$$\eta_p := 11$$

Número de Fios em Paralelo Utilizado.

$$A_{p'} := \frac{L_b \cdot l_{Lb.\max} \cdot l_{Lb.ef}}{k_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}}$$

$$A_{p'} = 10.802\text{cm}^4$$

Produto das Áreas Calculado.

A partir dos valores obtidos, selecionou-se o núcleo de ferrite NEE55/28/21-IP-12 da Thornton, cujos valores de referência estão listados a seguir.

$$A_p := 13.6\text{cm}^4$$

$$A_e := 3.6\text{cm}^2$$

$$A_w := 3.7\text{cm}^2$$

$$V_e := 40.5\text{cm}^3$$

$$G' := 3.75\text{cm}$$

$$N_{Lb'} := \frac{L_b \cdot I_{Lb.\max}}{A_e \cdot B_{\max}}$$

$$N_{Lb'} = 33.757$$

Número de Espiras Calculado.

$$N_{Lb} := 34$$

Número de Espiras Utilizado.

Determinação do valor do entreferro:

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

Permeabilidade do Vácuo.

$$l_{g.Lb'} := \frac{\mu_0 \cdot N_{Lb}^2 \cdot A_e}{L_b}$$

$$l_{g.Lb'} = 2.367 \text{ mm}$$

Valor do Entreferro Inicial.

$$F' := 1 + \frac{l_{g.Lb'}}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G'}{l_{g.Lb'}}\right)$$

$$F' = 1.431$$

Fator de Correção.

$$l_{g.Lb} := l_{g.Lb'} \cdot F'$$

$$l_{g.Lb} = 3.387 \text{ mm}$$

Valor do Entreferro Utilizado.

$$\delta_{Lb} := 0.152 \text{ mm}$$

Metade do Entreferro (Distribuído Entre Dois Lados do Núcleo).

Determinação do fator de utilização:

$$S_{AWG22.\text{isolado}} := 0.4 \text{ mm}^2$$

Área do Condutor com Isolamento.

$$k_u := \frac{n_p \cdot N_{Lb} \cdot S_{AWG22.\text{isolado}}}{A_w}$$

$$k_u = 0.404$$

Fator de Utilização.

4. Cálculo dos capacitores

A tensão máxima, a corrente eficaz e a capacitância mínima dos capacitores C_F , C_{F1} e C_{F2} são calculados abaixo:

$$V_{C_{\max}} = 60V$$

$$I_{C_{ef}} = 2A$$

$$C_{\min} = 46.3\mu F$$

Os capacitores escolhidos são do tipo:

Tabela A4 – Capacitores utilizados

Tipo	EPCOS B43840
Capacitância	680 μ F
Corrente Máxima	3.2A
Tensão Máxima	250V

5. Cálculo dos semicondutores

A tensão máxima e a corrente média nas chaves são mostradas a seguir:

$$V_{S_{\max}} = 60V$$

$$I_{S_{med}} = 17.5A$$

Os semicondutores escolhidos são do tipo:

Tabela A5 – Semicondutores utilizados

Tipo	IRFP4710
Corrente Máxima	72A
Tensão Máxima	100V
Resistência Série	0.014 Ω

6. Cálculo dos diodos

A tensão máxima e a corrente média nos diodos *boost* são mostradas a seguir:

$$V_{DB\max} = 60V$$

$$I_{DBmed} = 1,4A$$

Os diodos *boost* utilizados são do tipo:

Tabela A6 – Diodos *boost* utilizados

Tipo	HFA25PB60
Corrente Máxima	25A
Tensão Máxima	600V
t_{rr}	23ns

A tensão máxima e a corrente média nos diodos da célula de acoplamento são mostradas a seguir:

$$V_{D\max} = 60V$$

$$I_{Dmed} = 3.3A$$

Os diodos da célula de acoplamento utilizados são do tipo:

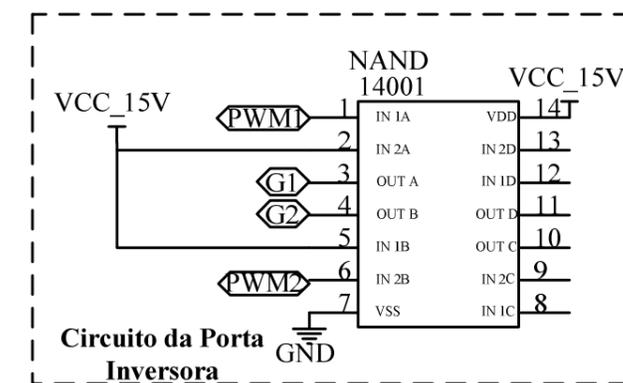
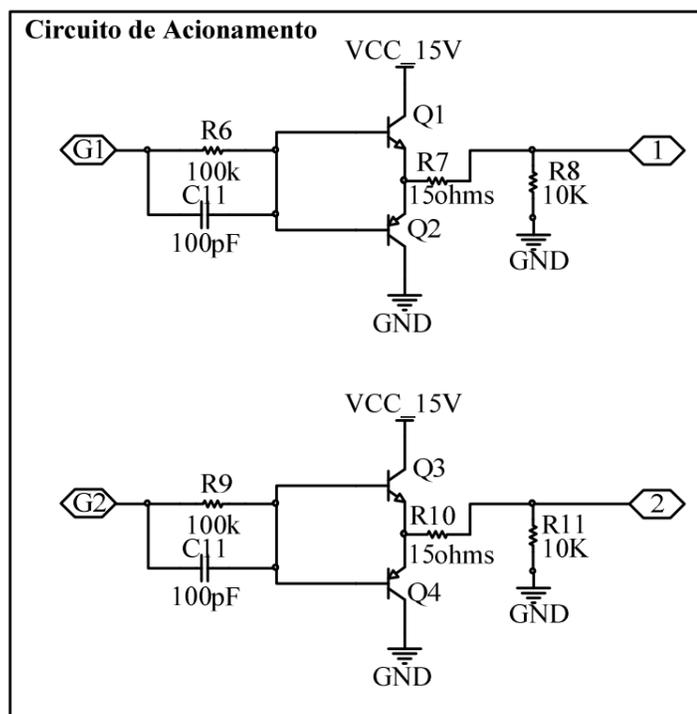
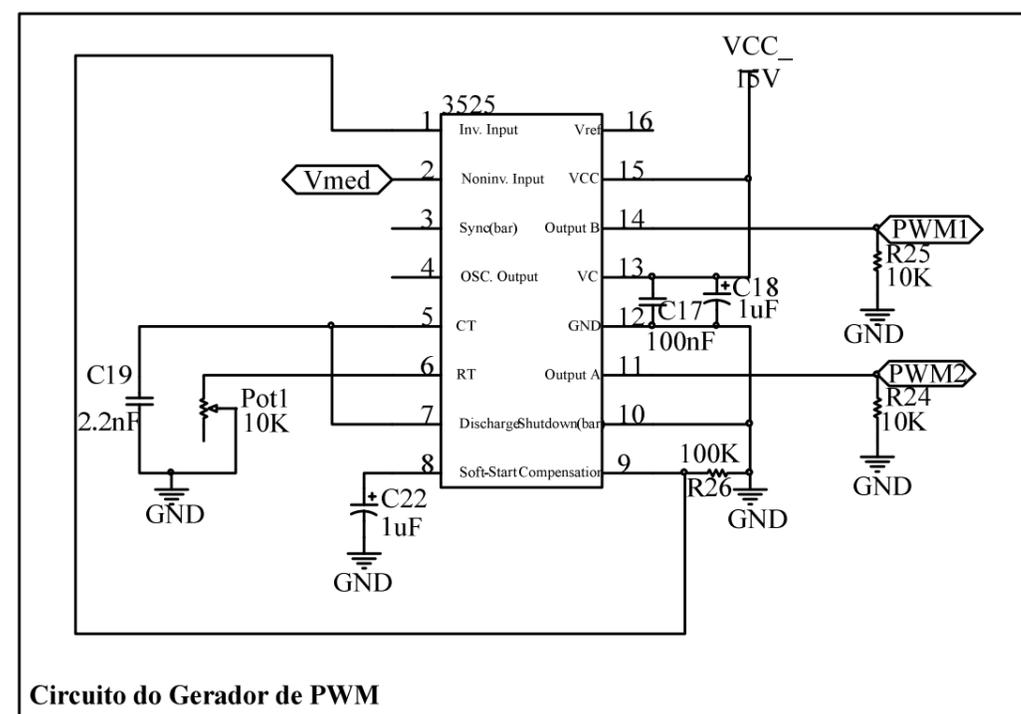
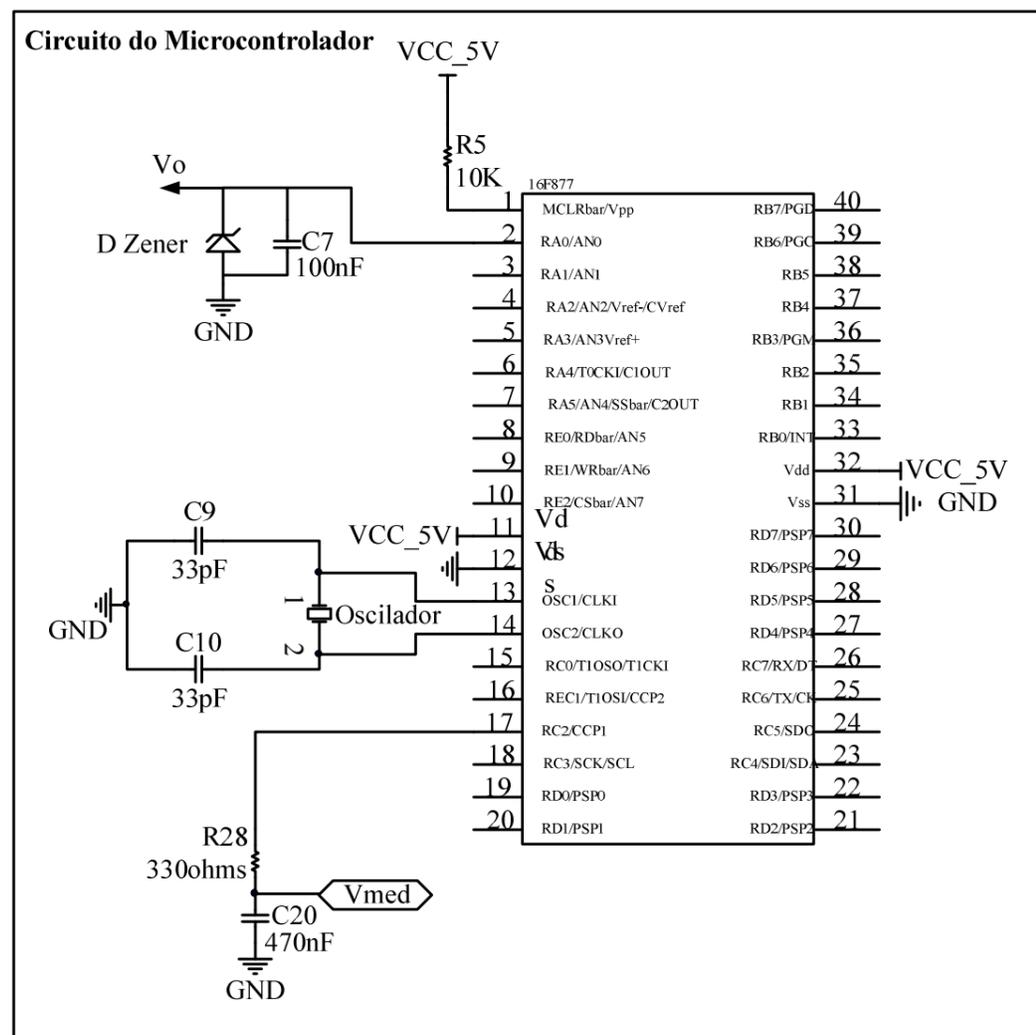
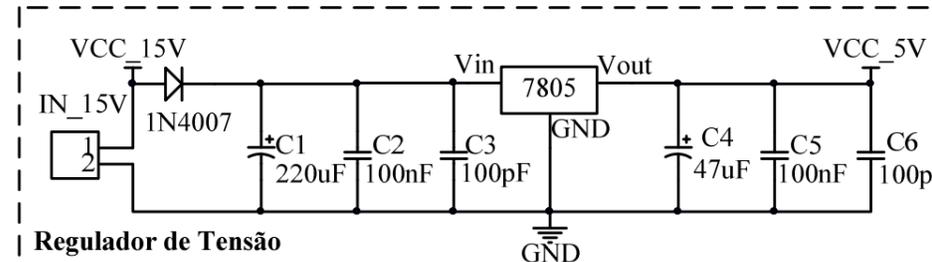
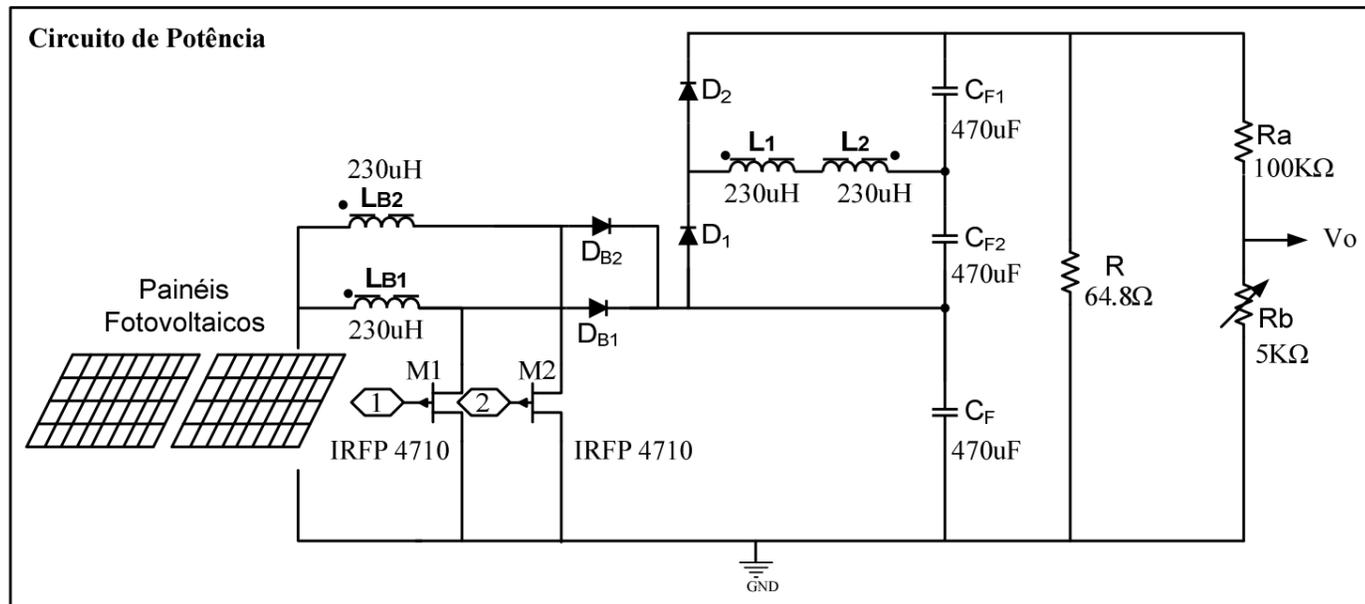
Tabela A7 – Diodos da célula de acoplamento magnético utilizados

Tipo	MUR460
Corrente Máxima	4A
Tensão Máxima	600V

7. Conversor *boost* de alto ganho bidirecional

Para o conversor bidirecional, os seis semicondutores são os mesmos utilizados para o *boost* de alto ganho, IRFP4710. Os diodos em anti-paralelo são do tipo HFA25PB60, cujas características também já foram apresentadas. Os indutores são calculados da mesma forma e possuem a mesma configuração dos já apresentados. Da mesma forma, os capacitores de saída possuem dimensionamento semelhante e serão mantidos para o conversor bidirecional.

APÊNDICE B
(ESQUEMÁTICO *BOOST* DE ALTO GANHO)



APÊNDICE C
(ESQUEMÁTICO *BOOST* DE ALTO GANHO BIDIRECIONAL)

